



HAL
open science

Conception et réalisation des convertisseurs de puissance dédiés aux véhicules électriques

Farhani Slah

► **To cite this version:**

Farhani Slah. Conception et réalisation des convertisseurs de puissance dédiés aux véhicules électriques. Energie électrique. École Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Tunis, 2019. Français. NNT : . tel-02915929

HAL Id: tel-02915929

<https://theses.hal.science/tel-02915929>

Submitted on 17 Aug 2020

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

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

République Tunisienne
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université de Tunis



THÈSE

Présentée pour l'obtention du

Diplôme de Doctorat

Spécialité : Génie Électrique

Par :

Slah FARHANI

Technologue à l'ISET de Kairouan

Conception et réalisation des convertisseurs de puissance dédiés aux véhicules électriques

Présentée et soutenue publiquement le 12/01/2019 devant le Jury composé de :

M. Jamel BELHADJ	Professeur à l'ENSIT	Président
M. Othmen HASNAOUI	Maître de conférences à l'ENSIT	Rapporteur
M. Khmais BACHA	Maître de conférences à l'ISSTE	Rapporteur
M. Adel KHEDHER	Professeur à l'ENISO	Examineur
M. Faouzi BACHA	Professeur à l'ENSIT	Directeur de thèse

A mes parents à qui je dois tous leurs sacrifices,

A mes chers frères,

A mes belles sœurs,

A mon épouse,

A mes adorables Okba et Emna,

Avant propos

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du laboratoire d'Informatique pour les Systèmes Industriels (LISI) à l'Institut National des Sciences Appliquées et de Technologie (INSAT).

Je tiens à remercier vivement Monsieur **Faouzi BACHA**, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Tunis (ENSIT) pour m'avoir fait l'honneur de travailler sous sa direction. J'exprime aussi ma gratitude pour ses conseils judicieux, sa bonne humeur et son aide pendant les années de mes études doctorales.

Je prouve mes profondes grâtes à Monsieur **Mansour AMARI**, Docteur et Maître Technologue à l'Institut Supérieur des Etudes Technologiques de Nabeul (ISET), pour ses aides précieux et ses conseils.

Je remercie aussi Monsieur **Abdeslam DJERDIR**, Maître de conférences à l'Université Technologique de Belfort Montbéliard (UTBM), pour m'avoir invité à un stage de recherche en utilisant la plate-forme de l'université dans lequel j'ai réalisé les essais pratiques sur le convertisseur DC-DC entrelacé et sur la pile à combustible.

J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur **Jamel BELHADJ**, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Tunis (ENSIT) qui m'a fait l'honneur de présider mon jury de thèse.

Je tiens également à remercier Monsieur **Adel KHEDHER**, Professeur à l'Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sousse (ENISO), d'avoir accepté d'examiner ce travail avec intérêt et de participer au Jury de soutenance.

Je remercie Monsieur **Othmen HASNAOUI**, Maître de conférences à l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Tunis (ENSIT), d'avoir accepté la lourde tâche de rapporter mon mémoire de thèse ainsi que de participer au jury.

Que Je remercie Monsieur **Khmais BACHA**, Maître de conférences à l'Institut Supérieur des Sciences et Technologies de l'Environnement (ISSTE) de Borj Cedria, d'avoir accepté la lourde tâche de rapporter mon mémoire de thèse ainsi que de participer au jury.

Résumé

Le secteur automobile, loin d'être épargné par ces nouveaux challenges, se retrouve même au cœur des changements, étant donné qu'il contribue à 22 % des émissions de gaz à effet de serre, responsables de la pollution atmosphérique et du réchauffement climatique. Ainsi, la nécessité de s'orienter vers des ressources énergétiques alternatives au pétrole, a engendré l'électrification progressive des véhicules. La pile à combustible (PAC) produit de l'énergie électrique à partir d'hydrogène et d'oxygène sans rejets de polluants. Son utilisation dans le secteur automobile est donc envisagée à long terme pour répondre au problème de mobilité durable. Cependant, certaines questions sont toujours en attente, en particulier sur la faible tension produite à la sortie de la pile à combustible. En conséquence, un convertisseur DC/DC est indispensable pour élever cette tension jusqu'au niveau de tension du bus continu. Afin d'être optimaux, les convertisseurs DC/DC Boost entrelacés et les convertisseurs DC/DC isolés doivent répondre à de nombreuses exigences dans les applications véhicule électrique à pile à combustible à savoir : faible masse et petit volume, haute efficacité énergétique, haute densité de puissance, faible coût, faible perturbation électromagnétique...

Cette thèse a comme objectif de concevoir et réaliser deux nouvelles topologies des convertisseurs de puissance DC/DC qui interfacent une pile à combustible au système d'entraînement d'un véhicule électrique. Le premier convertisseur appelé DC/DC à résonance parallèle est basée sur l'adoption d'un niveau de tension variable du bus continu et assure la protection de la pile à combustible. Le deuxième nommé DC/DC Boost entrelacé assurant la minimisation des ondulations de courant de sortie de la pile à combustible et permettant de garantir la fiabilité du système.

Mots clés : Véhicule électrique, pile à combustible, convertisseur DC/DC à résonance parallèle, convertisseur DC/DC entrelacé, transformateur planaire, model moyen, cycle de conduite NEDC.

Publications

Liste des articles dans des journaux internationaux

- **F. Slah**, A. Mansour, M. Hajer and B. Faouzi, "Analysis, modeling and implementation of an interleaved boost DC-DC converter for fuel cell used in electric vehicle," International Journal of Hydrogen Energy ELSEVIER, vol. 42, pp.1-13, 2017.
- **F. Slah**, A. Mansour, A. Abdelkrim, B. Faouzi, "Analysis and Design of an LC ParallelResonant DC–DC Converter for a Fuel Cell Used in an Electrical Vehicle", Journal of Circuit System and Computer, , vol. 27, pp. 1850119-1 -1850119-21, 2017.
- **S.Farhani**, M.Amari and F.Bacha, "Design, Modeling and Simulation of Energy Conversion System for Electric Vehicle" International Journal of Control Theory and Applications, vol. 9, pp. 67- 83, 2016.

Liste des communications dans des congrès internationaux

- **S. Farhani**, M.Amari, F.Bacha, "Modeling and Performances of Permanent Magnet Synchronous Motor Used in Electric Vehicle" International Conference on Automation, Control Engineering and Computer Science, Proceedings of Engineering and Technology - PET, pp. 867- 872, Hamamet, Tunisia 2016.
- **F. Slah**, A. Mansour, B. Faouzi, "Analysis and Design of LLC Resonant Converter for Fuel Cell Used in electrical vehicle", Conference International des Energies Renouvelables, Proceedings of Engineering and Technology - PET, pp. 93-100, Hamamet, Tunisia 2016.
- **F. Slah**, A. Mansour, B. Faouzi, "Design and Simulation of Fuel Cell Based Interleaved Boost Converter for Vehicular Application", International Conference on Green Energy & Environmental Engineering, Proceedings of Engineering and Technology - PET, pp. 96 - 102, Sousse, Tunisia 2017.
- **S. Farhani**, F.Bacha, Analysis, "Design and Implementation of Fuel Cell LLC Resonant Converter Used in Electrical Vehicle", International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices, Proceedings of the IEEE Xplore, pp.310-315, Hamamet, Tunisia 2018.
- **S. Farhani**, F.Bacha, "Modeling and control of a dc-dc resonant converter interfacing fuel cell in electric vehicle", 9th International Renewable Energy Congress, Proceedings of the IEEE Xplore, Hamamet, Tunisia 2018.

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chap. 1: Etat de l'art des convertisseurs de puissance dédiés aux véhicules électriques.....	4
1. Introduction.....	4
2. Généralités sur les véhicules électriques hybrides.....	4
2.1 Définition.....	4
2.2 Historique.....	5
2.3 Classification.....	6
2.4 Mode de fonctionnement.....	8
3. Véhicule électrique à pile à combustible et super-condensateur.....	9
3.1 Structure énergétique.....	9
3.2 Les sources d'énergies.....	10
a- Les batteries.....	10
b- Les supercondensateurs.....	12
c- Les Piles à combustible.....	13
3.3. Convertisseurs de puissances dédiées aux véhicules électriques.....	16
a- Convertisseurs DC/DC isolées.....	16
b- Les convertisseurs DC/DC non isolés.....	21
4. Problématiques et objectifs de la thèse.....	28
5. Conclusion.....	29
Chap. 2 : Conception de convertisseur DC/DC isolé à résonance parallèle pour véhicule électrique à pile à combustible.....	30
1. Introduction.....	30
2. Chaîne de traction du véhicule électrique considérée.....	30
2.1 Composition de la chaîne de traction.....	30
2.2 Modélisation de la charge.....	31
a- Force résistance au roulement.....	31
b- Force de gravité.....	32
c- Force aérodynamique.....	32
d- Force de traction.....	32
2.3 Cycles de vitesse normalisés.....	33
2.4 Modélisation et dimensionnement de la pile à combustible.....	34
a- Modélisation de la pile à combustible.....	34
b- Dimensionnement de la pile à combustible.....	36

3. Topologie du convertisseur DC/DC à résonance parallèle.....	36
4. Modèle moyen du convertisseur DC/DC à résonance parallèle.....	38
4.1 Cas d'une charge résistive.....	38
4.2 Cas d'un profil de courant de charge.....	42
4.3 Régulation de la tension de sortie du convertisseur DC/DC.....	44
5. Analyse et dimensionnement du convertisseur DC/DC à résonance parallèle.....	46
6. Résultats de simulation.....	52
6.1 Simulation du comportement dynamique de véhicule électrique.....	52
6.2 Simulation du comportement de la pile à combustible équipant le véhicule.....	53
6.3 Simulation du Comportement du convertisseur DC-DC face à un profil de courant de charge variable.....	54
7. Conclusion.....	58
Chap. 3 : Conception de convertisseur DC/DC Boost entrelacé pour véhicule électrique à pile à combustible.....	59
1. Introduction.....	59
2. Présentation de la topologie du convertisseur DC/DC Boost entrelacé.....	59
3. Modèle moyen du convertisseur DC/DC Boost entrelacé.....	61
3.1 Cas d'une charge résistive.....	61
3.2 Cas d'un profil de courant de charge.....	66
3.3 Régulation de la tension de sortie du convertisseur DC/DC.....	67
4. Analyse et dimensionnement du convertisseur DC/DC Boost entrelacé.....	70
4.1 Évaluation de l'ondulation du courant d'entrée.....	70
4.2 Dimensionnement des composants du convertisseur.....	73
5. Simulation du convertisseur DC/DC Boost entrelacé.....	75
5.1 Cas d'une charge résistive.....	75
a- Boucle ouverte	75
b- Boucle fermée	78
5.2 Cas d'un profil de charge.....	80
6. Conclusion.....	83
Chapitre 4 : Validation expérimentale.....	84
1. Introduction.....	84
2. Tests de validation expérimentale de modèle développé de la pile à combustible.....	84
2.1 Système pile à combustible PEMFC Nexa.....	84
2.2 Tests de validation expérimentale.....	86
2.3 Résultats expérimentaux pour les deux régimes statique et dynamique.....	86

a- Essai 1 : Fonctionnement en régime statique.....	87
b- Essai 2 : Fonctionnement Régime dynamique.....	88
3. Présentation de la maquette de convertisseur dc-dc entrelacé.....	89
3.1 Cartes de mesure.....	92
3.2 Carte de temps réel dSPACE 1104.....	93
3.3 Carte d'interface entre dSPACE et la carte FPGA.....	94
3.4 Carte d'interface entre la carte FPGA et les cartes drivers des interrupteurs de puissance	94
3.5 Cartes drivers des interrupteurs de puissance.....	95
3.6 Décalage des signaux de commande.....	95
3.7 Algorithme de commande de convertisseur DC/DC entrelacé.....	97
4. Résultats pratiques.....	98
4.1 Boucle ouverte.....	98
4.2 Boucle fermée.....	100
5. Réalisation d'un convertisseur DC/DC à résonance parallèle.....	101
6. Conclusion.....	104
Conclusion générale.....	105
Annexe.....	107
A1 : Modélisation instantané du convertisseur DC/DC à résonance parallèle.....	107
A2 : Détermination des coefficients de correcteurs.....	116
A3 : Plan du convertisseur DC-DC entrelacé.....	117
Bibliographie	119

Liste des figures

Chapitre 1

Figure (1.1): Voiturette Pieper 6 H.P. en 1900.	5
Figure(1 . 2): Toyota Prius XW10.....	6
Figure(1 . 3): Honda Insight I	6
Figure(1 . 4): Architecture série d'un HEV.....	7
Figure(1 . 5): Architecture parallèle d'un HEV.....	8
Figure(1 . 6): Architecture mixte d'un HEV.....	8
Figure(1 . 7): Structure énergétique d'une Véhicule électrique à pile à combustible et super condensateur.....	10
Figure(1 . 8): Principe de base d'une batterie	11
Figure(1 . 9): Constitution d'un supercondensateur	12
Figure(1 . 10): Schéma du principe de fonctionnement d'une cellule de pile à combustible.....	14
Figure(1 . 11): Schéma de principe d'un système pile à combustible.....	15
Figure(1 . 12): Configurations de base du convertisseur DC/DC isolé.....	17
Figure(1 . 13): Convertisseur à pont complet isolé	17
Figure(1 . 14): Convertisseur DC/DC en pont complet résonnant en série isolé	18
Figure(1 . 15): Convertisseur DC/DC en demi-pont isolé	18
Figure(1 . 16): Convertisseur DC/DC push-pull isolé	19
Figure(1 . 17): Convertisseur V6 isolé.....	19
Figure (1 . 18): Convertisseur de type L isolé	20
Figure(1 . 19): Convertisseur de source de courant isolé à pont complet	21
Figure(1 . 20): Topologies de convertisseurs DC-DC non-isolés	23
Figure(1 . 21): Configurations de base du convertisseur boost conventionnel	24
Figure(1 . 22): Convertisseur double boost Flottant(FDB)	25
Figure(1 . 23): Convertisseur double boost flottant double entrelacé (FDIDB)	26
Figure(1 . 24): Convertisseur boost-double étage double amplification flottant (FBDDB).....	26
Figure(1 . 25): Convertisseur DC/DC entrelacé bidirectionnel	27

Chapitre 2

Figure(2. 1): Chaîne de traction du véhicule électrique étudié.....	31
---	----

Figure(2. 2): Forces appliquées sur le véhicule	31
Figure(2. 3): Cycle de 10-15 japonais	33
Figure(2. 4): Cycle conduite NEDC.....	33
Figure(2. 5): Cycle de conduite ARTEMIS	33
Figure(2. 6): Caractéristique tension-courant d'une cellule pile à combustible de type PEM.....	34
Figure(2. 7): Modèle électrique simplifié d'une cellule de la pile à combustible	35
Figure(2. 8): Topologie du convertisseur DC/DC coté PAC.....	37
Figure(2. 9): Signaux de la commande du convertisseur DC-DC.....	37
Figure(2. 10): Circuit équivalent du convertisseur DC/DC à l'état 1 pour charge résistive.....	39
Figure(2. 11): Schéma équivalent ramené au secondaire.....	39
Figure(2. 12): Circuit équivalent du convertisseur DC/DC à l'état 2 à charge résistive	40
Figure(2. 13): Circuit équivalent à l'état.....	41
Figure(2. 14): Circuit équivalent moyen du convertisseur DC/DC à charge résistive	42
Figure(2. 15): Topologie du convertisseur DC/DC à résonance parallèle à profil de charge	43
Figure(2. 16): Stratégie de la commande du convertisseur DC/DC à résonance parallèle	44
Figure(2. 17): Commande en boucle fermée de la tension de sortie du convertisseur DC/DC à résonance parallèle	46
Figure(2. 18): Topologie du convertisseur DC/DC à résonance LC parallèle.....	46
Figure(2. 19): Formes d'ondes des tensions du convertisseur DC/DC à résonance LC parallèle.....	47
Figure(2. 20): Dérivation d'une charge résistive équivalente	47
Figure(2. 21): Circuit équivalent de convertisseur DC/DC à résonance parallèle	49
Figure(2. 22): Caractéristiques de Gain pour différentes valeurs de facteur de qualité.....	50
Figure(2. 23): Diagramme de bode du filtre LC pour différentes valeurs du facteur de qualité Q.....	51
Figure(2. 24): Profil du courant dans la charge en fonction du temps.....	52
Figure(2. 25): Courbe de polarisation à différentes pressions.....	54
Figure(2. 26): Courbe de polarisation à différentes températures.....	54
Figure(2. 27): Profil de la vitesse en fonction du temps pour le cycle NEDC	55

Figure(2. 28): Schéma fonctionnel du système de contrôle pour un profil de courant de charge variable..... 56

Figure(2. 29): Profil du courant dans la charge en fonction du temps..... 56

Figure(2. 30): Evolution des courants (i_{PAC} et i_L), des tensions (V_{PAC} et V_0) et du rapport cyclique d en fonction du temps. 57

Chapitre 3

Figure(3. 1): Topologie de convertisseur DC/DC BOOST entrelacé à 3 phases.....60

Figure(3. 2): Signaux de commande de convertisseur DC/DC boost entrelacé à 3 phases 61

Figure(3. 3): Circuits équivalent (Scénario 1) 62

Figure(3. 4): Circuits équivalent (Scénario 2) 64

Figure(3. 5): Stratégie de la commande du convertisseur DC/DC Boost entrelacé 67

Figure(3. 6): Commande en boucle fermée de la tension de sortie du CPAC..... 69

Figure(3. 7): Différents cas de fonctionnement du convertisseur DC/DC entrelacé 72

Figure(3. 8): Variation de l'ondulation de courant de la PàC et l'ondulation de courant d'une inductance de phase en fonction du rapport cyclique..... 73

Figure(3. 9): Formes d'ondes des signaux de commandes pour différents valeurs de rapports cycliques 76

Figure(3. 10): Formes d'ondes de tension de sortie et des courants inducteurs pour un rapport cyclique ($d=0.3$) 76

Figure(3. 11): Formes d'ondes de tension de sortie et des courants inducteurs pour un rapport cyclique ($d=0.5$) 77

Figure(3. 12): Formes d'ondes de tension de sortie et des courants inducteurs pour un rapport cyclique ($d=0.67$) 77

Figure(3. 13): Evolution de tension de sortie pour un rapport cyclique variable 78

Figure(3. 14): Structure de contrôle du convertisseur DC/DC Boost entrelacé à charge résistive 78

Figure(3. 15): Evolution de la tension de sortie V_{0ref} en fonction du temps..... 79

Figure(3. 16): Evolution de la réponse du convertisseur DC/DC suite à une variation de la tension de référence 80

Figure(3. 17): Profil de la vitesse en fonction du temps pour le cycle NEDC 81

Figure(3. 18): Schéma fonctionnel du système de contrôle pour un profil de courant de charge variable..... 81

Figure(3. 19): Profil du courant dans la charge en fonction du temps.....	82
Figure (3. 20): Evolution des courants (I_{pac} et I_L), des tensions (V_{pac} et V_0) et du rapport cyclique d en fonction du temps	82

Chapitre 4

Figure (4. 1) : Photo du système pile à combustible BALLARD Nexa PEMFC 1.2kW.....	85
Figure (4. 2) : Photo du banc d'essai de la pile à combustible Nexa	86
Figure (4. 3) : Profil de courant de charge pour le fonctionnement en régime statique	87
Figure (4. 4) : Evolution des grandeurs électriques de la pile à combustible Nexa pour le fonctionnement en régime statique.	88
Figure (4. 5) : Profil de courant de charge pour le fonctionnement en régime dynamique	88
Figure (4. 6) : Evolution des grandeurs électriques de la pile à combustible Nexa pour le fonctionnement en régime dynamique	89
Figure (4. 7) : Topologie de convertisseur DC-DC entrelacé	90
Figure (4. 8) : Banc de test expérimental	91
Figure (4. 9) : Détails du convertisseur DC/DC entrelacé.....	92
Figure (4. 10) : Carte de mesure des courants de phase.....	92
Figure (4. 11) : Carte de mesure de la tension du bus DC.....	93
Figure (4. 12) : Diagramme de la carte dSPACE DS1104	93
Figure (4. 13) : Carte d'interface entre dSPACE et la carte FPGA.....	94
Figure (4. 14) : Carte d'interface entre carte FPGA et cartes drivers.....	94
Figure (4. 15) : Cartes drivers ARCEL-2108 de la société ARCEL.....	95
Figure (4. 16) : Assignement des entrées et sorties de la carte FPGA	96
Figure (4. 17) : Langage de description	96
Figure (4. 18) : Interface Matlab/Simulink pour le contrôle du convertisseur DC/DC entrelacé.....	97
Figure (4. 19) : Signaux de commande d'un convertisseur DC-DC entrelacé.....	98
Figure (4. 20) : Evolution de courant dans l'inductance et de tension de la sortie (1 Bras) en boucle ouverte	99
Figure (4. 21) : Evolution de courant dans l'inductance et de tension de la sortie (2 Bras) en boucle ouverte	99

Figure (4. 22) : Evolution de courant dans l'inductance et de tension de la sortie (3 Bras) en boucle ouverte	99
Figure (4. 23) : Evolution de courant dans l'inductance et de tension de la sortie en boucle fermée	100
Figure (4. 24) : Evolution de rapport cyclique en boucle fermée.....	101
Figure (4. 25) : Topologie de convertisseur DC/DC à résonance parallèle.....	102
Figure (4. 26) : Maquette expérimentale du convertisseur DC/DC à résonance parallèle	102
Figure (4. 27) : Signaux de commande	103
Figure (4. 28) : Tension d'interrupteur	103
Figure (4. 29) : Courant d'interrupteur	103
Figure (4. 30) : Courant de résonance	104
Figure (4. 31) : Tension de sortie de l'onduleur	103
Figure (4. 32) : Tension d'entrée et de sortie de transformateur planaire.....	104
Figure (4. 33) : Tension redressée	104
Figure (4. 34) : Tension de bus continu (V0)	104

Liste des Tableaux

Tableau (2. 1): Etats des interrupteurs à l'état 1.....	37
Tableau (2. 2): Paramètres de conception du filtre LC.....	51
Tableau (2. 3): Paramètres du prototype du véhicule étudié	52
Tableau (2. 4): Paramètres de la pile à combustible	53
Tableau (2. 5): Paramètres du convertisseur DC/DC côté pile à combustible	55
Tableau (3. 1) : Etats des interrupteurs (Scénarios 1).....	62
Tableau (3. 2) : Etats des interrupteurs (Scénario 2).....	64
Tableau (3. 3) : Paramètres de dimensionnement de convertisseur DC-DC.....	74
Tableau (3. 4) : Paramètres du convertisseur DC/DC entrelacé.....	75
Tableau (4. 1): Caractéristiques de la pile Ballard Nexa 1.2 kW.....	85
Tableau (4. 2): Caractéristiques techniques de la PàC	87
Tableau (4. 3): Spécification des composants du convertisseur DC/DC boost entrelacé	90

Liste des Acronymes

PAC: Pile à combustible

SC: Supercondensateur

HEV: Hybrid Electrical Vehicle

PEFC: Polymer Electrolyte Fuel Cell

PEMFC: Proton Exchange Membrane Fuel Cell

AFC: Alkaline Fuel Cell

PAFC: Phosphoric Acid Fuel Cell

MCFC: Molten Carbonate Fuel Cell

SOFC: Solid Oxyde Fuel Cell

PWM: Pulse Width Modulation

FPGA: Field Programmable Gate Array

VHDL: VHSIC Hardware Description Language

NEDC: New European Driving Cycle

DC: Direct current

AC: Alternating current

TAH: Taux Approximation Harmonique

FDB: Flottant-Dual-Boost

FDIDB: Double Boost Double Entrelacé Flottant

PI: Proportionnel Integral

FTP: Federal Test Procedure

H₂: Hydrogène

O₂: Oxygène

CO: Monoxyde de carbone

NO_x : Oxyde d'azote

ARTEMIS : Assessment and Reliability of Transport Emission Models Inventory System

Nomenclature

Symbole	Désignation	Unité
V_{act}	Tension d'activation	V
V_{Conc}	Tension de concentration	V
E_{Nernst}	Tension de Nernst	V
V_{ohm}	tension ohmique	V
V_{act}	Tension d'activation	V
V_{Conc}	Tension de concentration	V
J	Densité d'une cellule	$A.m^{-2}$
M	Masse de véhicule	Kg
V_{ve}	Vitesse de véhicule	km/h
γ	Accélération de véhicule	m/s^2
\rightarrow F_A	Force aérodynamique	N
\rightarrow F_R	Force résistance au roulement	N
\rightarrow F_G	Force de gravité	N
\rightarrow F_x	Force de traction	N
$\vartheta\%$	Pente topographique	en %
$G (m.s^{-2})$	Champ de pesanteur	ms^{-2}
C_R	Coefficient de résistance au roulement	-
ρ	Densité volumique de l'air	Kg/m^3
$S_f (m^2)$	Surface frontale de véhicule	m^2
C_x	Coefficient de pénétration dans l'air	-
$P_m(t)$	Puissance mécanique de véhicule	W
Ω_r	Vitesse angulaire des roues	rd/s
R_r	Rayon de la roue	m
r	Rapport de réduction de vitesse	-
C_{re}	Couple résistant à la roue	N.m
C_{rep}	Couple résistant permanent	N.m
C_{ac}	Couple d'accélération	N.m
$\Omega_r Max$	Vitesse angulaire maximale des roues	rd/s
V_{PAC}	Tension de la pile à combustible	V
I_{PAC}	Courant de la pile à combustible	A
R_{PAC}	Résistance de la pile à combustible	Ω
n	Nombre des électrons	-
F	Constante de faraday	C/mol

R	Constante de gaz parfait	$J.mol^{-1}.K^{-1}$
T	Température	Kelvin
P_{H_2}	Pression d'hydrogène	at
P_{O_2}	Pression d'oxygène	at
P_{H_2O}	Pression de l'eau	at
E	Tension d'une cellule en circuit ouvert	V
ΔG	Variation d'enthalpie	J
G_0	Variation de l'enthalpie à la pression atmosphérique	J
i_0	Densité de courant échangé dans la cathode	A/m^2
i_L	Courant limite de la pile	A
N_{cell}	Nombre de cellule	-
P_{pac}	Puissance de la pile à combustible	W
P_{pacMax}	Puissance maximale de la pile à combustible	W
P_{pacmin}	Puissance minimale de la pile à combustible	W
N_s	Nombre de cellules en série	-
N_p	Nombre de cellules en parallèle	-
L_r	Inductance de résonance	H
C_r	Condensateur de résonance	F
m	Rapport de transformation	-
T_s	Période de commutation	S
f_s	Fréquence de commutation	Hz
C_i	Signal de commande l'interrupteur i	-
V_0	Tension de bus continu	V
$t_0 (s)$	Début de cycle	s
d	Rapport cyclique	-
ΔV_{PAC}	Ondulation de la tension d'entrée	V
ΔV_0	Ondulation de la tension de sortie	V
Δi_{PAC}	Ondulation du courant d'entrée	A
Δi_0	Ondulation de courant de sortie	A
I_{ch}	Courant de charge	A
R_{ch}	Résistance de charge	Ω
Δt	Pas d'échantillonnage de temps	s
$x(t)$	Variable d'état	-

Introduction Générale

Introduction générale

Les enjeux énergétiques et environnementaux font aujourd'hui partie des préoccupations majeures au niveau international. L'accroissement de la population mondiale ainsi que l'activité industrielle des pays développés et des puissances économiques émergentes ont entraîné une explosion des besoins en énergie. L'utilisation des ressources fossiles pour satisfaire cette « boulimie » énergétique est responsable de la majeure partie des rejets de gaz à effet de serre dans l'atmosphère ; cette pollution est à l'origine du réchauffement de la planète et des bouleversements climatiques qui en découlent. Outre les problèmes liés à l'environnement, les réserves d'énergies fossiles sont limitées et ne pourront satisfaire à moyen terme la demande mondiale.

Plus particulièrement, parmi l'ensemble des secteurs incriminés, l'automobile est régulièrement citée. Le nombre de véhicules dans le monde est de plus d'un milliard. Un nombre avec une croissance exponentielle surtout ces dernières années. La quasi-totalité des véhicules sur les routes fonctionnent avec un moteur thermique (essence ou diesel). Cependant, même dans des conditions optimales de fonctionnement, un moteur thermique ne peut atteindre qu'un rendement de l'ordre de 36% pour un moteur à essence et de 42% pour un moteur Diesel. C'est-à-dire, une plus grande partie de l'énergie fournie par le carburant est perdue, sous forme de chaleur dissipée dans l'atmosphère (échappement d'une quantité énorme de gaz polluants). Par conséquent, l'industrie des véhicules thermiques rencontrera des problèmes de pollution, le secteur de transport est le premier contributeur au réchauffement de la planète, sa part est estimée à 32% des émissions de dioxyde de carbone (CO_2). De plus, les pays pétroliers annoncent l'épuisement des réserves pétrolières mondiales d'ici aux années 2050. Pour résoudre ces problèmes, les constructeurs et le gouvernement ont pris acte des efforts nécessaires pour stabiliser ou réduire ces émissions. Ils pensent à un moyen de transport écologique indépendant du pétrole, beaucoup croyaient aux véhicules électriques. Le véhicule électrique, bien qu'il souffre toujours de son manque d'autonomie, se situe au premier plan de ces recherches. Ce nouveau moyen du transport, fait partie de la diminution de la pollution et de l'émission locale à effet de serre.

Les véhicules électriques à batteries, les véhicules électriques hybrides et les véhicules électriques à pile à combustible sont présentés par les spécialistes comme l'alternative la plus efficace, permettant un transport avec de très faibles et même zéro émissions de gaz à effet de serre. Dans le cas des véhicules électriques utilisant comme carburant l'hydrogène, les piles à combustible (PAC) ont beaucoup à offrir. En effet, les PAC sont devenus des éléments décisifs pour la génération de puissance dans les applications automobiles. Depuis le début du 21^{ème} siècle, la PAC à membrane échangeuse de protons, "Proton Exchange Membrane Fuel Cell (PEMFC)", a tiré profit d'un intérêt croissant de la part des chercheurs

publics et privés en raison de sa densité de puissance élevée, un électrolyte solide, et des fonctionnements à faible température lui permettant un démarrage plus rapide.

La disparité des niveaux des tensions et des courants entre les sources (pile à combustible, batteries, super-condensateurs) et les charges de la voiture (moteur de traction, auxiliaires) rend indispensable l'utilisation de tels dispositifs. La plupart de ces recherches proposent des topologies de convertisseurs à tension de bus continu (bus DC) constante dépassant souvent la centaine de volts.

La littérature dans le domaine de l'électronique de puissance embarquée démontre que les pertes énergétiques du convertisseur de conditionnement (convertisseur DC/DC) sont d'autant plus importantes (c-à-d un rendement d'autant plus faible) que les niveaux de tensions des sources et du bus DC sont éloignés.

Les topologies de convertisseurs de puissance proposées dans la littérature pour le conditionnement de l'énergie à bord des EVs n'intègrent pas vraiment ce paramètre dans leur choix.

Lors des démarrages/arrêts très fréquents du VE en mode urbain, les niveaux de tension nécessaires à l'alimentation du moteur de traction sont faibles (quelques dizaines de volts). Ainsi les sources telles que les piles à combustible ou super condensateurs pourraient alimenter directement le moteur de traction sans avoir recours aux convertisseurs élévateurs de tension.

Notre travail de thèse vise à exploiter cette fonctionnalité à travers l'exploration des nouvelles architectures de convertisseurs DC/DC basées sur l'adoption d'un niveau de tension variable du bus continu. Dans cette approche, la tension minimale de ce dernier est fixée en fonction des niveaux de tensions disponibles du côté des sources et de la vitesse requise (niveau des F.é.m. du moteur de traction). Ainsi, le rapport variable d'élévation de la tension est minimal à faible vitesse du véhicule en mode urbain et il est maximal à grande vitesse, en modes route et autoroute.

Ce travail de thèse s'intéresse à la modélisation et au dimensionnement des différents éléments de la chaîne de traction pour véhicule électrique à pile à combustible. Il s'agit encore, de concevoir et de réaliser deux nouvelles topologies des convertisseurs de puissance dédiés à ce type des véhicules.

À travers ce mémoire, nous présentons la démarche suivie pour atteindre ces objectifs ainsi que les outils développés, les résultats obtenus, leurs potentialités mais aussi leurs limites d'utilisation.

Dans le premier chapitre, nous présentons un état de l'art sur la généralité des véhicules hybrides électriques, tels que l'historique, classification et mode de fonctionnement. Ensuite, nous donnerons les caractéristiques des différentes sources embarquées (batteries, pile à combustible et super-condensateur). Une grande partie de ce chapitre a été consacrée à la présentation des différentes topologies existantes de convertisseurs DC/DC isolés et non isolés avec leurs avantages et leurs inconvénients. Ces informations permettront de

situer les objectifs de notre travail par rapport à la littérature actuelle dans le domaine des véhicules électriques.

Le deuxième chapitre traite la modélisation et le dimensionnement des éléments constitutifs de la chaîne de traction à partir d'un cahier des charges qui décrit le comportement de véhicule considéré. Une grande partie de ce chapitre est consacré à l'étude du convertisseur DC/DC isolé qui interface la pile à combustible et le bus continu. Nous commençons par la présentation de la topologie choisie (résonance parallèle). Ensuite nous proposons un dimensionnement des éléments de circuit résonant de convertisseur. Après cela nous établissons le modèle moyen du convertisseur et nous déterminons la fonction de transfert reliant la tension de sortie de bus continu au rapport cyclique du convertisseur dans le domaine des petits signaux. Nous finirons par des résultats de simulation.

Le troisième chapitre est destiné à l'étude du convertisseur DC/DC non isolé unidirectionnel. Nous commençons par la présentation de la topologie choisie (Boost entrelacé). Puis, nous établissons le modèle moyen du convertisseur et nous déterminons la fonction de transfert reliant la tension de sortie de bus continu au rapport cyclique du convertisseur dans le domaine des petits signaux. Ensuite nous proposons un dimensionnement des composants du convertisseur. Nous finirons par des résultats de simulation.

Le quatrième chapitre est consacré à la validation expérimentale. Dans la première partie de ce chapitre nous présentons le système pile à combustible du type PEM Nexa 1.2 kW de BALLARD et nous testons expérimentalement leur modèle mathématique en déterminant la courbe de polarisation. Dans la deuxième partie nous décrivons le banc de test développé dans le cadre de la thèse. Cette description concerne aussi bien la partie puissance (PAC et convertisseur DC/DC entrelacé) que la partie commande (cartes de mesure, processeur de contrôle et supervision). Par la suite, nous montrons la procédure permettant de générer le décalage des signaux de commande des interrupteurs de puissance par l'intermédiaire de la carte FPGA. Nous présentons également les résultats expérimentaux de validation de l'algorithme de commande pour le convertisseur DC/DC entrelacé. Dans la troisième partie de ce chapitre nous montrons la réalisation expérimentale du convertisseur DC/DC à résonance parallèle et nous présentons les résultats expérimentaux obtenus.

Enfin, des conclusions et des perspectives des travaux de recherche (théoriques et pratiques) menés tout au long de cette thèse clôturent ce présent mémoire.

CHAPITRE 1

Etat de l'art des convertisseurs de puissance dédiés aux véhicules électriques

Chap. 1 : Etat de l'art des convertisseurs de puissance dédiés aux véhicules électriques

1. Introduction

Aujourd'hui le domaine du transport et notamment celui du transport terrestre est un secteur clé d'un point de vue consommation énergétique (29% de la consommation d'énergie mondiale) et impact environnemental. Afin d'améliorer l'efficacité globale des véhicules, il fallait introduire des sources d'énergies alternatives. Pour faire face à la pollution de l'air, le réchauffement climatique et l'épuisement des ressources pétrolières de la terre, le transport électrique, incluant les véhicules électriques à batteries, ceux électriques hybrides et les véhicules électriques à pile à combustible semblent être l'alternative la plus efficace au remplacement des véhicules conventionnels. Ce choix peut assurer dans le futur plus de sécurité, réduit les pollutions acoustiques et permettant un transport avec de très faibles émissions de gaz à effet de serre. Dans le cas des véhicules électriques utilisant comme carburant l'hydrogène, les piles à combustible (PAC) ont beaucoup à offrir dans le développement des véhicules électriques respectueux de l'environnement. En effet, en offrant de faibles nuisances sonores, et un transport respectueux de l'environnement sans émissions de gaz à effet de serre, les PAC sont devenues des éléments cruciaux pour la génération de puissances dans les applications automobiles [1], [2].

Dans un premier temps, nous commencerons par un état de l'art sur la généralité des véhicules hybrides électriques, tels que l'historique, classification et mode de fonctionnement. Ensuite, nous donnerons les caractéristiques des différentes sources embarquées (batteries, pile à combustible et super-condensateur). Une grande partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation des différentes topologies existantes des convertisseurs DC/DC isolés et non isolés avec leurs avantages et leurs inconvénients.

2. Généralités sur les véhicules électriques hybrides

2.1 Définition

Un véhicule hybride utilise au moins deux sources d'énergie de nature différente pour se déplacer, dont au moins l'une des deux sources doit être réversible afin de récupérer l'énergie en phase de freinage. L'objectif étant de combiner les avantages du véhicule électrique (zéro pollution) et les prestations d'un véhicule traditionnel thermique (en termes d'autonomie) afin d'économiser l'énergie consommée [2].

2.2 Historique

Les deux premiers véhicules hybrides électriques ont été présentés à Paris en 1899. Celui conçu par l'établissement Peiper de Liège (Belgique), permet à la batterie d'être chargée par le moteur thermique à l'arrêt, et la machine électrique fournit une puissance de propulsion lorsque la demande dépasse la capacité du moteur thermique. Le second véhicule a été conçu par une compagnie française sur la base d'un véhicule électrique, l'idée originale étant d'augmenter l'autonomie du véhicule électrique en rechargeant la batterie par un moteur thermique relié à un générateur [3]. La figure (1.1) représente la voiturette Pieper.



Figure (1.1) : Voiturette Pieper 6 H.P. en 1900.

En raison de l'absence de convertisseur statique à l'époque, le contrôle de la machine électrique est réalisé par des interrupteurs mécaniques et des résistances ; il est donc moins performant et ne permet pas d'exploiter tout le potentiel des moteurs électriques (plage de fonctionnement et rendement). Pour les mêmes raisons que le véhicule électrique, le développement du VHE s'est interrompu pendant une longue période. En 1975, Dr. Victor Wouk a construit une Buick Skylark en version hybride parallèle qui pouvait atteindre une vitesse maximale de 129 km/h, avec une accélération de 0 à 100 km/h en 16 secondes. Au début des années 90, les industries automobiles ont commencé à concevoir les prototypes de VHE permettant de diminuer la consommation en carburant de leurs modèles conventionnels. On peut citer par exemple, le Ford Prodigy, le General Motors Precept, la Renault Next et la Volkswagen Chico [4].

Les développements les plus significatifs sont la Toyota Prius et la Honda Insight qui sont présentées respectivement sur les figures (1.2) et (1.3). Se sont les premiers VHE commercialisés en 1997, et ont à ce titre une valeur historique dans le domaine du transport individuel.



Figure (1.2) : Toyota Prius XW10



Figure (1.3) : Honda Insight I

2.3 Classification

La classification par architecture examine la disposition des composants de la chaîne de traction des véhicules électriques hybrides. Les trois grandes familles d'architectures série, parallèle et mixte (série-parallèle) regroupe la majorité des combinaisons d'agencement des constituants de la chaîne énergétique des HEVs prototypes ou déjà commercialisés [5].

Hybride série : la particularité forte de cette architecture est le découplage mécanique du moteur thermique aux roues et la possibilité de le placer au point de fonctionnement souhaité sans considérer les conditions externes, telles que la vitesse du véhicule ou de la demande de couple. Le Millicurie (MCI) est directement lié à une génératrice par une jonction mécanique. La propulsion du véhicule est intégralement assurée par le ou les moteurs électriques qui sont eux-mêmes alimentés par les batteries et/ou le groupe électrogène. Interdépendant de l'autonomie visée pour le dimensionnement des accumulateurs et du MCI, le moteur de traction est défini pour assurer seul l'ensemble de la puissance requise par le cycle de conduite. Le faible rendement global de la chaîne

énergétique principalement dû à la cascade de rendement (l'énergie mécanique produite par le moteur thermique est transformée en énergie électrique par la génératrice pour être à nouveau transformée en énergie mécanique par le moteur électrique) confère un faible potentiel de réduction de l'énergie pour les HEVs composés d'une architecture série [6]. La figure (1.4) représente la structure d'un véhicule hybride série.

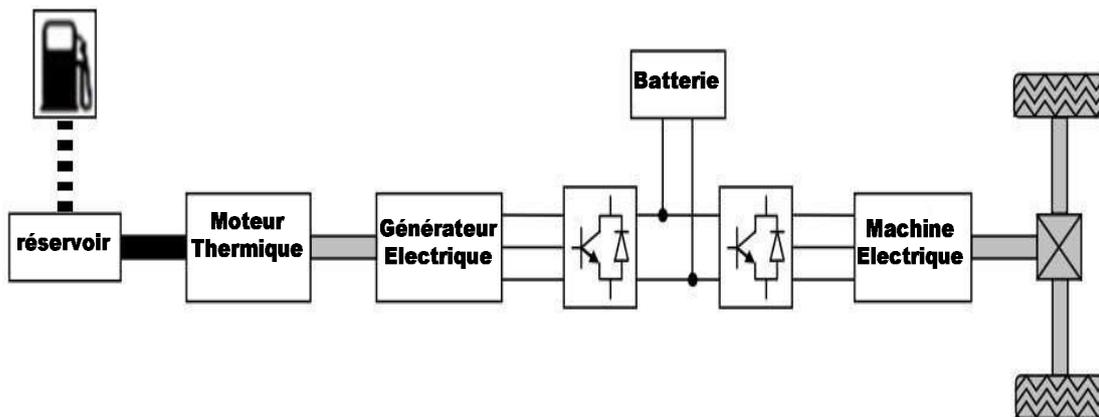


Figure (1.4) : Architecture série d'un HEV

Hybride parallèle : la propulsion d'un HEV doté d'une architecture parallèle est réalisée conjointement par les moteurs thermiques et électriques puisque ces derniers sont connectés à la transmission et aux roues. Il en résulte des avantages considérables et des inconvénients mesurés. Ambivalentes à qualifier, les batteries sont chargées par le moteur électrique de traction qui fonctionne alors en générateur. Ce fonctionnement devient problématique dans l'hypothèse où le procédé de gestion de l'énergie sollicite simultanément le moteur électrique pour la recharge des batteries et la participation à la propulsion du véhicule. En sus de cette difficulté, la répartition entre les deux sources de la demande de couple instantanée doit être aussi proche que plausible de l'optimalité sous peine de "trop" sous exploiter les capacités théoriques de minimisation de la consommation de carburant ou des émissions de polluants. Le contrôle d'un véhicule électrique hybride à architecture parallèle est délicat. Néanmoins, malgré l'utilisation de packs de batteries de faibles puissances, d'importants gains sont réalisables [6]. La figure (1.5) représente la structure d'un véhicule hybride parallèle.

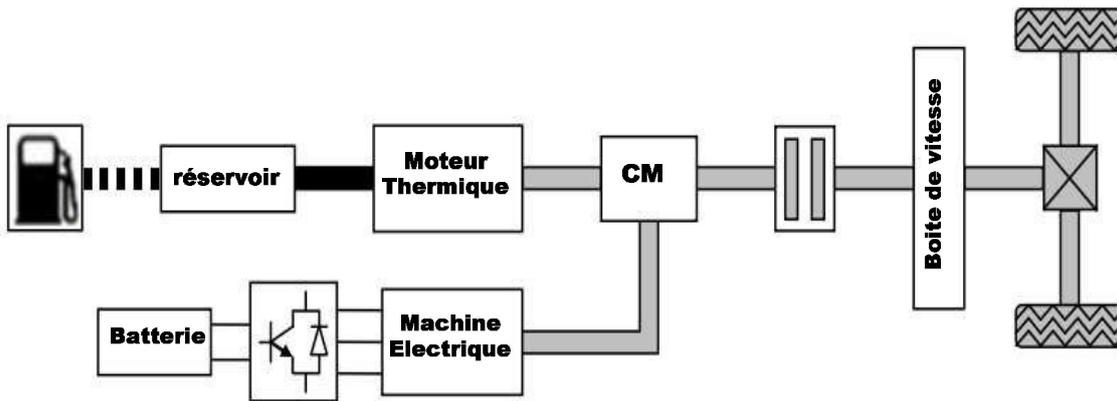


Figure (1.5) : Architecture parallèle d'un HEV

Hybride mixte (série-parallèle) : également nommé architecture combinée ou à dérivation de puissance, un véhicule électrique hybride à architecture mixte regroupe les avantages des configurations série et parallèle. Cette technologie pallie le problème du HEV à architecture parallèle puisqu'un second moteur fonctionne en permanence en mode générateur pour recharger les accumulateurs. Cette configuration est coûteuse puisqu'elle nécessite au minimum deux machines électriques en plus un moteur à combustion interne. En revanche, bien que la gestion soit nettement plus difficile, la flexibilité et les degrés de liberté disponibles permettent potentiellement d'obtenir de meilleures performances en termes de réduction de l'énergie consommée et des émissions de polluants [6]. La figure (1.6) montre l'architecture mixte d'un véhicule hybride électrique.

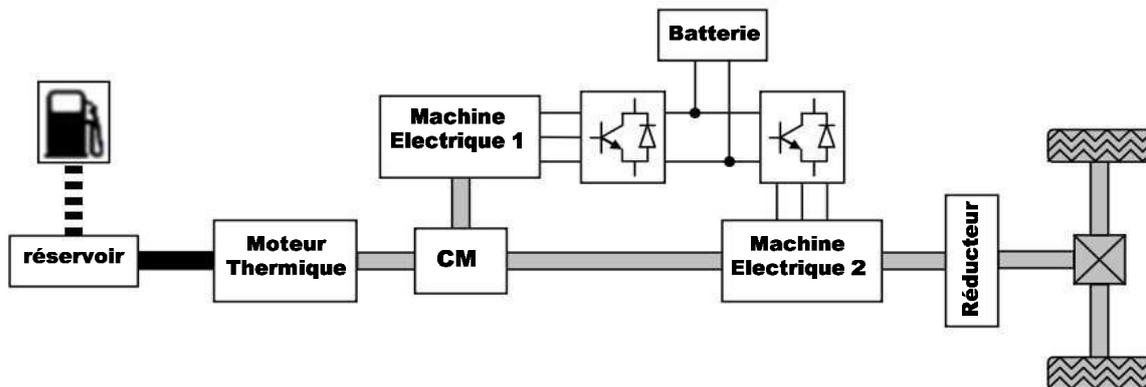


Figure (1.6) : Architecture mixte d'un HEV

2.4 Mode de fonctionnement

Il existe trois principaux modes de fonctionnement possibles des véhicules électriques hybrides. Le premier est le mode électrique pur, le second correspond au mode thermique pur et le dernier s'apparente évidemment au mode hybride. Des explications relatives à chacun de ses modes de fonctionnement sont proposées dans les références [7], [8].

Le mode électrique pur : la propulsion du véhicule est intégralement assurée par le moteur électrique. Ce mode de fonctionnement est communément appelé ZEV (Zéro Emission Véhicule) à la condition évidente de ne pas tenir compte des émissions de polluants générées pour le recyclage et la fabrication des éléments de la chaîne énergétique ainsi que la production de l'électricité stockée. Le freinage récupératif en mode électrique pur fait partie intégrante du mode de fonctionnement décrit. Le principe consiste à récupérer l'énergie cinétique du véhicule par le moteur électrique pour la recharge des batteries.

Le mode thermique pur : d'une manière identique aux véhicules conventionnels, la propulsion du véhicule est entièrement réalisée par le moteur thermique. Contrairement au mode électrique pur, l'énergie cinétique pendant la phase de freinage est dissipée sous forme de chaleur dans les freins mécaniques du véhicule.

Le mode hybride : pendant la phase de traction du véhicule, deux fonctionnements distincts sont à considérer. Le premier où les deux moteurs participent conjointement à la propulsion du véhicule suivant la répartition de la demande de couple instantanée. Dans le second fonctionnement, le moteur thermique fournit l'ensemble de l'énergie nécessaire pour propulser le véhicule et un supplément de puissance récupéré par la machine électrique destiné à recharger les accumulateurs. Pendant la phase de freinage, l'énergie cinétique du véhicule et l'énergie produite par le moteur thermique sont récupérées par le moteur électrique pour charger les batteries.

3. Véhicule électrique à pile à combustible et super-condensateur

3.1 Structure énergétique

Dans un véhicule électrique, les piles à combustible, les batteries et le super-condensateur sont fréquemment utilisés comme ressources énergétiques propres. Les piles à combustible sont la source d'énergie principale produisant une énergie électrique à partir d'une réaction électrochimique entre un gaz combustible riche en hydrogène et un oxydant (air ou oxygène). Par conséquent, les principaux sous-produits sont l'eau, le dioxyde de carbone et la chaleur. En effet, les batteries des systèmes à pile à combustible produisent de manière similaire une tension continue en utilisant un processus électrochimique. Contrairement aux batteries, les piles à combustible ne stockent pas d'énergie mais convertissent plutôt l'énergie de la combustion riche en hydrogène directement en électricité. Les piles à combustible continuent de fonctionner tant qu'elles sont alimentées (avec du carburant). De plus, ils ont un temps constant important nécessaire pour répondre à une augmentation ou à une diminution de la puissance de sortie requise en mode transitoire. (Principalement à cause de leurs auxiliaires) [9], [10].

La demande croissante de l'énergie électrique dans l'industrie automobile nécessite un grand nombre d'applications où des convertisseurs DC/DC sont utilisés. Dans un véhicule électrique, il existe plusieurs topologies basées sur des convertisseurs. La pile à combustible

doit être reliée à un convertisseur DC/DC unidirectionnel et le super-condensateur relié à un convertisseur bidirectionnel, comme le montre la figure (1.7) [11], [12], [13].

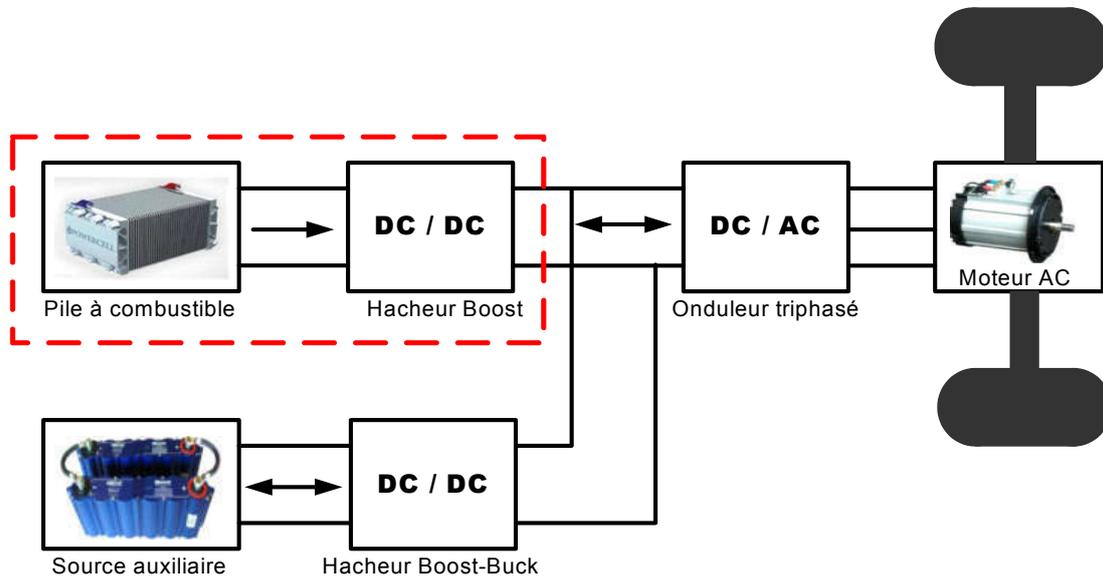


Figure (1.7) : Structure énergétique d'une Véhicule électrique à pile à combustible et super condensateur

3.2 Les sources d'énergies

a- Les batteries

Les applications de type transport terrestre requièrent des batteries performantes et fiables. Les spécificités quintessences sont les suivantes: une puissance massique élevée pour les fortes accélérations, une énergie massique accrue synonyme d'une importante autonomie et une durée de vie élevée pour réduire les coûts et préserver la longévité du véhicule. Le domaine des accumulateurs préoccupe les scientifiques depuis de longues dates puisqu'il représente le verrou technologique pour la popularisation des véhicules rechargeables. Une cellule est une association d'électrodes positives (Anode) et négatives (Cathode) baignant dans de l'électrolyte, acide ou basique et isolées par un séparateur. L'ensemble a une différence de potentiel entre ses bornes d'environ 2 Volts [14], [15]. La figure (1.8) montre le principe de base d'une batterie.

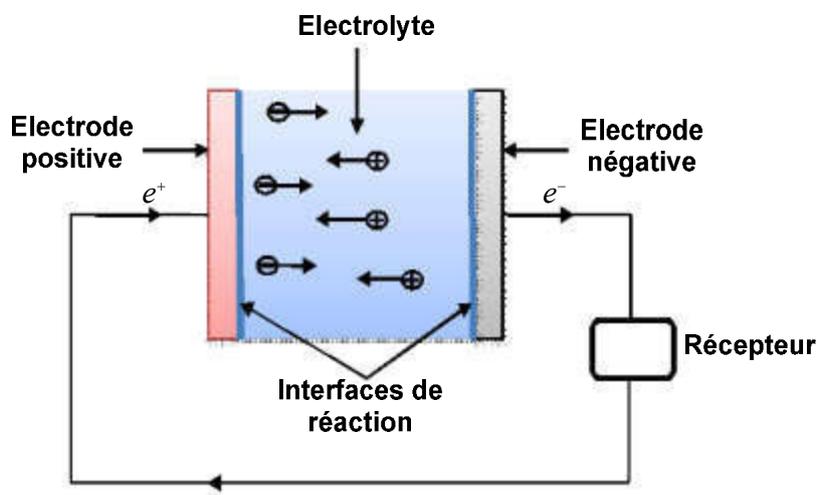
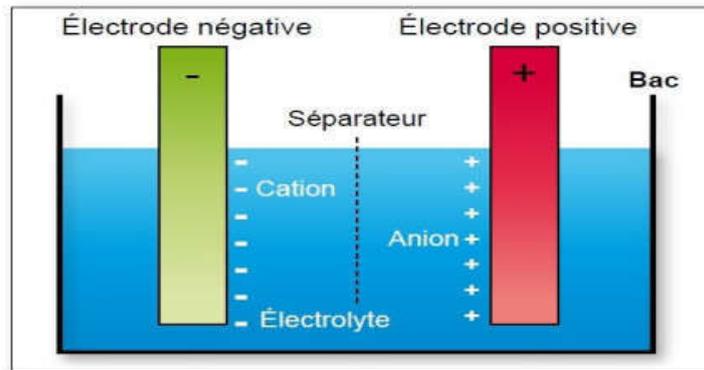


Figure (1.8) : Principe de base d'une batterie

Le fonctionnement de l'accumulateur repose sur une double réaction chimique à chaque pôle de l'accumulateur qui va opérer un transfert d'électrons :

- *L'anode cède des électrons* : cette demi-réaction est une oxydation ;
- *La cathode les récupère* : cette demi-réaction est une réduction.

On appelle une cellule, les deux électrodes plongées dans un électrolyte. L'association de plusieurs cellules en série forme une batterie d'accumulateurs. Durant cette réaction d'oxydo-réduction, les électrons passent d'un pôle à l'autre de l'accumulateur grâce aux ions. Un ion est un élément chimique (un atome ou une molécule) qui est électriquement chargé. S'il "manque" des électrons à un ion il est chargé positivement et vice-versa. Dans l'accumulateur, c'est la réaction chimique qui produit des ions grâce aux métaux qui constituent l'anode ou la cathode et grâce aux éléments chimiques présents dans l'électrolyte. Ainsi, le fonctionnement de l'accumulateur, qu'il soit au plomb ou encore au lithium, repose sur l'utilisation de couples de métaux capables d'échanger des électrons.

b- Les super-condensateurs

Les super-condensateurs sont des dispositifs de stockage d'énergie capable de fournir des salves de très haute puissance avec des temps de rechargement très rapides [16]. Ils sont utilisés dans PHEBUS pour fournir suffisamment de puissance aux moteurs-roues lors des phases d'accélération et pour récupérer l'énergie cinétique lors du freinage du véhicule pour la stocker. Il ne peut pas stocker autant d'énergie par unité de masse qu'une batterie mais il la délivre beaucoup plus vite. On parle ainsi improprement de source de puissance.

Un super-condensateur est constitué de deux électrodes et un électrolyte séparé par une membrane comme le montre la figure (1.9).

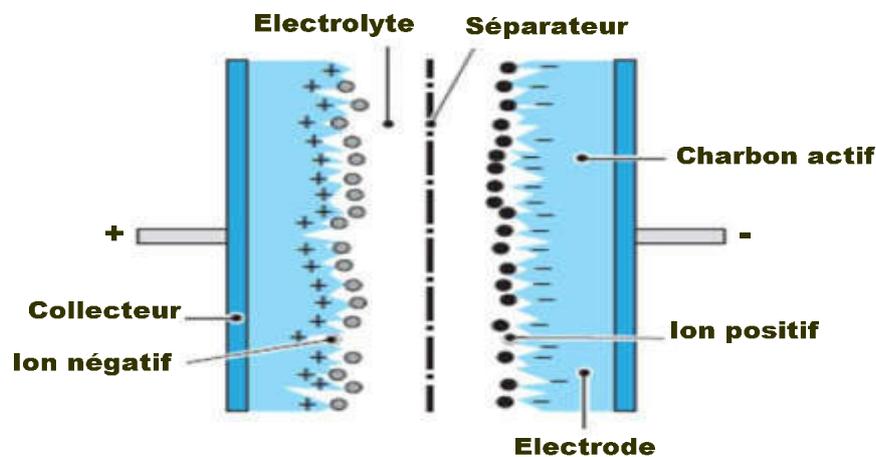


Figure (1.9) : Constitution d'un super-condensateur

Plusieurs technologies sont en développement. Celles directement concernées par les applications de stockage d'énergie dans le domaine de la puissance utilisent un électrolyte organique limitant la tension élémentaire à 3 V et des électrodes non polarisées de haute surface spécifique. Il ne s'agit donc pas d'étendre la gamme de condensateurs électrolytiques mais bien de satisfaire des besoins de stockage et de restitution d'énergie dans des courtes durées. Les capacités unitaires sont de l'ordre de la centaine voire du millier de farads à comparer avec le micro ou le milli farad pour les condensateurs électrolytiques. Les durées de charge ou décharge sont généralement de l'ordre de la seconde à comparer avec la micro ou milliseconde pour les condensateurs et la minute ou l'heure pour les batteries.

Le principe de base de la technologie du super-condensateur repose sur la théorie de la double couche d'Helmholtz [17] qui décrit l'accumulation de charges électriques à l'interface entre un conducteur ionique (électrolyte) et un conducteur électronique de haute surface spécifique (électrode). Le condensateur ainsi créé se caractérise par une capacité de valeur très élevée, résultant d'une surface d'interface très élevée et d'une épaisseur d'extension de la double couche très faible.

Les principales solutions en cours d'industrialisation sont à base de charbon actif de haute surface spécifique sous forme de poudre ou de tissu. Les technologies à base de poudre sont les plus économiques. Le procédé courant de mise en œuvre de ces poudres est l'enduction (dépôt de charbon actif sur un collecteur de courant par l'utilisation d'un solvant). Le procédé d'extrusion permet de réaliser en continu des électrodes autosupportées sans utiliser de solvants.

Ainsi, la fabrication d'un élément unitaire de tension inférieure à 3 volts consiste à :

- Bobiner ou empiler des couches de complexe collecteur de courant/ électrode/ séparateur ;
- Intégrer une connectique adaptée aux courants forts ;
- Imprégner d'électrolyte et réaliser un packaging étanche ;

La densité d'énergie d'un élément de super-condensateur tel que décrit plus haut atteint plusieurs Wh/kg, ce qui est considérable par rapport aux condensateurs, mais faible par rapport aux batteries.

La densité de puissance de plusieurs kW/kg est limitée par la tension d'utilisation de l'électrolyte et la résistance série du composant, combinaison de différentes résistances ioniques et électroniques. Elle est donc beaucoup plus faible que celle des condensateurs, mais beaucoup plus élevée que celle des batteries.

S'agissant d'une technologie mettant en œuvre des phénomènes électrochimiques sans modification physique des électrodes (pas de réaction d'oxydo-réduction), le nombre maximal de cycles de charge/décharge, lié aux processus de vieillissement, est aussi un compromis entre les condensateurs et les batteries. On l'estime à plusieurs centaines de milliers de cycles.

c- Les Piles à combustible

Une pile à combustible est un convertisseur d'énergie qui transforme directement et de façon continue de l'énergie chimique en énergie électrique ceci à partir de la réaction chimique entre oxygène O_2 et hydrogène H_2 (réaction inverse de l'électrolyse de l'eau). Une pile à combustible se différencie des autres piles (ou batteries) électrochimiques par le fait que les réactifs sont renouvelés et les produits évacués en permanence. Dans une pile classique, les matériaux constituant les électrodes sont consommables. Avec le temps, en fonction de l'usage, ils se dégradent (oxydation de l'anode et réduction de la cathode) pour finalement rendre le processus inactif: la pile est usée. Dans une pile à combustible, la structure (électrodes, électrolyte et sites réactifs) ne réagit pas, et reste invariante dans le temps, avec certaines précautions [1].

Le flux d'énergie délivré par la pile à combustible est contrôlé par la circulation du gaz combustible (H_2) et du gaz oxydant (O_2) avec production simultanée d'électricité, d'eau et de la chaleur, selon la réaction globale universellement connue [18], [19]. La figure (1.10) représente le schéma du principe de fonctionnement d'une cellule de pile à combustible.

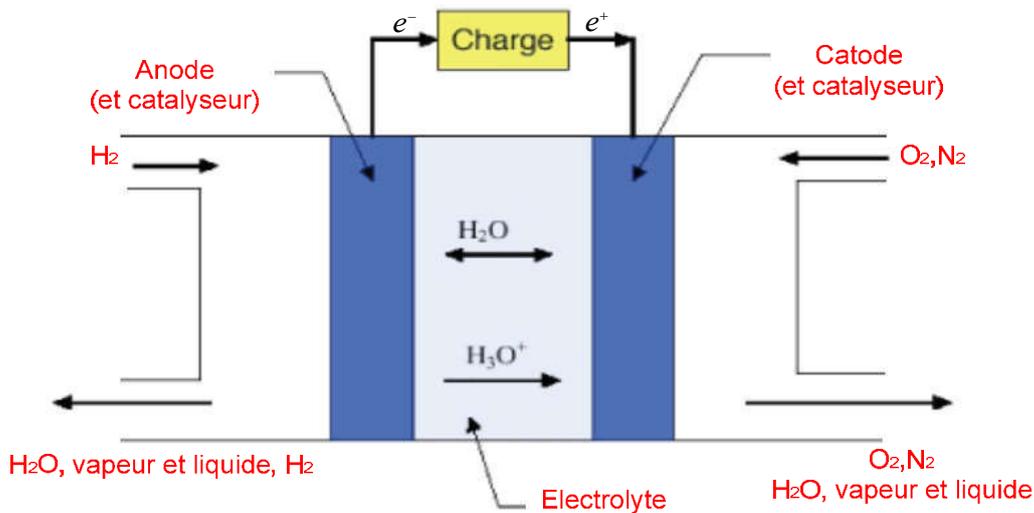


Figure (1.10) : Schéma du principe de fonctionnement d'une cellule de pile à combustible

L'effet physico-chimique à l'origine des piles à combustible a été découvert en 1838 par le Pr. Christian Friedrich Schoenbein de l'université de Bâle, qui a observé un courant électrique dû à la combinaison d'hydrogène et d'oxygène. Cette découverte fut décrite dans «Philosophical Magazine » en janvier 1839. Schoenbein était en correspondance avec son ami Sir William Robert Grove, un juriste britannique amateur de physique, qui fut inspiré par l'idée de Schoenbein et continua les expériences. La première pile à combustible fut présentée par Grove en 1843/1845. Le terme "pile à combustible" a été inventé plus tard en 1889 par Ludwig Mond et Charles Langer, qui tentaient de construire le premier dispositif fonctionnant à l'air et au gaz de houille. Wilhelm Ostwald (qui a reçu le prix Nobel en 1909) dit en 1884.

La pile à combustible est une invention plus importante pour l'humanité que la machine à vapeur". Malheureusement, à cause de la grande quantité de pétrole disponible et de l'invention du moteur à combustion, les piles à combustible furent délaissées jusqu'au milieu du 20^{ème} siècle [20]. Les premières applications « automobiles » firent leur apparition sous forme de démonstrateurs à la fin des années mille neuf cent cinquante, à la suite des travaux de F.T. Bacon à l'université de Cambridge, sur des piles alcalines fonctionnant à plus de 200 °C. En août 1959, un système de pile alcaline hydrogène/oxygène de 6 kW fut développé et testé sur des machines-outils et un chariot élévateur. Dans le même temps, en octobre 1959, Harry Ihrig (d'Allis Chalmers Company) dévoilait le premier tracteur équipé d'un système de pile alcaline de 15 kW, comportant un empilement de plus de mille cellules. Enfin, ces premières réalisations furent suivies, quelques années plus tard, par un véhicule Austin alimenté par une pile alcaline de 6 kW développée par K.V. Kordesh de Union Carbide [19].

Un système pile à combustible est généralement constitué d'un cœur de pile, de l'alimentation en hydrogène (H₂), de l'alimentation en air (O₂), d'un circuit de refroidissement, d'un circuit d'humidification, d'un convertisseur statique et d'un système de contrôle qui sont indiqués dans la figure (1.11) [1].

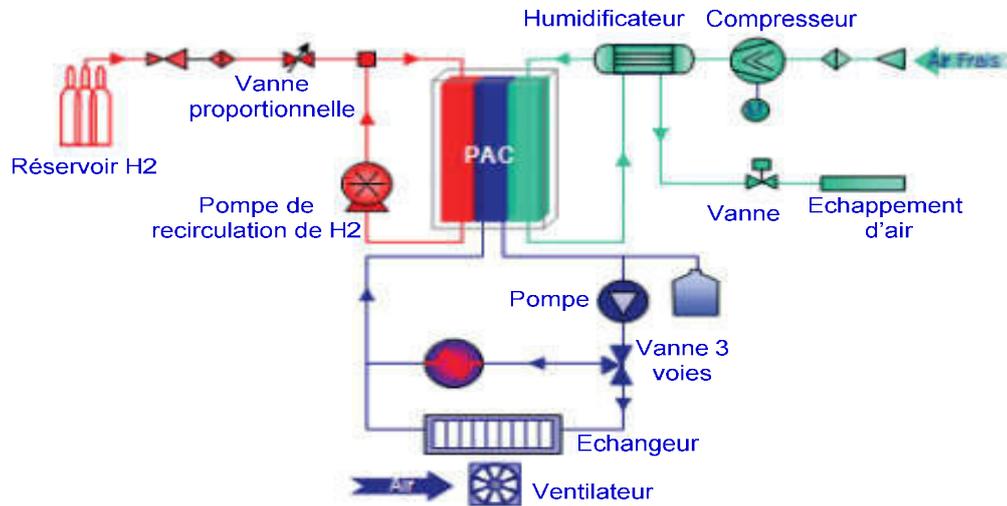


Figure (1.11) : Schéma de principe d'un système pile à combustible

Sur la figure (1.7), les auxiliaires de la pile contiennent des convertisseurs statiques. Une partie de l'énergie produite par la pile alimente ses auxiliaires. Les niveaux de tensions et courants à ses bornes doivent être adaptés à chaque actionneur (moteur du compresseur, ventilateur de refroidissement, pompe de recirculation etc.). On a des convertisseurs DC/DC, élévateur de tension (faible tension, fort courant) et unidirectionnels en courants. Des convertisseurs DC/AC permettent l'alimentation des actionneurs.

La classification des piles à combustible se fait généralement selon la nature de l'électrolyte qui détermine la température de la pile et le type d'ions assurant la conduction ionique. De ce fait, six filières différentes sont aujourd'hui recensées [17] :

- ✓ La pile à membrane échangeuse de proton (PEFC, *polymer electrolyte fuel cell* ou aussi le sigle PEMFC pour *proton exchange membrane fuel cell*) (80°C).
- ✓ La pile à combustible alcaline (AFC, *alkaline fuel cell*) (100°C).
- ✓ La pile phosphorique (PAFC, *phosphoric acid fuel cell*) (200°C).
- ✓ La pile à carbonates fondus (MCFC, *Molten carbonate fuel cell*) (700°C).
- ✓ La pile à électrolyte solide (SOFC, *solid oxyde fuel cell*) (800°C-1000°C).

Dans le domaine automobile il y a deux applications qui sont distinctes [17]. La propulsion qui consiste à remplacer le moteur thermique par un moteur électrique alimenté par une pile à combustible, et la production auxiliaire où la pile est utilisée pour alimenter les instruments de bord ou les auxiliaires du véhicule.

3.3. Convertisseurs de puissances dédiés aux véhicules électriques

Dans une chaîne de traction d'un véhicule hybride, l'utilisation d'un système d'adaptation entre les sources d'alimentation et la charge qui peut être un moteur à courant alternatif ou une machine à courant continu est nécessaire. Ce système est un convertisseur d'électronique de puissance qui doit conditionner et gérer l'énergie via un Bus continu. Ainsi, ce dernier peut être fixe ou variable suivant le cahier des charges et le mode de fonctionnement du système. Même si de grandes révolutions dans le domaine des topologies de conversion restent rares, il est intéressant de comparer les diverses possibilités pour la réalisation d'un convertisseur. Certaines topologies seront plus adaptées que d'autres à un cahier des charges donné. L'évolution des structures est conditionnée par des facteurs déterminants comme la performance, la fiabilité, l'intégration, la masse et le coût. Les topologies des convertisseurs isolés et non isolés peuvent être classifiées et triées suivant divers facteurs [21].

a- Convertisseurs DC-DC isolés

Dans la plupart des applications, il est souhaitable d'utiliser un transformateur pour obtenir une isolation entre l'entrée et la sortie du convertisseur. Par contre, le volume et le poids d'un transformateur varient inversement avec la fréquence de fonctionnement, et donc l'utilisation d'un transformateur dans le convertisseur peut apporter des améliorations significatives. Puisque le transformateur fonctionne à la fréquence de commutation du convertisseur de dizaines ou de centaines de kHz. Ces hautes fréquences entraînent des réductions considérables de la taille du transformateur. Par un choix approprié du rapport de transformation du transformateur, les contraintes de courant ou de tension imposées aux transistors et aux diodes peuvent être minimisées, conduisant à une efficacité améliorée et à un coût moindre. Il existe de nombreux types de configurations de circuits pour les convertisseurs DC/DC isolés. La figure (1.12) [22] montre deux configurations de base d'un convertisseur DC/DC isolé. L'inductance qui sert de source de courant peut être placée sur les côtés basse ou haute tension. Placer l'inductance du côté basse tension nécessite un composant magnétique porteur d'un grand courant. Placer l'inductance du côté haute tension nécessite un dispositif semi-conducteur haut tension. Il est également possible d'intégrer cette inductance dans l'inductance de fuite du transformateur.

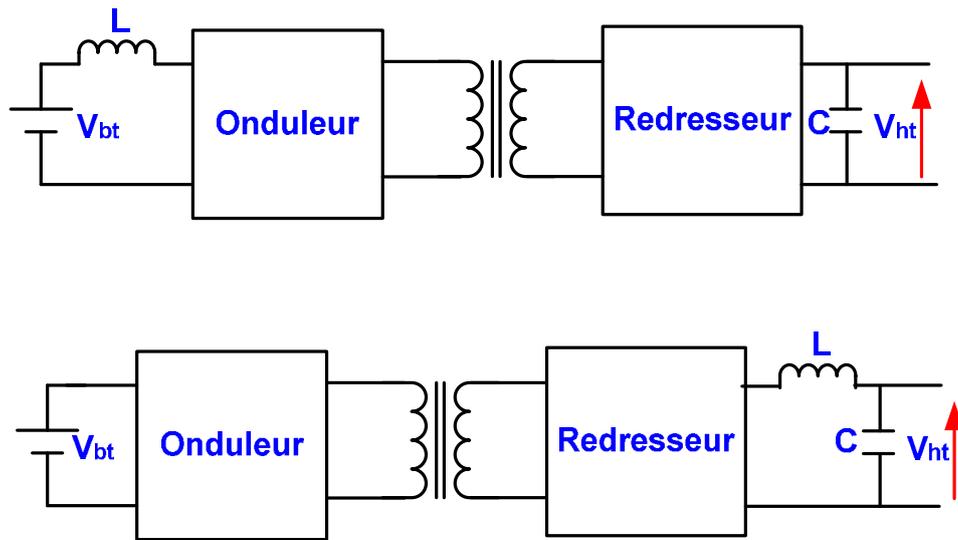


Figure (1.12) : Configurations de base du convertisseur DC-DC isolé

Chaque onduleur peut être un convertisseur de source de tension doté d'un condensateur en parallèle sur le bus continu ou un convertisseur de source de courant doté d'une inductance en série sur ce bus DC. Dans les applications pratiques, les topologies de la source de tension et de la source de courant sont combinées pour un rendement élevé et des performances élevées [23]. La figure (1.13) montre la première topologie du convertisseur DC/DC non isolé connu sous le nom de convertisseur pont complet.

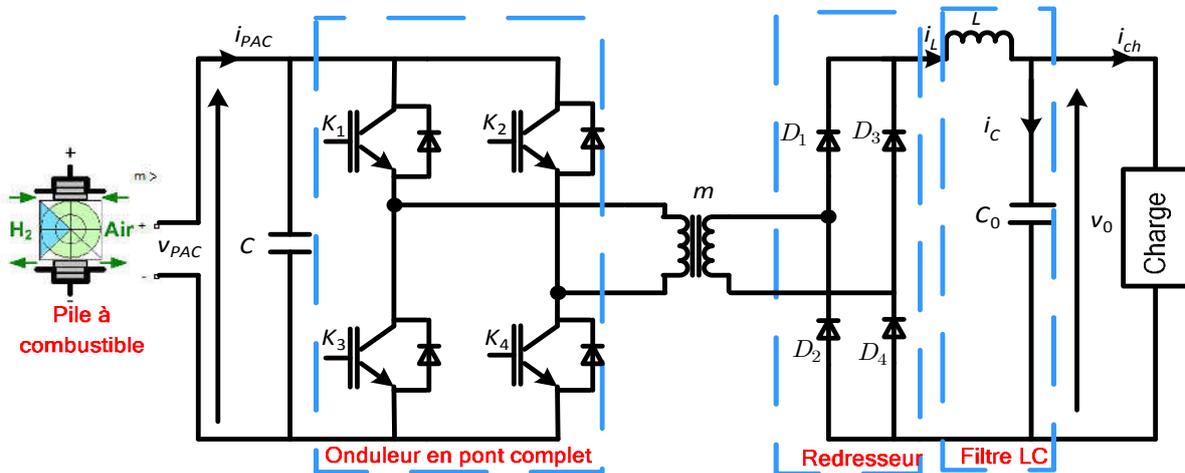


Figure (1.13) : Convertisseur à pont complet isolé

Les principaux avantages de cette topologie sont les suivants :

- 1) Le circuit le plus populaire pour les applications à forte puissance.
- 2) Tension nominale raisonnable.

De l'autre côté, ce convertisseur présente les inconvénients suivants :

- 1) Pertes de conduction élevées.
- 2) Nombre de composants élevés.

- 3) Le contrôle du mode actuel est requis pour éviter la saturation de transformateur.
- 4) Faible efficacité.

Pour réduire les pertes de conduction, la figure (1.14) présente une autre topologie dérivée de la topologie précédente connue sous le nom de convertisseur pont complet à résonance LC série [24], [25]. Le principal avantage de ce convertisseur par rapport au convertisseur précédent est qu'il n'y a pas de problème de saturation du transformateur. En revanche, la fréquence de commutation peut être augmentée. Le volume des composants passifs associés à réduire.

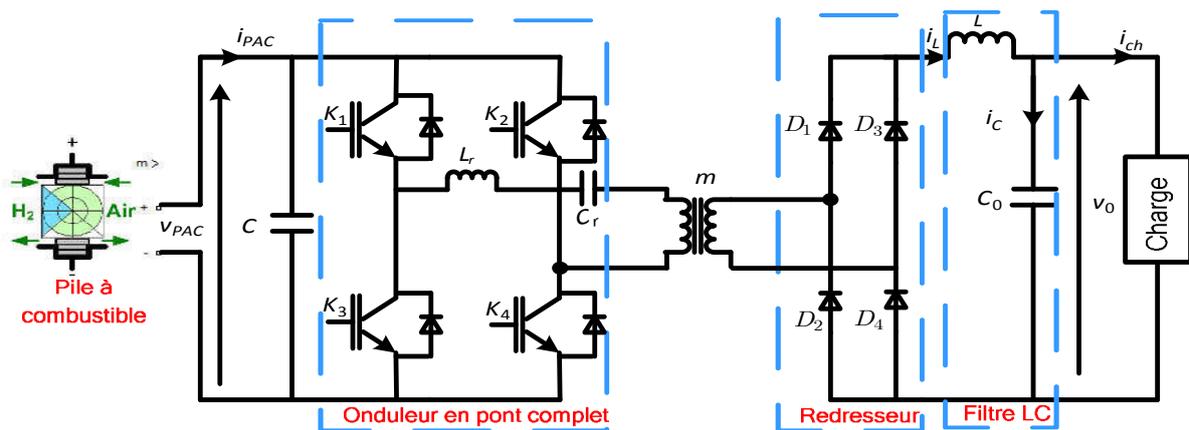


Figure (1.14) : Convertisseur DC-DC en pont complet résonnant en série isolé

Pour réduire le nombre de composants, la figure (1.15) présente une autre topologie connue sous le nom de convertisseur DC/DC à demi-pont. Ce convertisseur dispose d'une basse tension par rapport à la topologie précédente. Les principaux inconvénients de ce convertisseur sont que le périphérique gère deux fois le courant par rapport à la topologie précédente. En outre, il existe un problème de déséquilibre dû aux condensateurs séparés.

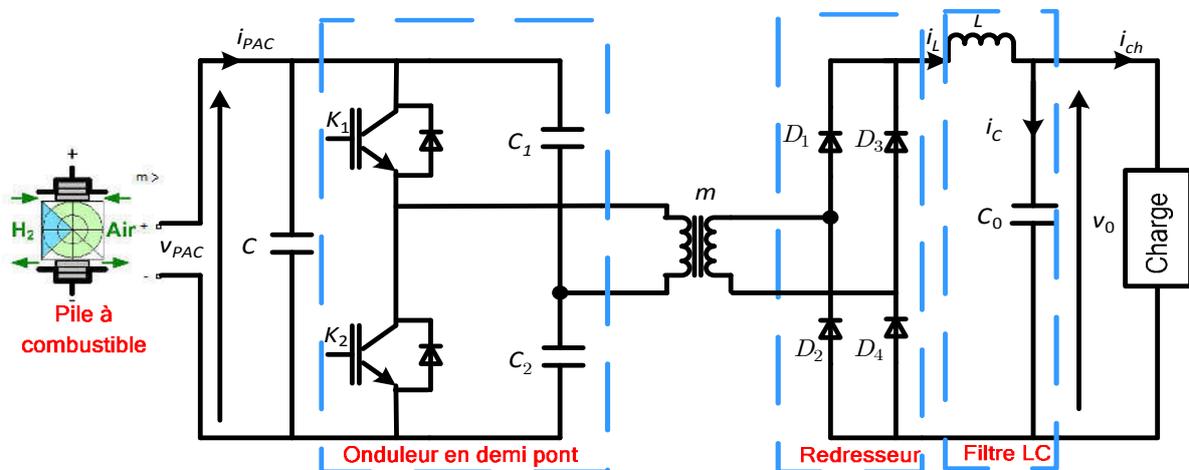


Figure (1.15) : Convertisseur DC-DC en demi-pont isolé

Le convertisseur push-pull indiqué sur la figure (1.16) est l'une des topologies adaptées aux applications des piles à combustible [26]. Ce convertisseur convient aux applications basses tensions à faible consommation. Son principal inconvénient est qu'il gère deux fois la tension d'entrée. À cette fin, un dispositif à haute tension (MOSFET ou IGBT) est nécessaire. Dans ce cas, il y aura des pertes de conduction élevées dues à une chute de tension de conduction élevée et, par conséquent, à un faible rendement.

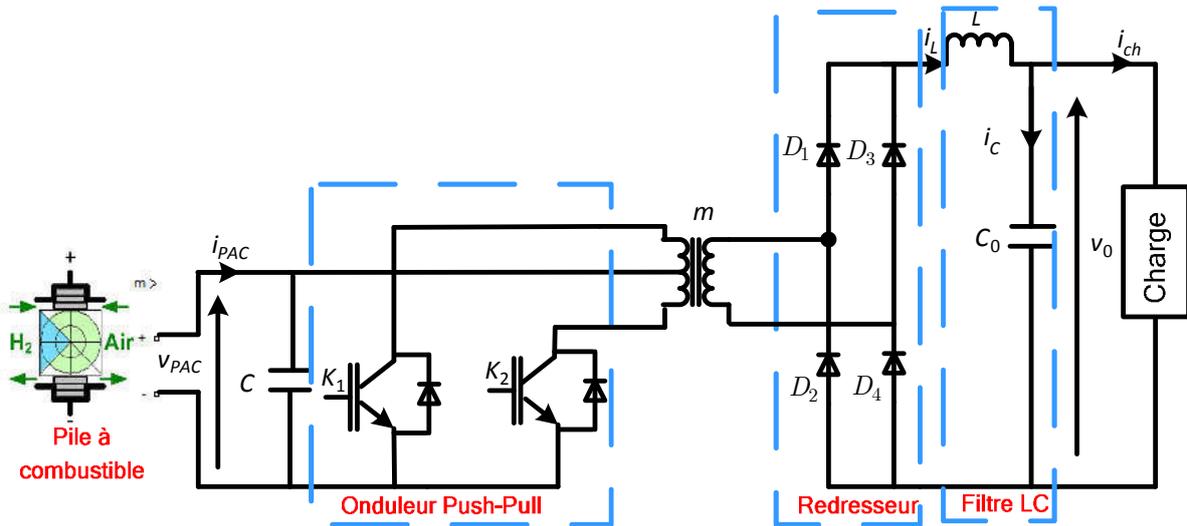


Figure (1.16) : Convertisseur DC-DC push-pull isolé

Pour réduire les ondulations de tension et de courant, les composants passifs (inductances et condensateurs) sont requis. Le volume de ces composants est un grand défi. Pour réduire ce volume tout en maintenant les ondulations de courant et de tension aussi faibles que possible (pour augmenter la durée de vie de la pile à combustible), il est recommandé d'utiliser plusieurs phases en parallèle. La figure (1.17) montre la topologie la plus avantageuse pour les convertisseurs haute puissance à sources intensives actuelles. Ce convertisseur est appelé convertisseur V6 [27].

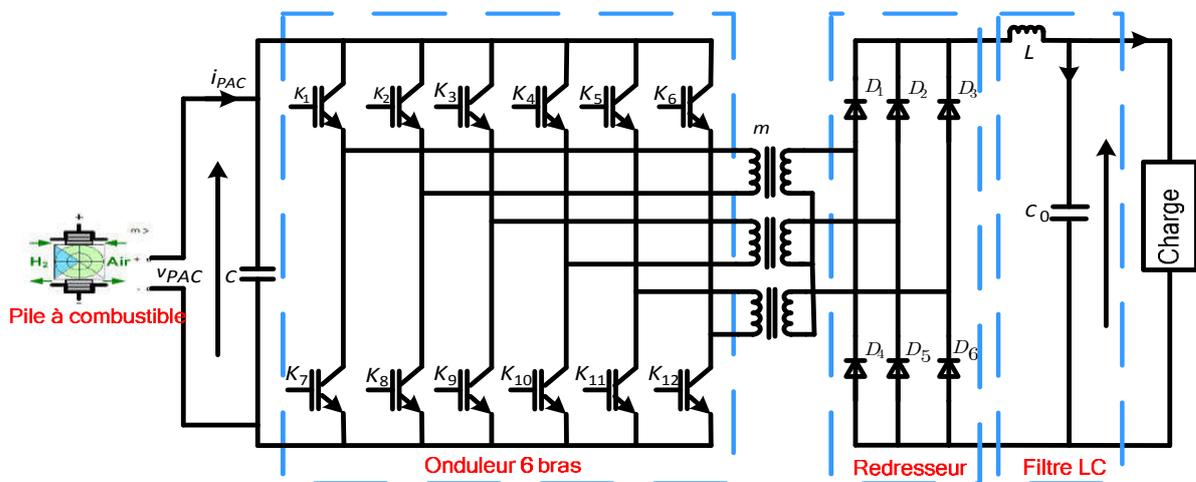


Figure (1.17) : Convertisseur V6 isolé

Les avantages de cette la topologie sont les suivantes:

- 1) La connexion Δ/Y double la tension de sortie sans augmenter le rapport de transformation du transformateur, ce qui permet de réduire l'inductance de fuite associée.
- 2) Réduction du courant quadratique moyen (RMS) par phase, réduisant ainsi les pertes de conduction.
- 3) Elimination des ondulations du courant inducteur du circuit intermédiaire, réduisant ainsi sa taille et son coût.
- 4) Réduction de dépassement de tension secondaire, réduction de coût et de taille.
- 5) Réduction EMI significative, permettant de réduire le coût du filtre EMI.
- 6) Commutation douce sur une large plage de charge;
- 7) Haute efficacité;
- 8) Elimination des ondulations du courant côté pile à combustible, par conséquent réduction du coût et de la taille du condensateur à haute fréquence;

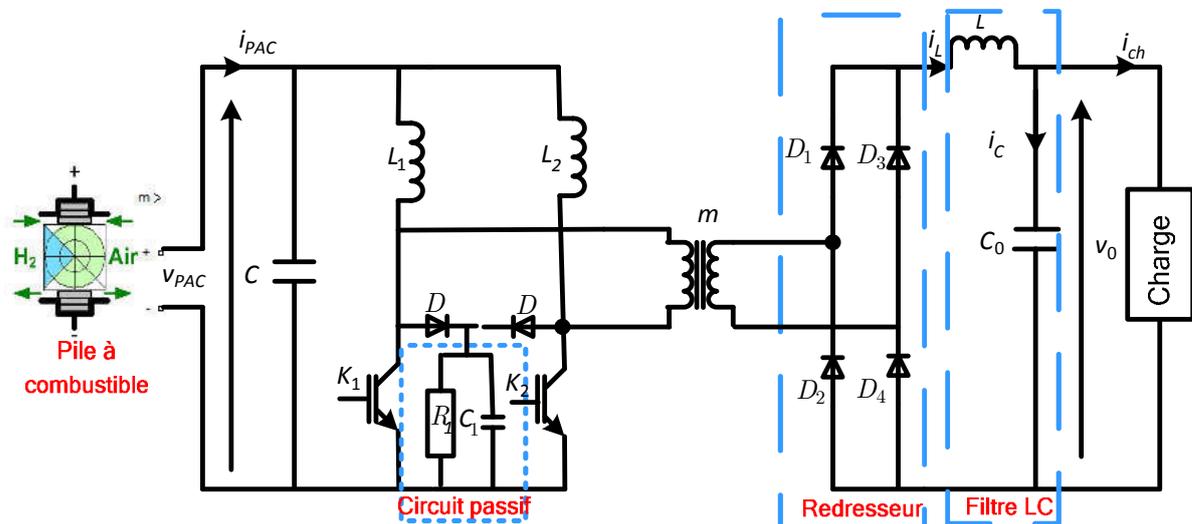


Figure (1.18) : Convertisseur de type L isolé

Le deuxième groupe de convertisseurs DC/DC isolés est constitué de convertisseurs de source de courant dotés d'une inductance en série avec le bus continu. La figure (1.18) montre le convertisseur DC/DC isolé de type L [22]. Son principal avantage est la réduction de volume de l'inductance ainsi que la possibilité d'éliminer les ondulations du courant d'entrée. Pour réduire la contrainte de tension due à la décharge des inductances dans les commutateurs pendant la commutation, l'utilisation d'un circuit de verrouillage passif est inévitable. Cela augmente la complexité ainsi que pertes supplémentaires. Par contre, la conception du convertisseur montre que le volume de l'inductance reste dominant et que le rendement du convertisseur n'est pas satisfaisant [28], [29]. Pour réduire le nombre des inductances, la figure (1.19) illustre une autre topologie connue sous le nom de convertisseur de source de courant à pont complet. Comme pour le convertisseur

précédent, l'utilisation de circuit de verrouillage actif est également nécessaire pour éviter une tension excessive sur les commutateurs pendant la commutation.

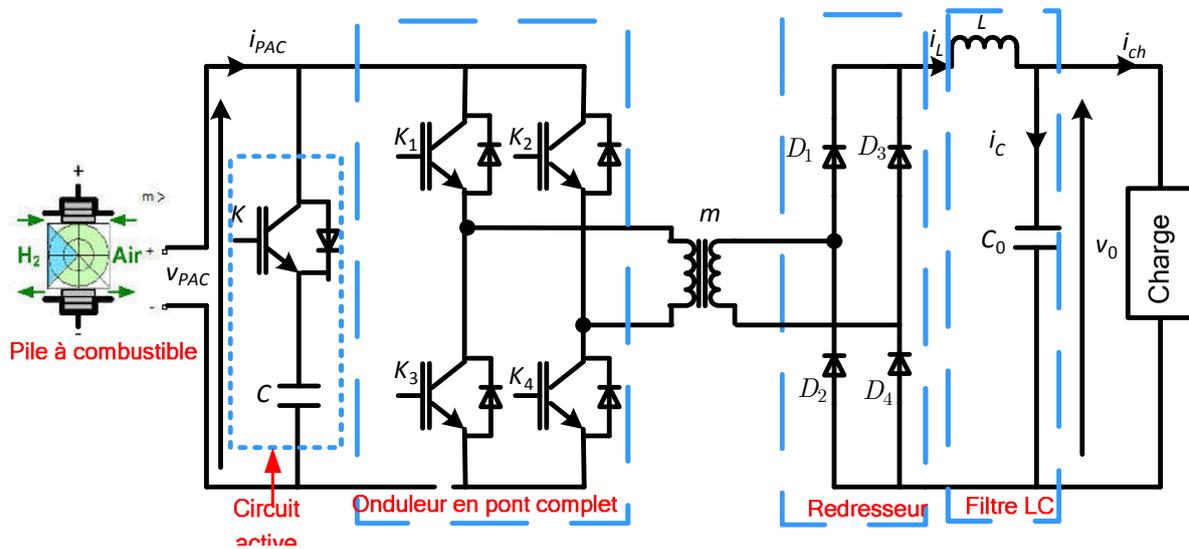


Figure (1.19) : Convertisseur de source de courant isolé à pont complet

b- Les convertisseurs DC/DC non isolés

Les convertisseurs non isolés sont utilisés dans des applications pour augmenter la tension. Plusieurs topologies DC/DC Boost sont proposées afin d'améliorer l'efficacité, le gain de tension, et la capacité de manipulation de puissance.

Parmi les techniques les plus importantes pour augmenter la tension sans avoir besoin le rapport cyclique très important peuvent utiliser l'entrelacement de plusieurs cellules pour augmenter le niveau de puissance de sortie. La littérature nous offre une large gamme de topologies DC/DC non isolés.

La figure (1.20) montre des topologies de convertisseurs DC/DC non-isolés couramment utilisés. La première topologie est le convertisseur abaisseur (buck) (a) dont la valeur de la tension de sortie est inférieure à sa tension d'entrée. Son rapport de conversion égale à :

$$\frac{V_0}{V_{PAC}} = d \tag{1.2}$$

Où D est le rapport cyclique.

Dans une topologie similaire appelée convertisseur élévateur (boost) (b), la position de l'interrupteur et de l'inductance est interchangeable. Pour un tel convertisseur, le convertisseur produit une tension de sortie supérieure à sa tension d'entrée, son rapport de conversion est:

$$\frac{V_0}{V_{PAC}} = \frac{1}{1-d} \tag{1.3}$$

Le troisième convertisseur est le convertisseur Buck-Boost (c) qui inverse la polarité de la tension d'entrée, il peut augmenter ou diminuer la valeur de la tension de sortie, cela dépend de la valeur de d. Son rapport de conversion est:

$$\frac{V_0}{V_{PAC}} = \frac{-d}{(1-d)} \quad (1.4)$$

Le convertisseur Cuk (d) contient des inductances en série avec l'entrée et la sortie. Son rapport de conversion est identique à celui du convertisseur Buck-Boost. Il inverse également la polarité de la tension d'entrée et peut augmenter ou diminuer sa tension d'entrée en fonction de la valeur du rapport cyclique.

La tension de la pile à combustible est normalement faible et il doit être amplifié pour atteindre plusieurs centaines de volts sur le bus continu. Pour cela, des convertisseurs DC/DC Boost sont nécessaires. Parmi les caractéristiques les plus importantes, citons les ondulations réduites du courant qui augmente la durée de vie de la pile à combustible. L'équation suivante donne des ondulations de courant du convertisseur élévateur DC/DC de base [28]:

$$\Delta i = \frac{V_{PAC}}{2 \cdot f \cdot L} \quad (1.5)$$

Où V_{PAC} : la tension de sortie de la pile à combustible.

d : le rapport cyclique.

f : la fréquence de commutation.

L : la valeur de l'inductance.

A partir de cette équation, on peut voir que de petites ondulations de courant requièrent une inductance de grande valeur, et par conséquent un grand volume d'inductance, ce qui rend le volume total du convertisseur DC/DC Boost conventionnel assez important [30], [31]. Un autre paramètre qui joue un rôle important dans les ondulations actuelles est la fréquence de commutation. Cependant, on ne peut pas l'augmenter car les pertes de commutation qui sont propices à la fréquence de commutation doivent être minimisées.

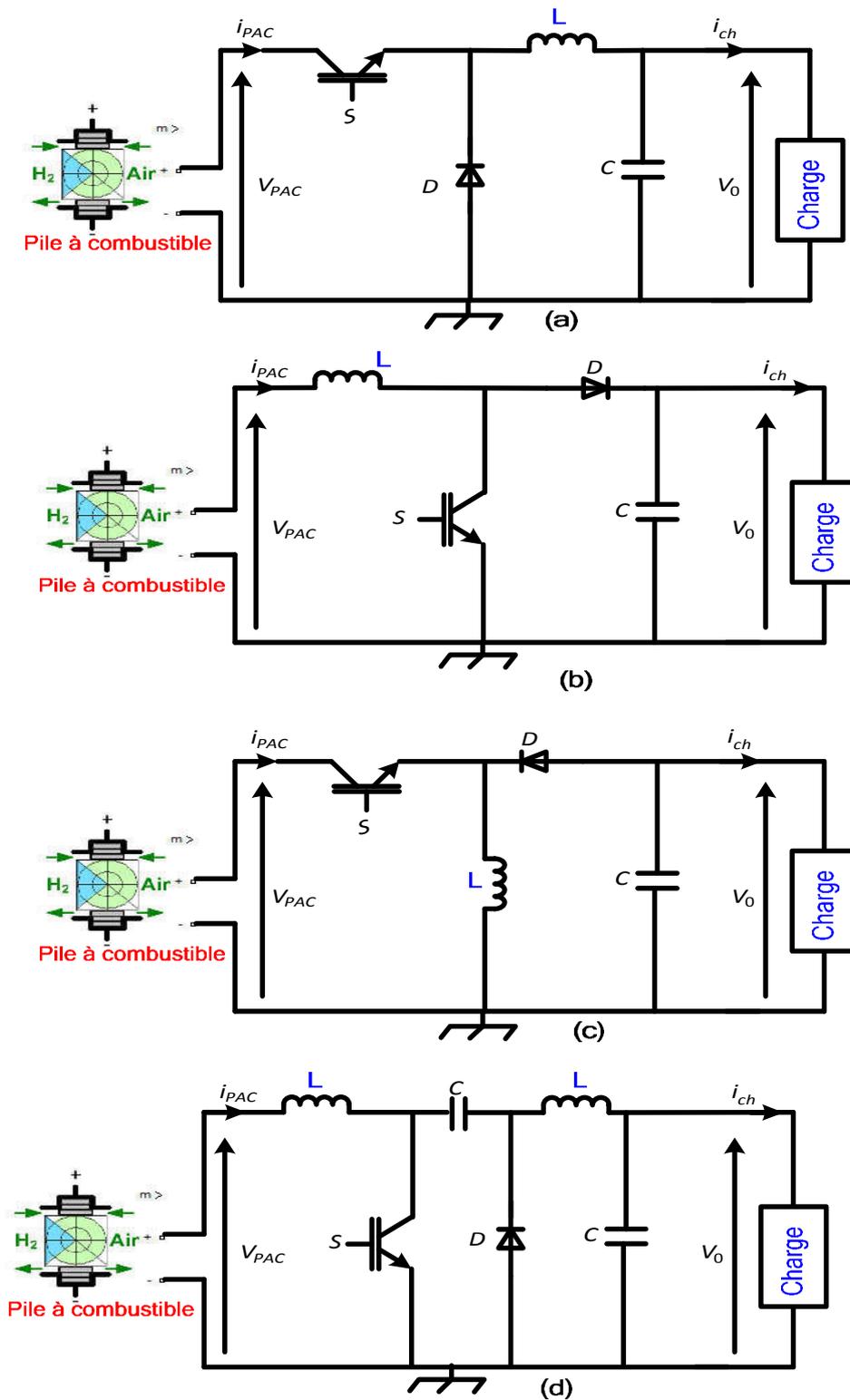


Figure (1.20) : Topologies de convertisseurs DC-DC non-isolés

Pour améliorer le gain de tension, la compacité et l'efficacité du convertisseur élévateur de base, plusieurs topologies basées sur ses configurations de base sont proposées. La figure (1.21) montre les configurations de base du convertisseur Boost conventionnel.

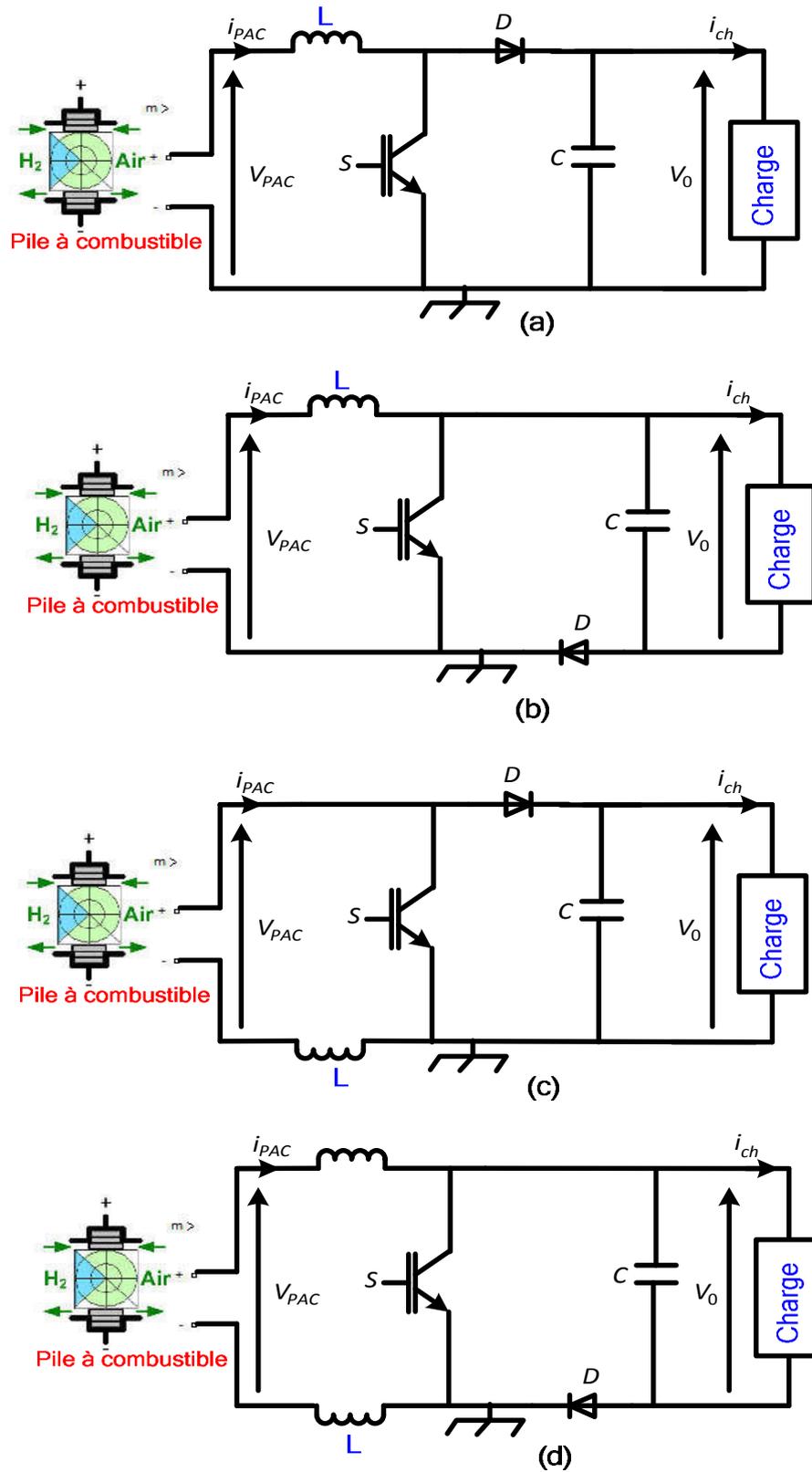


Figure (1.21) : Configurations de base du convertisseur Boost conventionnel

Lorsque les connexions des convertisseurs sont explorées pour obtenir un taux de conversion élevé, les topologies flottantes ont de nombreuses possibilités. Les topologies

basées sur la Configuration de base du convertisseur Boost conventionnel représenté sur la figure (1.21), présentent plusieurs avantages, y compris l'intensification et un gain de tension plus élevé pour l'ensemble du convertisseur. D'autre part, le concept d'entrelacement à l'entrée améliore la performance grâce à des ondulations plus fortes provenant de la source (pile à combustible) [32], [33]. À cette fin, ces topologies se révèlent adaptées aux applications de piles à combustible. La première topologie est le convertisseur flottant-dual-Boost (FDB), la version flottante et non flottante étant alimentée par la même source, ce qui donne un convertisseur flottant comme illustré à la figure (1.22).

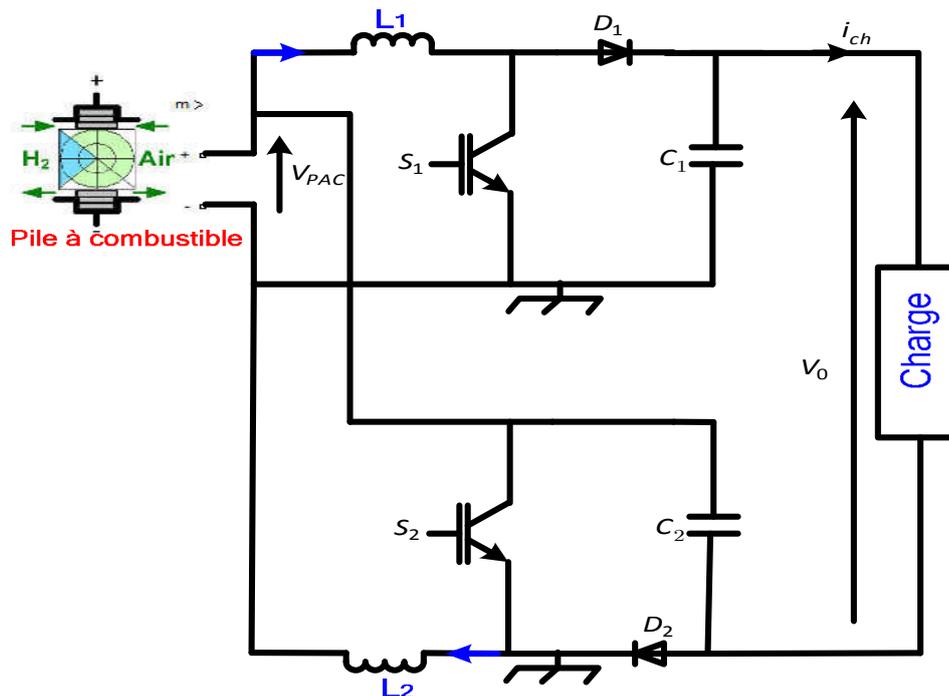


Figure (1.22) : Convertisseur double boost Flottant(FDB)

Le concept d'entrelacement est garanti par la connexion en parallèle de la version flottante et non flottante à l'entrée et par le contrôle déphasé des deux commutateurs (S_1 , S_2). De nombreuses topologies différentes peuvent être dérivées du convertisseur FDB. La Figure (1.23) et la Figure (1.24) présentent deux topologies [32], le premier convertisseur est un double boost double entrelacé flottant (FDIDB) et le second est un boost-double étage double amplification flottant (FBDDBS).

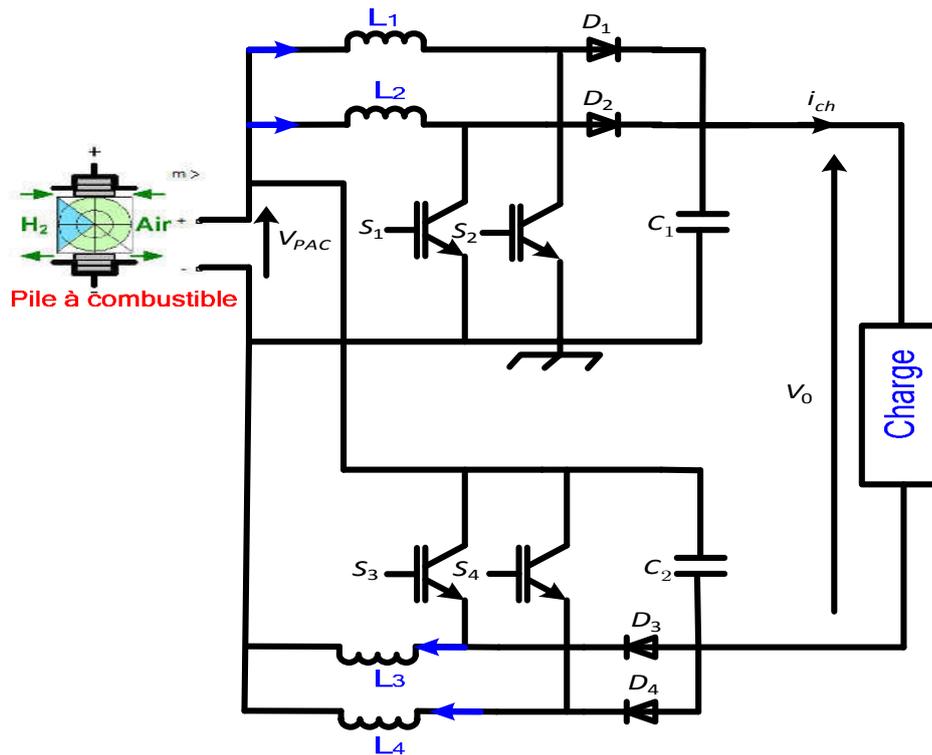


Figure (1.23) : Convertisseur double Boost flottant double entrelacé (FDIDB)

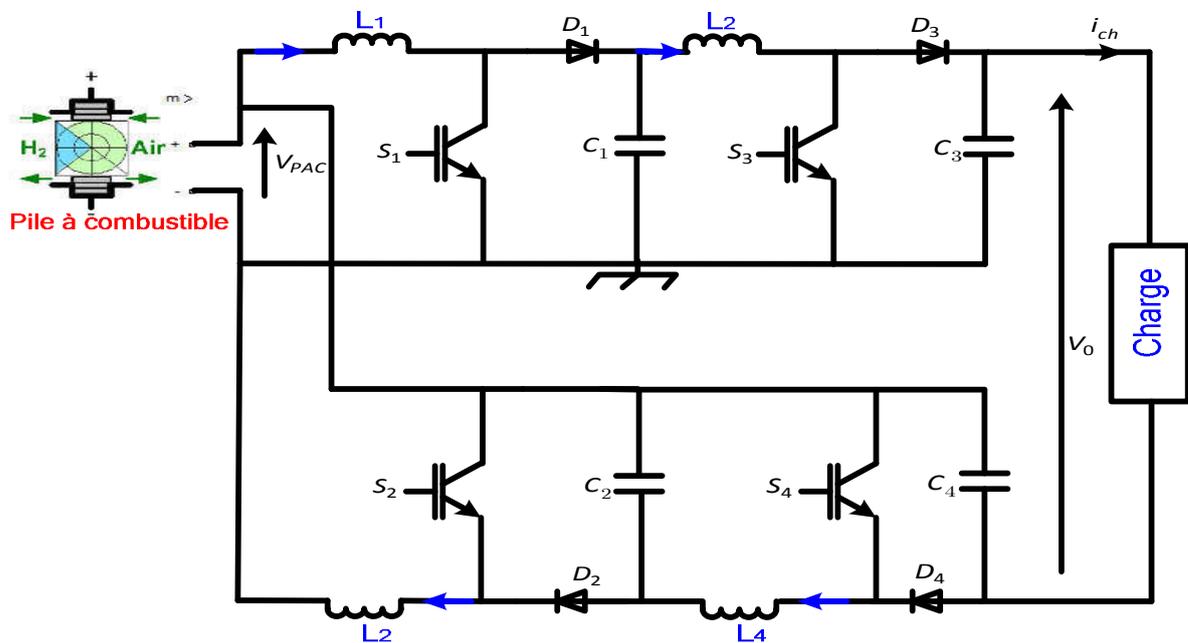


Figure (1.24) : Convertisseur Boost-double étage double amplification flottant (FDBDSB)

La connexion en série du flottant et non flottant à la sortie permet un gain de tension élevé et une ondulation de la tension de sortie réduite. Le gain de tension de la topologie FDIDB est:

$$\frac{V_0}{V_{PAC}} = \frac{1+d}{1-d} \tag{1.6}$$

Où D est le rapport cyclique de tous les commutateurs.

Pour la topologie FDBDSB, le gain de tension est:

$$\frac{V_0}{V_{PAC}} = \frac{2}{(1-d_1)(1-d_2)} - 1 \tag{1.7}$$

Les deux topologies utilisent le concept d'entrelacement, qui réduit l'ondulation du courant d'entrée et, par conséquent, le volume des inducteurs associés. L'avantage de la topologie FDIDB par rapport à la topologie FDBDSB est que le courant traversant l'inductance de la version flottante et non flottante est le courant d'entrée divisé par quatre. Cela signifie qu'il y a moins de chute de tension sur la résistance des inductances et donc une plus grande efficacité. Il est possible d'améliorer l'efficacité de la topologie FDBDSB en utilisant le concept d'entrelacement pour la première étape, mais cela augmente le nombre de composants et augmente donc le coût et la complexité de la topologie entière.

Pour les applications à forte puissance, un seul convertisseur nécessite plusieurs éléments en parallèle pour gérer des courants élevés. Il est souhaitable de disposer de plusieurs phases pour réduire les contraintes de tension ou de courant, et donc offrir une meilleure efficacité. La figure (1.25) montre un convertisseur bidirectionnel DC/DC [34], [35]. Trois inductances indépendantes et trois branches de commutateurs peuvent être contrôlées avec un déphasage de 120 degrés les unes des autres. Le total des ondulations actuelles après entrelacement sera minimisé.

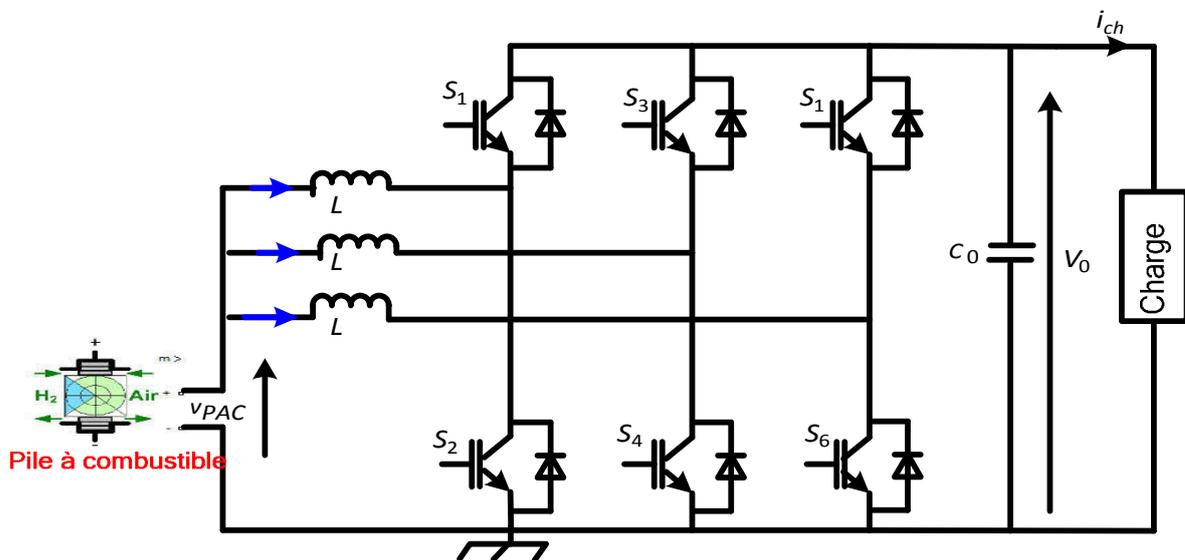


Figure (1.25) : Convertisseur DC-DC entrelacé bidirectionnel

Avec le concept d'entrelacement, les ondulations du courant sont suffisamment faibles permettant la réduction significative du volume des composants passifs. Comme le volume du convertisseur est déterminé par le volume des composants passifs, il y aura une

réduction significative du convertisseur de volume. La relation entre le volume de l'inducteur et le nombre de phases est donnée dans l'équation suivante [36]:

$$Vol_{totale} \text{ de } L = \left(\frac{I}{N}\right)^2 .L.N \quad (1.8)$$

A partir de cette équation, le volume de l'inductance est réduit d'un facteur $1 / N$.

4. Problématiques et objectifs de la thèse

Les recherches actuelles dans le domaine de l'électronique de puissance dans l'application automobile notamment les véhicules électriques (EVs) et les véhicules hybrides électriques (HEVs) essayent de trouver une solution de convertisseur pour bien gérer l'énergie embarquée des sources (batteries ou pile à combustible) et de tous les récepteurs (moteur de traction, auxiliaires). La plupart de ces recherches proposent des topologies de tension de Bus-DC. Comme démontré précédemment, les pertes énergétiques du convertisseur de conditionnement (convertisseur DC-DC) sont d'autant plus importantes (un rendement autant plus faible) que les niveaux de tensions des sources et du bus DC sont éloignés. Ce raisonnement est aussi valable du côté du convertisseur alimentant le moteur synchrone où les pertes sont proportionnelles au rapport entre la tension du bus continu et force contre-électromotrice du moteur. Les topologies de convertisseurs de puissance proposées dans la littérature pour le conditionnement de l'énergie à bord des VEs n'intègrent pas vraiment ce paramètre dans leur choix. Lors des démarrages/arrêts très fréquents du VE en mode urbain, les niveaux de tension nécessaires à l'alimentation du moteur de traction sont faibles (quelques dizaines de volts). Ainsi les sources telles que les piles à combustible ou super-condensateurs pourraient alimenter directement le moteur de traction sans avoir recours aux convertisseurs élévateurs de tension. Afin d'exploiter cette fonctionnalité, nous proposons d'explorer deux nouvelles architectures de convertisseurs: la première est basée sur l'adoption d'un niveau de tension variable du bus continu et de la protection de la pile à combustible. Pour la deuxième, elle est basée sur la fiabilité et l'efficacité énergétique du système. Dans cette approche, la tension minimale de ce dernier est fixée en fonction des niveaux des tensions disponibles du côté des sources et de la vitesse requise (niveau des F.é.m du moteur de traction). Ainsi, le rapport variable d'élévation de la tension est minimal à faible vitesse du véhicule en mode urbain, et il est maximal à grande vitesse en modes route et autoroute. Ceci apportera une amélioration du rendement énergétique de l'ensemble sources moteurs notamment en mode urbain.

5. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons commencé par des généralités sur les véhicules électriques, leurs classifications et différents modes de fonctionnement. Ensuite, nous avons présenté un état de l'art sur la chaîne de traction électrique et les étapes nécessaires à leur conception où nous avons détaillé les différentes sources embarquées (batteries, pile à combustible, super-condensateur). Une grande partie de ce chapitre a été consacrée à la présentation des différentes topologies existantes de convertisseurs DC/DC isolés et non isolés avec leurs avantages et leurs inconvénients. Il en découle que les deux nouvelles topologies pour lesquelles le niveau de tension du bus continu est variable, seraient très intéressantes en termes d'efficacité énergétique et garantissent la fiabilité du système.

CHAPITRE 2

**Conception de convertisseur DC/DC isolé
à résonance parallèle pour véhicule
électrique à pile à combustible**

Chap. 2 : Conception de convertisseur DC/DC isolé à résonance parallèle pour véhicule électrique à pile combustible.

1. Introduction

Le convertisseur DC/DC a pour rôle d'augmenter la tension de sortie de la pile à combustible afin d'atteindre la tension requise au niveau de bus continu. Afin d'être optimaux, les convertisseurs DC/DC à résonances doivent répondre à de nombreuses problématiques dans les applications véhicule électrique à pile à combustible en termes de masse, de volume, d'efficacité énergétique. Le principal intérêt de ces convertisseurs réside dans le fait que les courants et tensions sont quasi sinusoïdaux, les pertes par commutation dans les interrupteurs sont faibles et le circuit résonnant se comporte comme un circuit d'aide à la commutation [37], [38].

Dans un premier temps, on s'intéresse à la présentation de la chaîne de traction pour véhicule électrique à pile à combustible, on aborde la modélisation de véhicule et on calcule la puissance nécessaire à la propulsion de véhicule tout en respectant le cahier des charges. Puis on modélise et on dimensionne la pile à combustible. Dans un deuxième temps, on choisit la topologie du convertisseur DC/DC qui interface la pile à combustible et le bus continu. Ensuite, on propose un dimensionnement des éléments de circuit résonant de convertisseur. Après cela, on établit le modèle moyen du convertisseur et on détermine la fonction de transfert reliant la tension de sortie de bus continu au rapport cyclique du convertisseur dans le domaine des petits signaux. Ce chapitre se termine par des résultats de simulation.

2. Chaîne de traction du véhicule électrique considéré

2.1 Composition de la chaîne de traction

La chaîne de véhicule électrique étudié utilise une pile à combustible comme source d'énergie dont le rôle est d'assurer la puissance moyenne demandée par le véhicule. Elle est reliée au bus continu par l'intermédiaire d'un convertisseur DC/DC unidirectionnel [38] [39], [40]. La traction de véhicule se fait au moyen d'une machine synchrone à aimant permanent associée avec un onduleur triphasé dont sa tension d'alimentation est assurée par le bus continu. La chaîne de traction du véhicule électrique étudié est donnée par la figure (2.1) [41], [42].

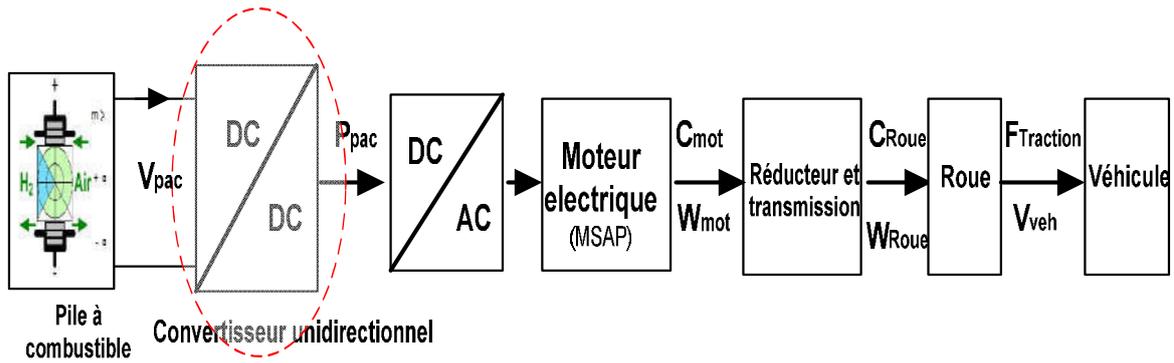


Figure (2. 1): Chaîne de traction du véhicule électrique étudiée

2.2 Modélisation de la charge

Le comportement d'un véhicule en mouvement le long de son sens de déplacement est déterminé par toutes les forces qui agissent sur lui dans cette direction. La Figure (2.2) montre les forces agissant sur un véhicule dans une pente. On constate qu'il existe trois principales forces résistantes F_{aero} , F_r et F_g appelées respectivement force aérodynamique, force résistante au roulement et force de gravité. L'effort de traction F_x , dans la zone de contact situé entre les pneus des roues motrices et la surface de la route propulse le véhicule vers l'avant. Il est produit par le couple du moteur, et ensuite transféré à travers la transmission aux roues motrices.

Lorsque le véhicule est mobile, il y a une résistance qui tente d'arrêter son mouvement, cette résistance comprend en général la résistance au roulement, la traînée aérodynamique et la résistance en montée [43].

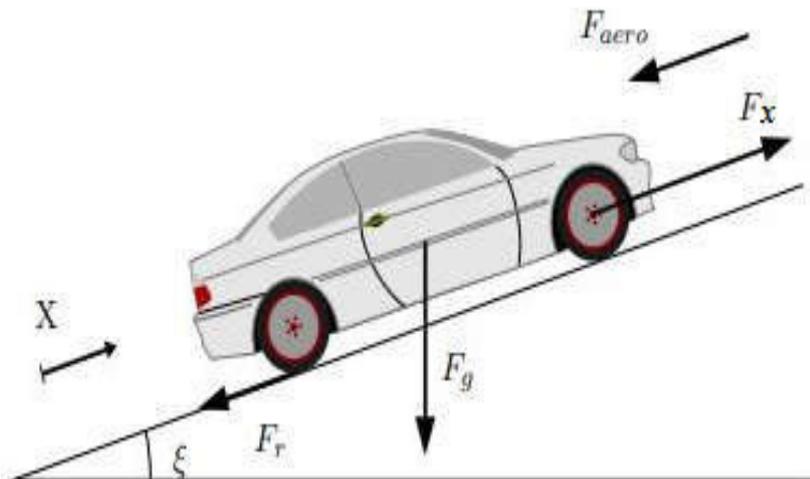


Figure (2. 2) : Forces appliquées sur le véhicule

a- Force résistante au roulement

La force résistante au roulement agit au niveau des pneus et s'oppose au mouvement libre du véhicule. Elle est causée par la déformation des pneus sur la route qui génère une résistance au roulement. C'est la force que nous devons lutter pour pousser une voiture en

panne sèche à vitesse constante. Elle dépend de la masse de véhicule M (kg), l'accélération de gravité g ($m.s^{-2}$) et le coefficient de résistance au roulement C_R . L'équation (2.1) donne l'expression de la force résistance au roulement.

$$F_R = M.g.C_R \quad (2.1)$$

b- Force de gravité

La force de gravité agit de façon directe sur le véhicule dans les pentes. Elle le retient en montée et le pousse en descente. Comme pour la force d'inertie, l'énergie consommée en montée peut être récupérée en bonne partie lors de la descente. Elle dépend de l'inclinaison de la pente ξ et la masse de véhicule M . L'expression de la force de gravité est donnée par l'équation (2.2).

$$F_G = Mg \sin(\xi) \quad (2.2)$$

c- Force aérodynamique

C'est la force de résistance de l'air. Elle varie en fonction de la vitesse du véhicule et dépend de phénomènes non-linéaires accommodant de la mécanique des fluides [43], [44], [45], [46]. Elle est proportionnelle à la densité volumique de l'air ρ (Kgm^{-2}), à la section frontale du véhicule S_f (m^2), au coefficient de pénétration dans l'air C_x et de la vitesse de véhicule V (m/s). Elle est donnée par l'équation (2.3).

$$F_{aero} = \frac{\rho C_x S_f V^2}{2} \quad (2.3)$$

d- Force de traction

La force de traction désigne la force qui s'exerce à la périphérie des roues motrices au contact du sol pour créer ou maintenir le mouvement de véhicule. L'intensité de cette force dépend du couple moteur, de la réduction de la transmission et du rayon des roues motrices. Au niveau des roues, cette force est exprimée par l'équation (2.4).

$$F_x(t) = M \frac{dV(t)}{dt} + Mg \sin(\theta) + \frac{\rho C_x S_f V(t)^2}{2} + Mg C_R \quad (2.4)$$

L'énergie totale consommée pour déplacer le véhicule à une distance d est évalué par l'équation (2.5).

$$W(t) = F_x(t)d = \int F_x(t)V(t)dt \quad (2.5)$$

La puissance mécanique fournie aux roues est donnée par l'équation (2.6).

$$P_m(t) = \frac{dW(t)}{dt} = F_x V(t) \tag{2.6}$$

$$P_m(t) = V(t)M \frac{dV(t)}{dt} + Mg \sin(\xi) + \frac{\rho C_x S_f V(t)^2}{2} + Mg C_R$$

2.3 Cycles de vitesse normalisés

Les cycles de conduite représentent en général un ensemble de points de vitesse du véhicule en fonction du temps. Ils dépendent à la fois des conditions de route (ville, autoroute, campagne) et de style de conduite (stop, feu rouge et embouteillage), [43], [47]. Ils sont utilisés pour évaluer la consommation de carburant, l'efficacité énergétique et les émissions de polluants d'un véhicule d'une manière normalisée, de sorte que les différents véhicules puissent être comparés entre eux.

Il existe plusieurs cycles de conduite normalisés tel que : Le cycle de conduite 10-15 mode, le cycle de conduite NEDC et le cycle de conduite ARTEMIS, comme le montre les figures suivantes : Figures (2.3), (2.4) et (2.5).

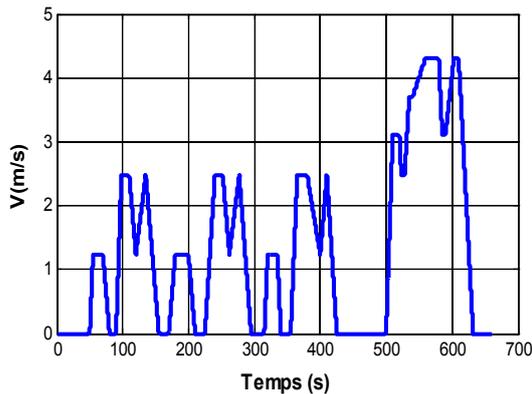


Figure (2. 3) : Cycle de 10-15 japonais

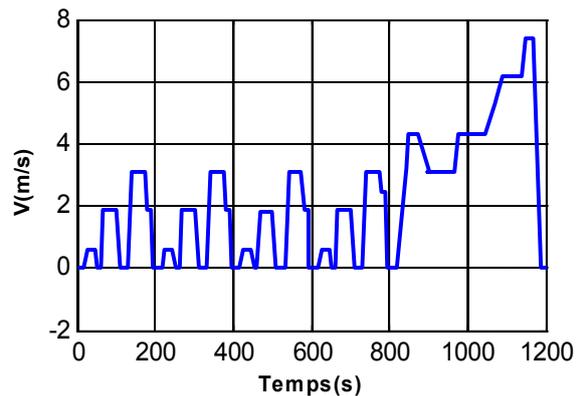


Figure (2. 4) : Cycle conduite NEDC

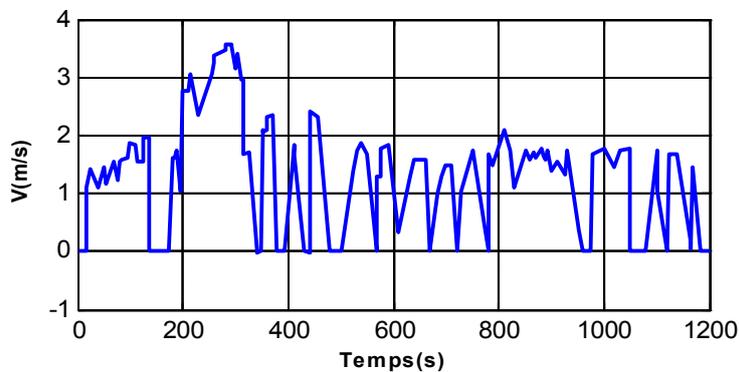


Figure (2. 5) : Cycle de conduite ARTEMIS

2.4 Modélisation et dimensionnement de la pile à combustible

a- Modélisation de la pile à combustible :

Nous nous intéressons à modéliser une seule cellule, la tension d'une cellule à pile à combustible PEM chute en fonction du courant débité à cause des pertes. Ces pertes sont dues aux irréversibilités, elles se manifestent en trois éléments : pertes d'activation, pertes ohmiques et pertes de concentration. La chute de tension due aux pertes d'activation surgit à court terme car une quantité d'énergie doit être assurée afin que la réaction puisse avoir lieu. La chute de tension liée aux pertes ohmiques est produite par la résistance interne dans les plaques collectrices en série avec celle de la membrane. La chute de tension due aux pertes de concentration est causée par la limitation de transport des espèces à la couche de catalyseur [43], [48]. Il convient que l'augmentation du courant fourni par la pile n'augmente pas nécessairement la puissance. Ceci est illustré par la figure (2.6). Par conséquent, la tension d'une cellule à pile à combustible ne doit pas dépasser la limite raisonnable qui est de l'ordre de 0.53 V où sa puissance fournie est maximale. La courbe de polarisation de la pile PEM indiqué dans la figure (2.6) est fonction de la somme de quatre termes :

- ❖ la tension théorique à vide E_0 .
- ❖ la surtension d'activation V_{act} (ou chute d'activation de la zone1).
- ❖ la surtension ohmique V_{ohm} (ou chute ohmique de la zone2).
- ❖ la surtension de concentration V_{conc} (ou chute de concentration de la zone3).

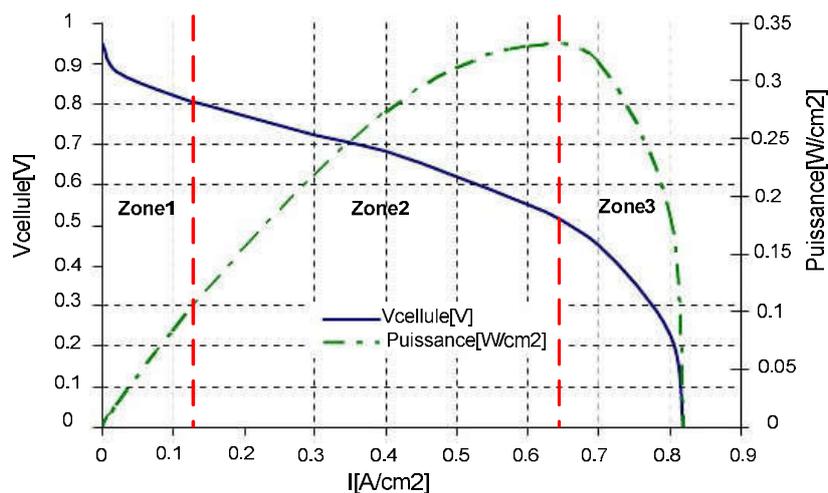


Figure (2. 6) : Caractéristique tension-courant d'une cellule pile à combustible de type PEM

L'expression de la tension d'une pile PEM est montrée par l'équation (2.9) [49], [50], [51], [52], [53].

$$V_{Cell} = E_{Nernst} - \Delta V_{act} - \Delta V_{ohm} - \Delta V_{conc} \quad (2.7)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} E_{Nernst} = E_0 + \frac{RT}{2F} \ln \left(\frac{P_{H_2} \sqrt{P_{O_2}}}{P_{H_2O}} \right) \\ \Delta V_{act} = \frac{RT}{2\alpha F} \ln \left(\frac{i_{PAC}}{i_0} \right) \\ \Delta V_{ohm} = R_{PAC} i_{PAC} \\ \Delta V_{conc} = -\frac{RT}{2\alpha F} \ln \left(1 - \frac{i_{PAC}}{2i_L} \right) \end{cases} \quad (2.8)$$

Où E_{Nernst} : Représente le potentiel de Nernst, ΔV_{act} représente les pertes d'activation qui sont dues au démarrage des réactions chimiques à l'anode et à la cathode, α représente le coefficient de transport, i_0 la densité de courant d'échange, ΔV_{ohm} représente les pertes ohmiques qui sont dues à la résistance qu'opposent les électrodes et les plaques bipolaires à la circulation des électrons et d'électrolyte au passage des protons, R_{PAC} la résistance totale de la pile à combustible, ΔV_{conc} représente la surtension de la concentration, et $P_{H_2}, P_{O_2}, P_{H_2O}$ sont respectivement les pressions de l'hydrogène, de l'oxygène et de l'eau, T est la température de la cellule (Kelvin), R est la constante des gaz parfaits ($8,31441 J \text{ mol}^{-1} K^{-1}$), F est la constante de Faraday ($96484,56 C \text{ mol}^{-1}$).

L'équation de la tension d'une pile PEM peut être représentée par un circuit électrique équivalent indiqué par la figure (2.7). Ce circuit est un modèle simplifié de la pile à combustible.

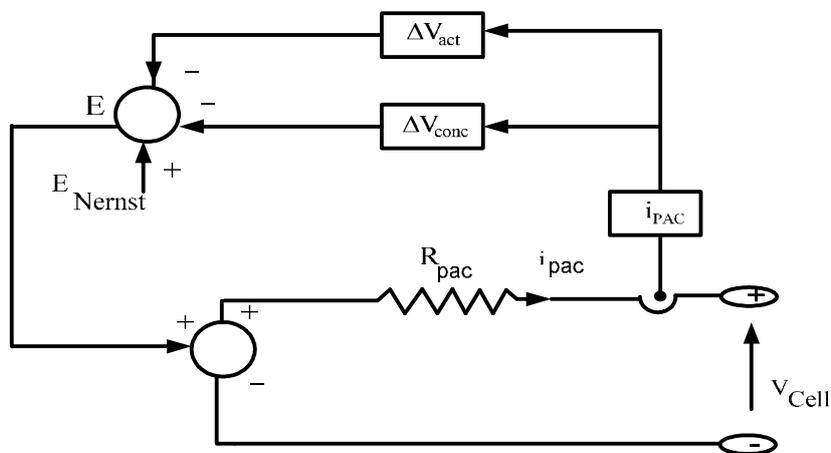


Figure (2. 7) : Modèle électrique simplifié d'une cellule de la pile à combustible

b- Dimensionnement de la pile à combustible

La puissance maximale P_{PACmax} de la pile est de l'ordre de 2kW. La limite de la tension V_{Cell} d'une cellule de la pile de type PEM est de 0.53V. La pile doit alimenter un bus de 150 V à travers un convertisseur DC/DC BOOST de rapport 7 pour un fonctionnement optimal. Par la suite, il faut que la tension de la pile $V_{PAC} = N_{CSPAC} \cdot V_{Cell}$ soit au minimum égale à $\frac{V_{Bus}}{7}$. Avec N_{CSPAC} est le nombre de cellules montées en série dans la pile. Il est donné par l'équation (2.9).

$$N_{CSPAC} = \frac{V_{Bus}}{7 \cdot V_{Cell}} = 42 \text{ Cellules} \quad (2.9)$$

La puissance d'une cellule de la pile P_{Cell} est de l'ordre de 64W.

Le nombre de cellules montées en parallèle N_{CPAC} est donné par l'équation (2.10).

$$N_{CPAC} = \frac{P_{PACmax}}{N_{CSPAC} * P_{Cell}} = 1 \text{ Cellules} \quad (2.10)$$

3. Topologie du convertisseur DC-DC à résonance parallèle

En fait, la topologie du convertisseur proposé est représentée sur la figure (2.8). Elle est composée de deux circuits à pont complet connectés à travers un transformateur planaire et un filtre résonant. D'une part, le pont complet du côté pile à combustible fonctionne immédiatement en mode onduleur. Il est utilisé pour générer une tension d'onde carrée avec une fréquence élevée. D'autre part, le pont complet du côté charge fonctionne en mode redresseur. L'isolation galvanique entre la pile à combustible et la charge est obtenue avec un transformateur haute fréquence. Par conséquent, la taille et le poids du convertisseur peuvent être réduits en augmentant la fréquence de commutation même si, dans le cas d'une augmentation de la perte de commutation également [10], [37], [43].

Cette topologie du convertisseur présente les avantages suivants :

- ⊗ Minimiser l'ondulation du courant d'entrée (courant de la pile à combustible).
- ⊗ Obtenir une tension de sortie élevée.
- ⊗ Augmenter la durée de vie de la pile à combustible.
- ⊗ Minimiser les pertes ainsi que la taille et le cout de convertisseur DC/DC.

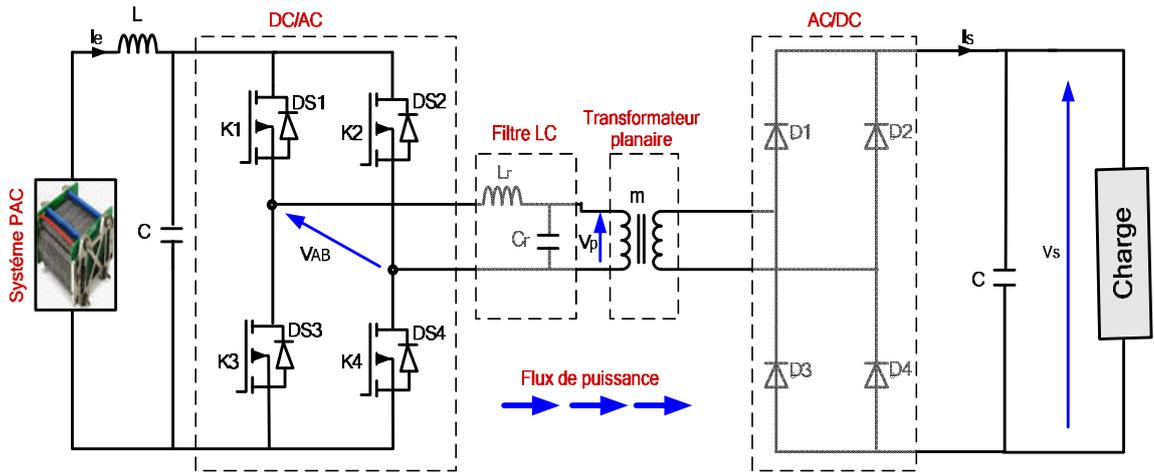


Figure (2. 8) : Topologie du convertisseur DC/DC coté PAC

Le convertisseur DC-DC est commandé d'une manière à générer une tension d'onde de haute fréquence au transformateur. La figure (2.9) montre les signaux de commande des cellules constituant le pont complet côté pile. Avec, T , d et $C_i (i=1,2,3,4)$ désignent respectivement la période de la commutation, le rapport cyclique et la cellule i . Chaque cellule i est constituée d'un MOSFET (K_i) et d'une diode (D_{Si}) montée en antiparallèle.

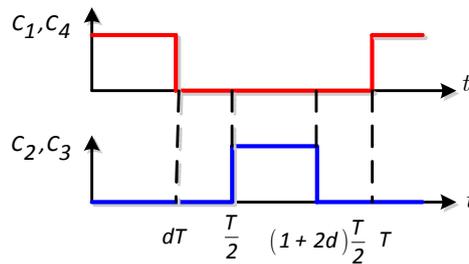


Figure (2. 9) : Signaux de la commande du convertisseur DC-DC

Le fonctionnement du convertisseur est expliqué par les deux états :

Etat 1 : Dans ce cas, les commutateurs diagonalement opposés (K_1, K_3) ou (K_2, K_4) sont activées durant une période dT , comme indiqué dans le tableau (2.1). Durant cette période, la pile fournit de l'énergie pour charger par l'intermédiaire de filtre résonant, un transformateur planaire et des diodes.

Tableau (2. 1) : Etats des interrupteurs à l'état 1

Interrupteurs	$[0, dT]$	$[\frac{T}{2}, \frac{T}{2}(1 + dT)]$
K_1, K_4	1	0
K_2, K_3	0	1

Etat 2 : Tous les interrupteurs sont éteints durant une durée $(0,5 - d)T$ et le courant circule à travers les diodes.

4. Modèle moyen du convertisseur DC/DC à résonance parallèle

La première étape consiste à analyser le fonctionnement du convertisseur au cours d'une période de commutation T_s . En considérant un seul mode de conduction, le fonctionnement fait apparaître plusieurs topologies (n). Chacune de ces n topologies est présente durant une fraction $d_i T_s$ de la période de commutation et correspondant à une configuration bien déterminé du convertisseur. Cette configuration est basée sur la modification de l'interconnexion des différentes branches actives du convertisseur. Pour chacune de ces topologies, il faut écrire un système d'équation différentielle, dont les variables d'état sont les courants dans les inductances, et les tensions aux bornes des condensateurs. Si tous les éléments passifs sont linéaires, l'équation différentielle décrit un système linéaire, donné par l'équation (2.11), [43].

$$\dot{x}(t) = A_i x(t) + B_i u(t) \quad (2.11)$$

Pour une topologie i durant l'intervalle $[t_{i-1}, t_i]$

Le modèle dans l'espace d'état correspondant est donné par :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^n d_i A_i x(t) + \sum_{i=1}^n d_i B_i u(t) \quad (2.12)$$

Où n est le nombre de topologies du circuit sur une période T_s .

Pour modéliser le convertisseur on suppose que :

- A l'état passant, chaque MOSFET est équivalent à une résistance r_T
- A l'état passant, chaque diode est équivalente à une résistance r_D
- La charge et la décharge du condensateur C_r sont instantanées
- La résistance de chaque interrupteur à l'état bloqué est infinie
- Les inductances de fuite et magnétisantes de transformateurs sont négligeables.

On va établir un modèle moyen pour ce convertisseur dans deux cas. Pour le premier cas, on va choisir comme charge une résistance R_{ch} et pour le deuxième cas, on va modéliser la charge réelle par une source de courant i_{ch} .

4.1 Cas d'une charge résistive

On adopte comme vecteur d'état du système le vecteur composé du courant circulant dans l'inductance (i_L) et la tension aux bornes du condensateur (V_0). Comme variable de commande la tension délivrée par la pile (V_{PAC}) et comme variable de sortie la tension de bus continu V_0 .

$$\begin{cases} x = [i_L, v_0]^t \\ u = v_{PAC} \\ y = v_0 \end{cases} \quad (2.13)$$

La représentation dans l'espace d'état du système est donnée par l'équation (2.14).

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x + B.u \\ y = C.x + D.u \end{cases} \quad (2.14)$$

Etat 1 : Dans ce cas, le flux d'énergie circule de la pile vers la charge réalisé par l'intermédiaire des deux MOSFET sur la diagonale, le circuit de résonance (L_r et C_r), le transformateur planaire et les deux diodes. Le circuit équivalent du convertisseur pendant cet état est donné par la figure (2.10).

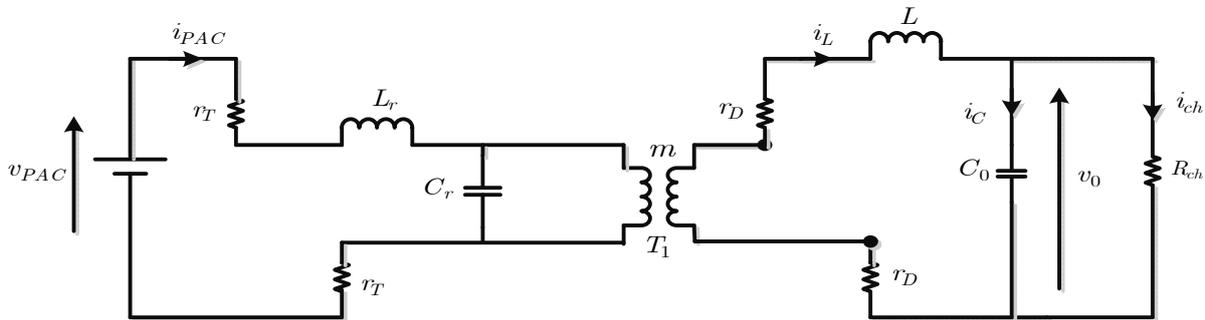


Figure (2. 10) : Circuit équivalent du convertisseur DC/DC à l'état 1 pour charge résistive

Si toutes les impédances sont ramenées aux enroulements secondaires, le schéma équivalent est donné par la figure (2.11).

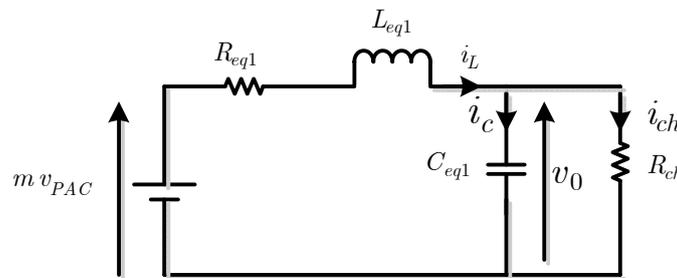


Figure (2. 11) : Schéma équivalent ramené au secondaire

$$\text{Où : } \begin{cases} R_{eq1} = 2r_D + 2m^2 r_T \\ L_{eq1} = L + m^2 L_r \\ C_{eq1} = C_0 + \frac{C_r}{m^2} \end{cases} \quad (2.15)$$

En appliquant les lois de Kirchhoff on obtient :

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{R_{eq1}}{L_{eq1}}i_L - \frac{1}{L_{eq1}}v_0 + \frac{m}{L_{eq1}}v_{PAC} \\ \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{C_{eq1}}i_L(t) - \frac{1}{R_{ch}C_{eq1}}v_0 \end{cases} \quad (2.16)$$

L'écriture matricielle de l'équation (2.17) est :

$$\begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{eq1}}{L_{eq1}} & -\frac{1}{L_{eq1}} \\ \frac{1}{C_{eq1}} & -\frac{1}{R_{ch}C_{eq1}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ v_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{m}{L_{eq1}} \\ 0 \end{pmatrix} \cdot v_{PAC} \quad (2.17)$$

Donc, le modèle d'état durant la durée dT est :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 u \\ y = C_1 x \end{cases} \quad (2.18)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} A_1 = \begin{pmatrix} -\frac{R_{eq1}}{L_{eq1}} & -\frac{1}{L_{eq1}} \\ \frac{1}{C_{eq1}} & -\frac{1}{R_{ch}C_{eq1}} \end{pmatrix} \\ B_1 = \begin{pmatrix} \frac{m}{L_{eq1}} \\ 0 \end{pmatrix} \\ C_1 = (0 \quad 1) \end{cases} \quad (2.19)$$

Etat 2 : Dans cet état, le courant dans l'inductance ne peut pas s'annuler instantanément, de sorte que les quatre diodes sont en conduction bien que tous les interrupteurs sont éteints. Le circuit équivalent est donné par la figure (2.12).

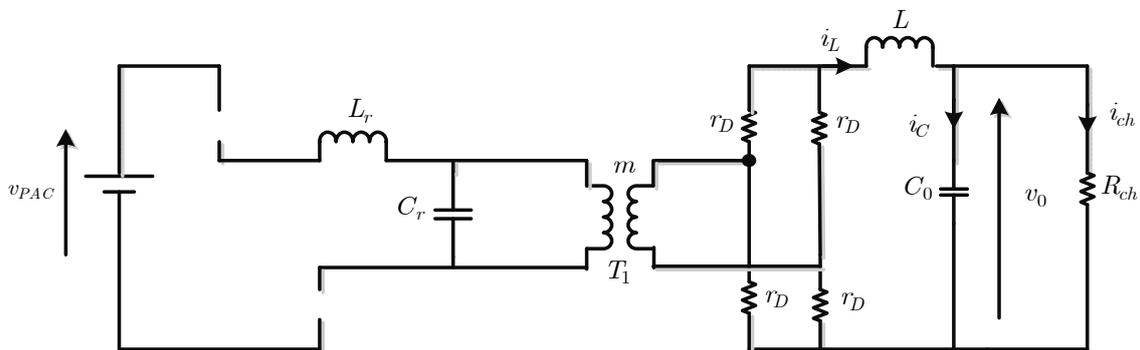


Figure (2. 12) : Circuit équivalent du convertisseur DC/DC à l'état 2 à charge résistive

Le circuit équivalent du convertisseur DC/DC au secondaire est présenté par la figure (2.13).

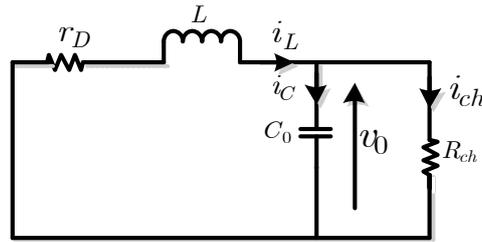


Figure (2.13) : Circuit équivalent à l'état

En appliquant les lois de Kirchhoff à ce circuit on obtient le système d'équation (2.20).

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = -\frac{r_D}{L}i_L - \frac{1}{L}v_0 \\ \frac{dv_0}{dt} = \frac{1}{C_0}i_L - \frac{1}{RC_0}v_0 \end{cases} \quad (2.20)$$

Durant la durée $\left(\frac{T}{2} - dT\right)$ le modèle d'espace d'état est donné par l'équation (2.21).

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2 x + B_2 u \\ y = C_2 x \end{cases} \quad (2.21)$$

$$\text{Où : } \begin{cases} A_2 = \begin{pmatrix} -\frac{r_D}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_0} & -\frac{1}{RC_0} \end{pmatrix} \\ B_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\ C_2 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \end{pmatrix} \end{cases} \quad (2.22)$$

Le dernier demi-cycle de la période de commutation T est identique à la première moitié du cycle, de sorte que lors de la période de commutation, l'état 1 et l'état 2 sont répétés deux fois. Finalement, l'équation d'état du modèle moyen du convertisseur sur une période T est donnée par le système d'équation (2.23) [38], [43].

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_0 \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} i_L \\ v_0 \end{pmatrix} + B V_{PAC} \\ y = C v_0 \end{cases} \quad (2.23)$$

$$\text{Avec : } \left\{ \begin{array}{l} A = 2dA_1 + (1-2d)A_2 = \begin{pmatrix} \frac{2dR_{eq1}}{L_{eq1}} - \frac{(1-2d)r_D}{L} & -\frac{2d}{L_{eq1}} - \frac{(1-2d)}{L} \\ \frac{2d}{C_{eq1}} + \frac{(1-2d)}{C_0} & -\frac{2d}{R_{ch}C_{eq1}} - \frac{(1-2d)}{RC_0} \end{pmatrix} \\ B = 2dB_1 + (1-2d)B_2 = \begin{pmatrix} \frac{2md}{L_{eq1}} \\ 0 \end{pmatrix} \\ C = 2dC_1 + (1-2d)C_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}^t \end{array} \right. \quad (2.24)$$

Le rapport cyclique d doit être supérieur ou égale à 0 et inférieure strictement à 0.5 ($0 \leq d < 0.5$). Le schéma équivalent moyen du convertisseur de la pile est donné par la figure (2.14).

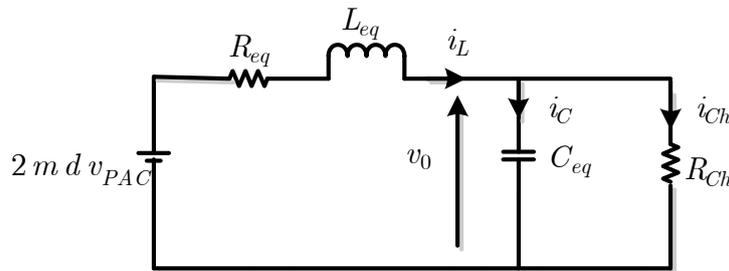


Figure (2.14) : Circuit équivalent moyen du convertisseur DC-DC à charge résistive

$$\text{Où : } \left\{ \begin{array}{l} R_{eq} = 2dR_{eq1} + (1-2d) \left(1 + \frac{m^2 L_r}{L} \right) r_D \\ L_{eq} = \frac{L + m^2 L_r}{1 + (1-2d) \frac{C_r}{C_0}} \\ C_{eq} = \frac{C_0 + \frac{C_r}{m^2}}{1 + (1-2d) \frac{C_r}{m^2 C_0}} \end{array} \right. \quad (2.25)$$

4.2 Cas d'un profil de courant de charge

Dans ce cas, on remplace la charge réelle qui est la machine synchrone à aimant permanent connectée à cette topologie par l'intermédiaire d'un onduleur par une source de courant ce qui est bien illustré par la figure (2.15).

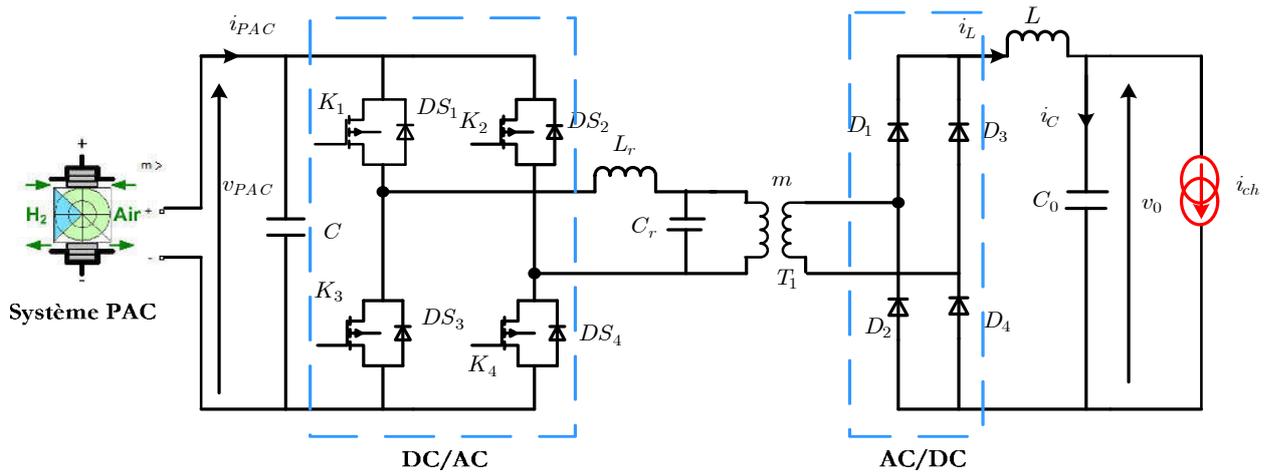


Figure (2. 15) : Topologie du convertisseur DC-DC à résonance parallèle à profil de charge

Afin de déterminer le modèle moyen de ce convertisseur, on a choisi deux variables d'état qui sont la tension aux bornes du condensateur (v_0), et le courant d'inductance (i_L). On choisit ainsi la tension aux bornes de la pile PAC (v_{PAC}) et le courant à travers la charge (i_{ch}) comme des variables de commande. La représentation du système dans l'espace d'état est montrée par le système d'équation (2.26).

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu \\ y = Cx \end{cases} \quad (2.26)$$

Avec : u est le vecteur de commande ou d'entrée, y est la sortie et x le vecteur des variables d'état.

$$\begin{cases} x = [i_L, v_0]^t \\ u = [v_{PAC}, i_{ch}]^t \\ y = v_0(t) \end{cases} \quad (2.27)$$

Nous faisons le même raisonnement que celui développé pour une charge résistive et on trouve le modèle dans l'espace d'état donné par le système d'équation (2.28).

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{2dR_{eq1}}{L_{eq1}} - \frac{(1-2d)r_D}{L} & -\frac{2d}{L_{eq1}} - \frac{(1-2d)}{L} \\ \frac{2d}{C_{eq1}} + \frac{(1-2d)}{C_0} & 0 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} i_L \\ v_0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{2md}{L_{eq1}} & 0 \\ 0 & -\frac{2d}{R_{ch}C_{eq1}} - \frac{(1-2d)}{RC_0} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} v_{PAC} \\ i_{ch} \end{pmatrix} \\ y = (0 \quad 1) * \begin{pmatrix} i_L \\ v_0 \end{pmatrix} \end{cases} \quad (2.28)$$

4.3 Régulation de la tension de sortie du convertisseur DC-DC

La tension à la sortie du convertisseur doit être égale à la tension du bus continu qui est de l'ordre de 150 V. Donc, il faut ajouter un régulateur proportionnel intégral (PI) pour réguler la tension de sortie du convertisseur et pour déterminer les paramètres ce régulateur une analyse des petits signaux s'impose [54], [55]. La figure (2.16) présente la stratégie de la commande du convertisseur DC/DC à résonance parallèle.

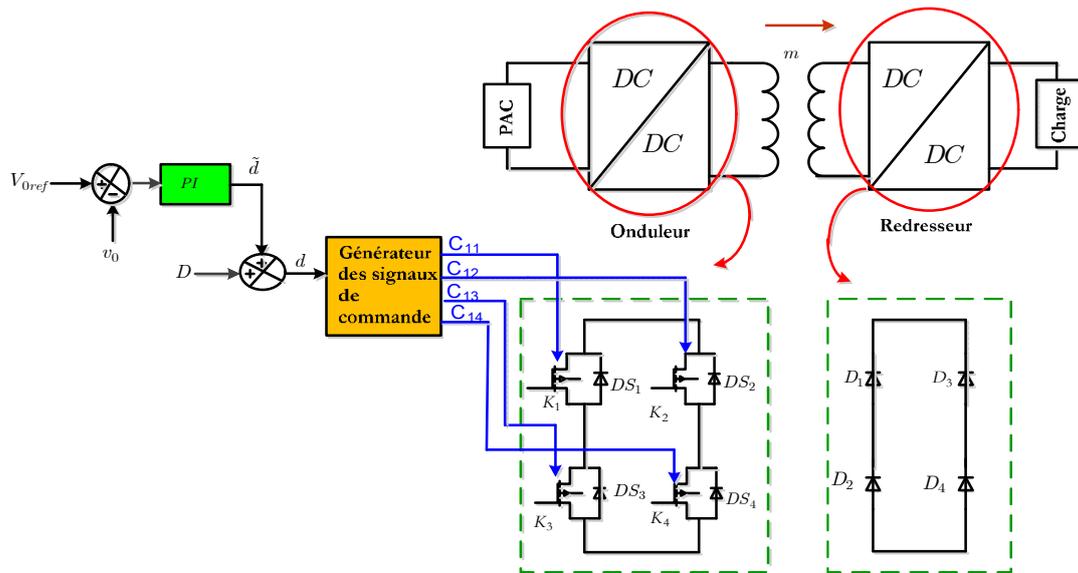


Figure (2.16) : Stratégie de la commande du convertisseur DC-DC à résonance parallèle

- **Analyse des petits signaux**

La modélisation simplifiée a pour objectif d'obtenir des fonctions de transfert, moyennant l'approximation du comportement du système à celui d'un système linéaire, pour permettre l'application des analyses et méthodes de l'automatique des systèmes linéaires. Donc, il faut déterminer un système équivalent linéaire qui fournit le comportement en petits-signal des variables du système, en englobant toutes les non-linéarités dans le point de fonctionnement quasi-statique du convertisseur. En écrivant chaque variable x sous la forme de la somme d'une composante continue (en lettre majuscule X) et d'une composante petit-signal (en lettre minuscule \tilde{x}) comme le montre l'équation (2.29).

$$x = X + \tilde{x} \quad (2.29)$$

Les variables d'états, les variables de commande et le rapport cyclique sont donnés par le système d'équation (2.30).

$$\begin{cases} i_L = I_L + \tilde{i}_L \\ v_0 = V_0 + \tilde{v}_0 \\ v_{PAC} = V_{PAC} + \tilde{v}_{PAC} \\ i_{ch} = I_{ch} + \tilde{i}_{ch} \\ d = D + \tilde{d} \end{cases} \quad (2.30)$$

En remplace chaque variable par son expression dans l'équation (2.23) et en utilisant l'équation (2.30), on obtient l'équation (2.31).

$$\dot{x} = \dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{u} + 2\tilde{d}((A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U) + 2\tilde{d}((A_1 - A_2)\tilde{x} + (B_1 - B_2)\tilde{u}) \quad (2.31)$$

Avec : $\tilde{x} = [\tilde{i}_L \quad \tilde{v}_0]$, $\tilde{u} = [\tilde{v}_{PAC} \quad \tilde{i}_{ch}]$, $X = [I_L \quad V_0]$ et $U = [V_{PAC} \quad I_{ch}]$.

Le terme $X = -A^{-1}BU$ nous permet de déterminer le point d'équilibre du système.

Or le terme $2\tilde{d}((A_1 - A_2)\tilde{x} + (B_1 - B_2)\tilde{u})$ est négligeable, donc l'expression (2.31) devient :

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + B\tilde{u} + 2\tilde{d}((A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U) \quad (2.32)$$

En appliquant la transformation de Laplace à l'équation (2.30), on obtient alors :

$$\tilde{x}(s) = 2\tilde{d}(s)(sI - A)^{-1}((A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U) + (sI - A)^{-1}B\tilde{u} \quad (2.33)$$

La variation de tension de la sortie est donnée par l'équation (2.34) :

$$\tilde{v}_0 = v_0 - V_0 = C(x - X) = (2(D + \tilde{d}).C_1 + (1 - 2(D + \tilde{d})).C_2)\tilde{x} \quad (2.34)$$

Si $2\tilde{d}(C_1 - C_2)\tilde{x}$ est négligeable on obtient donc :

$$\tilde{v}_0 = C\tilde{x} + 2\tilde{d}(C_1 - C_2)X \quad (2.35)$$

En appliquant la transformation de Laplace à l'équation (2.35) et En utilisant l'équation (2.33), on trouve alors :

$$\tilde{v}_0(s) = 2\tilde{d}(s)\left[C(sI - A)^{-1}((A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U) + (C_1 - C_2)X\right] + C(sI - A)^{-1}B\tilde{u}(s) \quad (2.36)$$

Soit $H(s)$ la fonction de transfert entre la tension de sortie et le rapport cyclique donnée par l'équation (2.37).

$$H(s) = \frac{\tilde{v}_0(s)}{\tilde{d}(s)} = 2 \frac{\frac{V_0 + I_{ch}}{C_1} s + \left(\frac{2D}{C_1} + \frac{1}{C_0}\right) \left(\frac{R_1 I_L + m V_{PAC}}{L_{eq1}} - \frac{V_0}{C_1}\right) + \frac{V_0 + I_{ch}}{C_1} \left(\frac{-2DR_1}{L_{eq1}} + \frac{r_D}{L}\right)}{s^2 + s \left(\frac{-2DR_1}{L_{eq1}} + \frac{r_D}{L}\right) + \left(\frac{2D}{C_1} + \frac{1}{C_0}\right) \left(\frac{2D}{L_{eq1}} + \frac{(1-2D)}{L}\right)} \quad (2.37)$$

$$\text{Où : } \begin{cases} R_1 = -2m^2 r_T + r_D \left(m^2 \frac{L_r}{L} - 1\right) \\ \frac{1}{C_1} = \frac{1}{C_{eq1}} - \frac{1}{C_0} \end{cases} \quad (2.38)$$

Comme on a montré précédemment que le régulateur proportionnel intégral (PI) est utilisé, dans le but de réguler la tension de la sortie du convertisseur DC/DC. La tension de la sortie mesurée est comparée avec la tension de référence V_{0ref} est compensé par le changement du rapport cyclique des interrupteurs ce qui est indiqué par la figure (2.17).

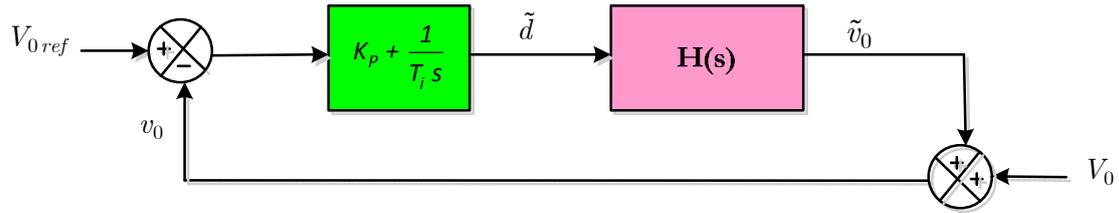


Figure (2.17) : Commande en boucle fermée de la tension de sortie du convertisseur DC-DC à résonance parallèle

5. Analyse et dimensionnement du convertisseur DC-DC à résonance parallèle

En général, la topologie de convertisseur DC/DC à résonance LC parallèle se compose de trois étages comme elle est indiquée sur la figure (2.18) :

- Générateur d'ondes carrées.
- Circuit résonant.
- Redresseur double alternance.

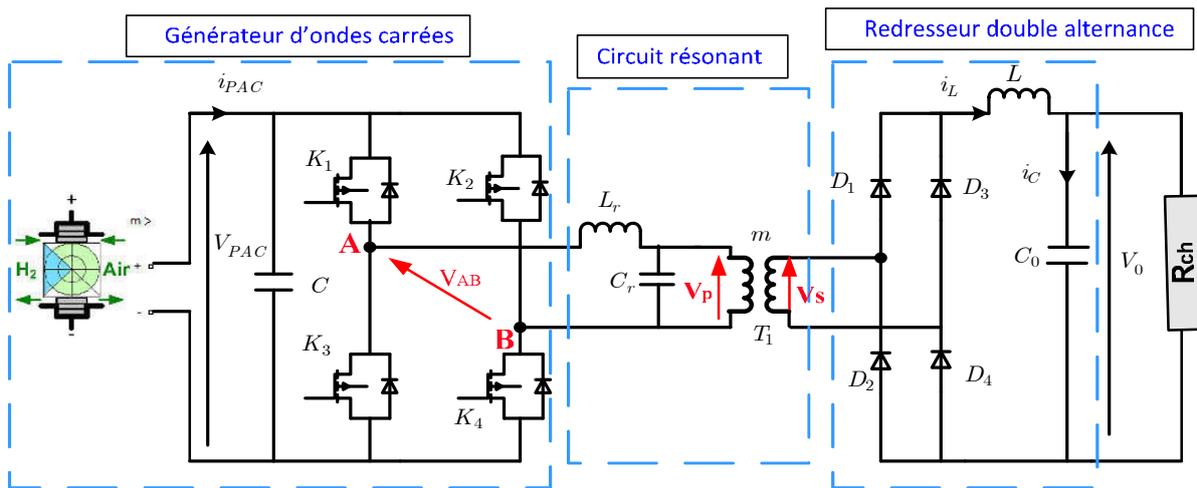


Figure (2.18) : Topologie du convertisseur DC/DC à résonance LC parallèle

La figure (2.19) présente les formes d'ondes de fonctionnement de convertisseur DC/DC pendant la phase de résonance.

V_{AB} : Tension d'entrée du circuit résonant.

V_p : Tension de sortie du circuit résonant.

V_s : Tension de sortie du transformateur.

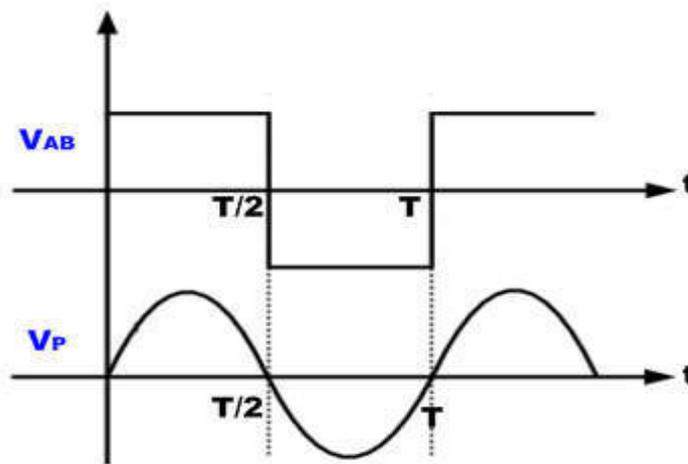


Figure (2. 19) : Formes d’ondes des tensions du convertisseur DC/DC à résonance LC parallèle

Cette partie présente le dimensionnement des éléments de convertisseur DC/DC à résonance parallèle. Nous pouvons appliquer la première approximation harmonique (TAH) pour simplifier également l'analyse du convertisseur à résonance LC parallèle [10]. Cette méthode est principalement basée sur l'hypothèse que le transfert de puissance de la source à la charge passe par le circuit résonant. Il est presque associé à l'harmonique fondamentale de l'expansion de Fourier des courants et des tensions [57], [58], [59].

La Figure (2.20) montre la dérivation d’une charge résistive équivalente. Le circuit primaire de transformateur est remplacé par une source de courant sinusoïdale I_{ac} et une tension d’onde carrée V_s qui apparaît à l’entrée du redresseur. Puisque les composants harmoniques de V_s ne participent pas dans le transfert de puissance, la résistance de charge équivalente R_{ac} peut être calculée en divisant la composante fondamentale de V_s par I_{ac} .

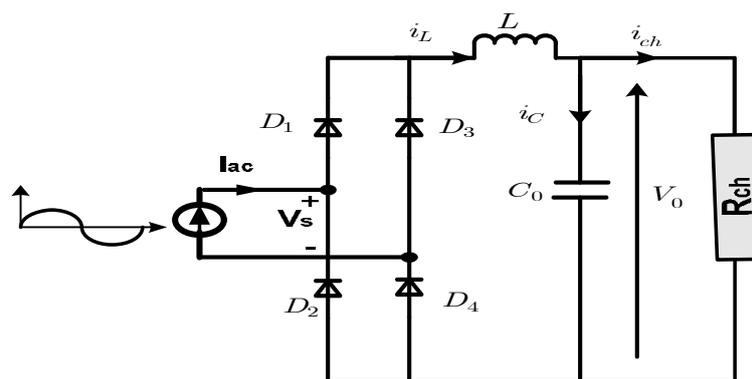


Figure (2. 20) : Dérivation d’une charge résistive équivalente

La tension d'entrée du circuit résonant peut être exprimée en utilisant la transformation en série de Fourier de la tension V_{AB} soit :

$$V_{AB} = \frac{4V_{PAC}}{\pi} \sum \frac{1}{n} \sin(n.2\pi f t) \quad (2.39)$$

Le premier harmonique de la tension V_{AB} au primaire du transformateur est donné par l'équation (2.40) :

$$V_p = \frac{4}{\pi} V_{PAC} \sin(\omega t) \quad (2.40)$$

Dans l'hypothèse où la tension et le courant de sortie du convertisseur sont constants. L'expression de premier harmonique de la tension de sortie de transformateur est donnée par l'équation (2.41).

$$V_s = \frac{4}{\pi} V_0 \sin(\omega t) \quad (2.41)$$

L'expression de courant débité par le secondaire du transformateur est donnée par l'équation (2.42)

$$I_{ac} = \frac{\pi}{2} I_{ch} \sin(\omega t) \quad (2.42)$$

D'où l'expression de la résistance équivalente R_{ac} soit:

$$R_{ac} = \frac{V_s}{I_{ac}} = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_0}{I_{ch}} = \frac{8}{\pi^2} R_{ch} \quad (2.43)$$

Dans ce cas, le circuit équivalent du convertisseur parallèle LC peut être représenté par la figure (2.21).

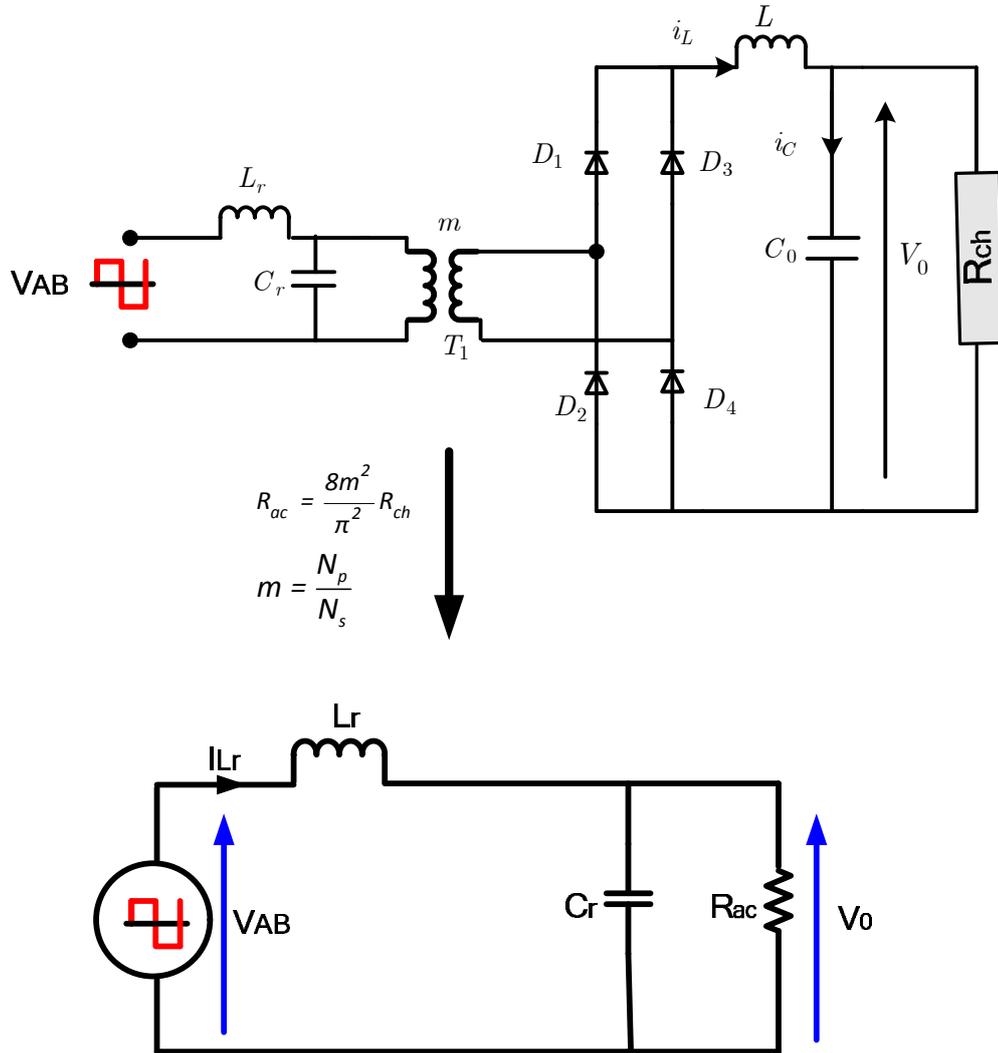


Figure (2. 21) : Circuit équivalent de convertisseur DC/DC à résonance parallèle

La fonction de transfert de circuit résonant est donnée par l'équation (2.44) :

$$G(j\omega) = \frac{V_0}{V_{AB}} = \frac{1}{1 + j\frac{L}{R_{ac}}\omega - jLC\omega^2} = \frac{1}{1 + jQ\frac{\omega}{\omega_r} + (j\frac{\omega}{\omega_r})^2} = \frac{1}{1 + jQ\frac{f}{f_r} + (j\frac{f}{f_r})^2} \quad (2.44)$$

Le gain du circuit résonant est donné par l'équation (2.45).

$$\left| \frac{V_0}{V_{AB}} \right| = \frac{1}{\sqrt{[(1 - F_x^2)^2 + Q^2]}} \quad (2.45)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} Q = \frac{\sqrt{L_r}}{R_{ac} C_r} \\ F_x = \frac{f}{f_r} \\ f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \end{array} \right. \quad (2.46)$$

La figure (2.22) montre la variation de module du gain en tension G en fonction de la fréquence de commutation normalisée F_x pour différentes valeurs du facteur de qualité Q et pour une fréquence de résonance $f_r = 20\text{kHz}$. On peut remarquer que les caractéristiques de gain sont presque indépendantes de la charge (Q) seulement si la fréquence de commutation est autour de la fréquence de résonance ou le représente un maximum qui dépend de la valeur de qualité. Le convertisseur peut contrôler la tension de sortie sans condition sur la valeur de la charge ($Q = 0$) même pour une fréquence de fonctionnement plus élevée que celle de la résonance.

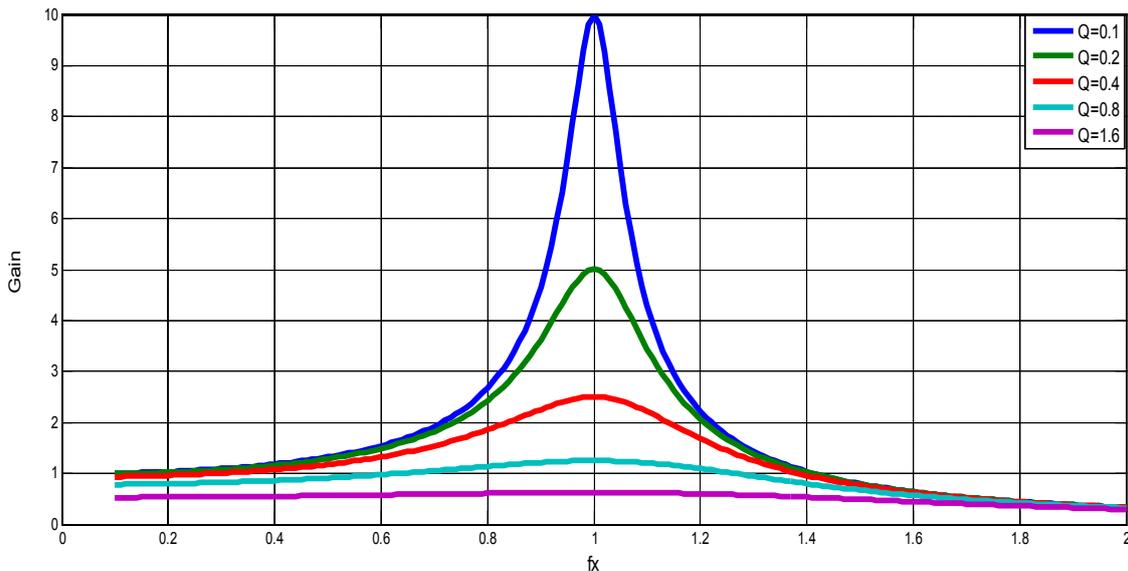


Figure (2. 22) : Caractéristiques de Gain pour différentes valeurs de facteur de qualité

La figure (2.23) présente le diagramme de Bode de la fonction du transfert donnée l'équation (2.42) pour différentes valeurs de facteur de qualité.

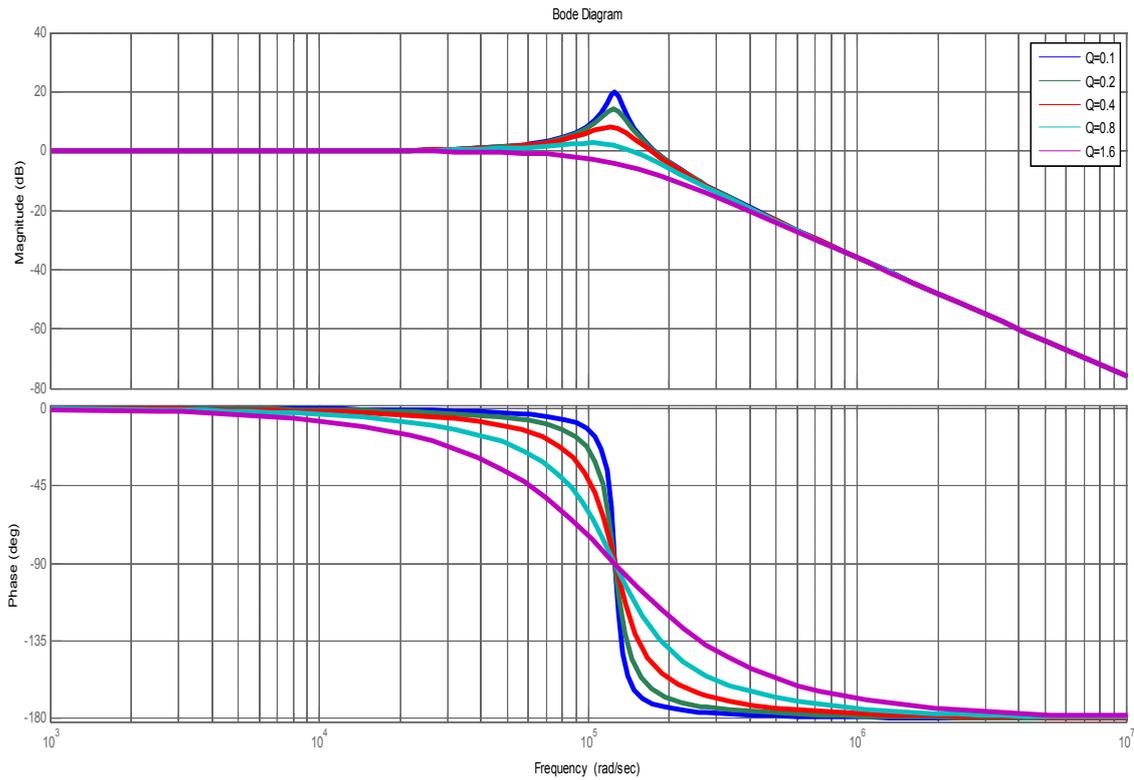


Figure (2. 23) : Diagramme de bode du filtre LC pour différentes valeurs du facteur de qualité Q
Les paramètres de conception du circuit résonant LC sont donnés dans le tableau (2.2).

Tableau (2. 2): Paramètres de conception du filtre LC

Nom	Paramètre	Valeurs
Tension d'entrée	V_{PAC}	30V
Tension de sortie	V_0	150V
Puissance de sortie	P	500W
Fréquence de commutation	f	20kHz
Fréquence de résonance	f_r	20kHz
Rapport de transformation	m	1:7

Si nous choisissons $Q = 0.4$, les valeurs des composants du filtre LC résonant sont :

$$\begin{cases} L_r = 2.3\mu H \\ C_r = 26.7\mu F \end{cases}$$

6. Résultats de simulation

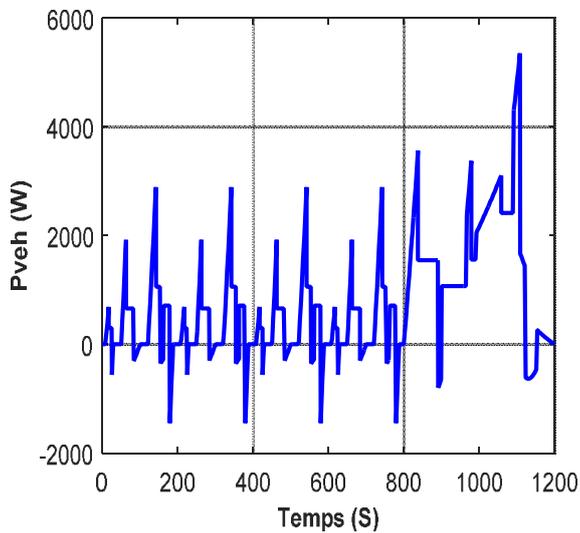
6.1 Simulation du comportement dynamique du véhicule électrique

Le tableau (2.3) montre les paramètres du prototype du véhicule étudié.

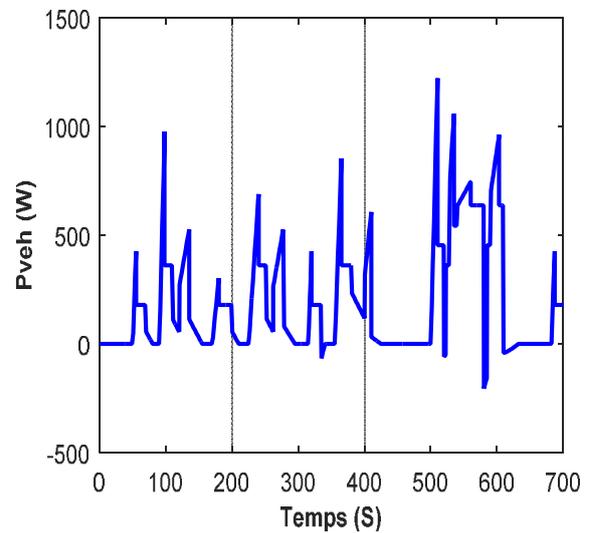
Tableau (2. 3) : Paramètres du prototype du véhicule étudié

Noms du paramètre	Valeur du paramètre
M	800 Kg
η	0.9
ρ_{air}	1.225 Kg m^{-3}
A_f	1.75 m^2
g	9.81 Kgs^{-1}
r	7.3
C_p	0.3
k_r	0.009
C_x	7.5 m^2

La figure (2.24) présente l'évolution de la puissance absorbée par le véhicule pour deux cycles de vitesses : (a) Cycle de vitesse NEDC, (b) Cycle de vitesse mode 10-15 japonais.



(a) Cycle de vitesse NEDC.



(b) Cycle de vitesse mode 10-15 japonais.

Figure (2. 24) : Puissance absorbée par le véhicule en fonction du temps

6.2 Simulation du comportement de la pile à combustible équipant le véhicule

Le tableau (2.4) montre les paramètres de la pile à combustible de type PEM Nexa utilisés dans le prototype étudié.

Tableau (2. 4) : Paramètres de la pile à combustible

Noms du paramètre	Valeur du paramètre
V_{Cell}	0,53 V
V_{PAC0}	35 V
I_{PACn}	52 V
P_{H_2}	1.5 atm
P_{H_2O}	1 atm
P_{O_2}	1 atm
N_{PAC}	42 Cellules
P_{PACn}	1,26 kW
P_{PACmax}	2 KW
T	328 K
i_l	100 A
i_0	0.002 A
A	0,0825 m ²
R_{PAC}	0,0012 Ω
n_e	2 electrons
α	0.311

On a utilisé le modèle donné précédemment représenté par l'équation (2.3), avec les paramètres du tableau (2.4). Les figures (2.25) et (2.26) montrent respectivement les courbes de polarisation pour différentes valeurs de la température et de la pression d'hydrogène. On remarque que la tension V_{PAC} peut sensible à la variation de la pression et la température pour un courant i_{PAC} fixe, elle augmente avec l'augmentation de la pression de l'hydrogène et diminue avec l'augmentation de la température.

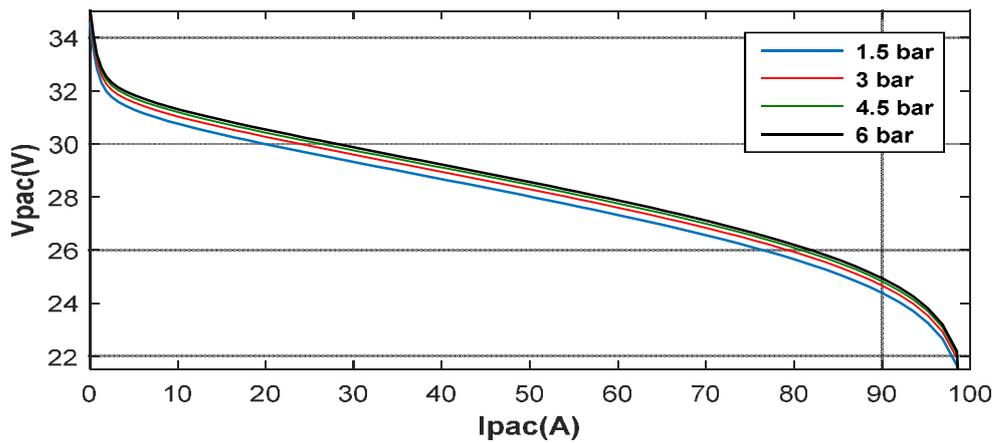


Figure (2. 25) : Courbe de polarisation à différentes pressions

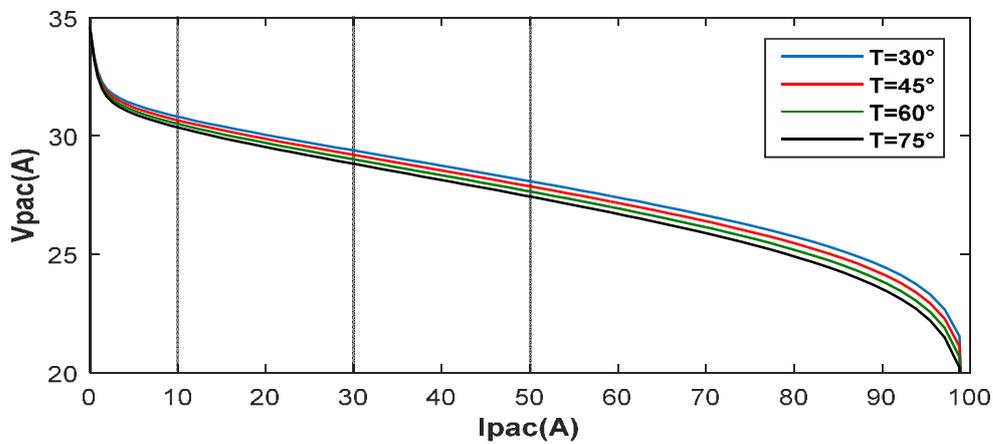


Figure (2. 26) : Courbe de polarisation à différentes températures

6.3 Simulation du comportement du convertisseur DC-DC face à un profil de courant de charge variable

Dans l'objectif de tester la robustesse du régulateur implémenté avec le système, on a introduit dans cette partie un courant de charge obtenu à partir d'un profil de vitesse du cycle NEDC pour une durée de 1200s (soit $t_f = 1200s$) et on enregistre la réponse correspondante relatives aux différentes grandeurs électriques.

Puisque l'étude est faite sur un prototype de véhicule, on a divisé la vitesse V par une constante de 4,5 dans le but d'avoir une puissance maximale demandée par la charge de l'ordre de 1,5 kW.

La figure (2.27) présente le profil de la vitesse en fonction de temps pour le cycle NEDC.

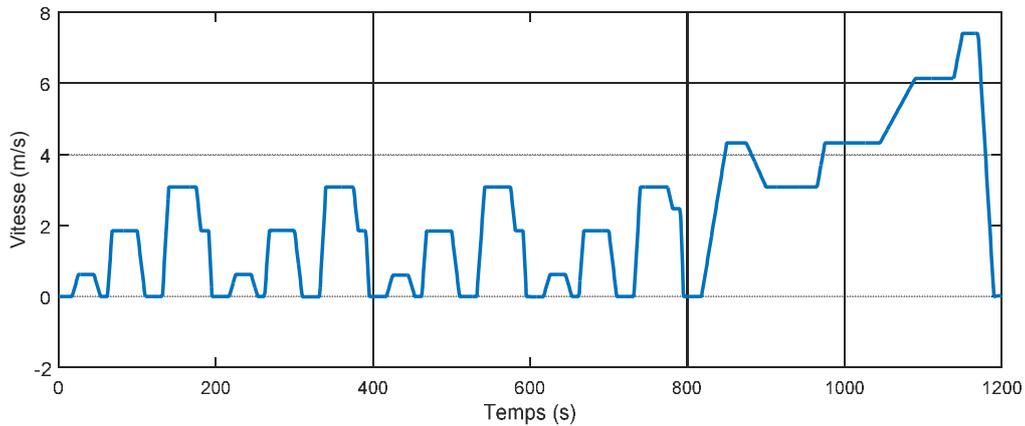


Figure (2. 27) : Profil de la vitesse en fonction du temps pour le cycle NEDC

Le tableau (2.5) présente les paramètres du convertisseur DC/DC côté pile.

Tableau (2. 5) : Paramètres du convertisseur DC/DC côté pile à combustible

Noms du paramètre	Valeur du paramètre
C_0	400 μ F
C_r	26.7 μ F
r_D	0.006 Ω
r_T	0.005 Ω
m	7
L	20 μ H
L_r	2.3 μ H
R_{ch}	50 Ω

La structure de commande du convertisseur DC-DC à résonance parallèle dans le cas d'un profil de courant de charge variable est schématisée par la figure (2.28).

Pour la validité de la boucle de régulation de la tension de sortie du convertisseur, nous avons déterminé les paramètres du régulateur par la méthode de Ziegler Nichols ($K_p = 0.05$ et $T_i = 10$).

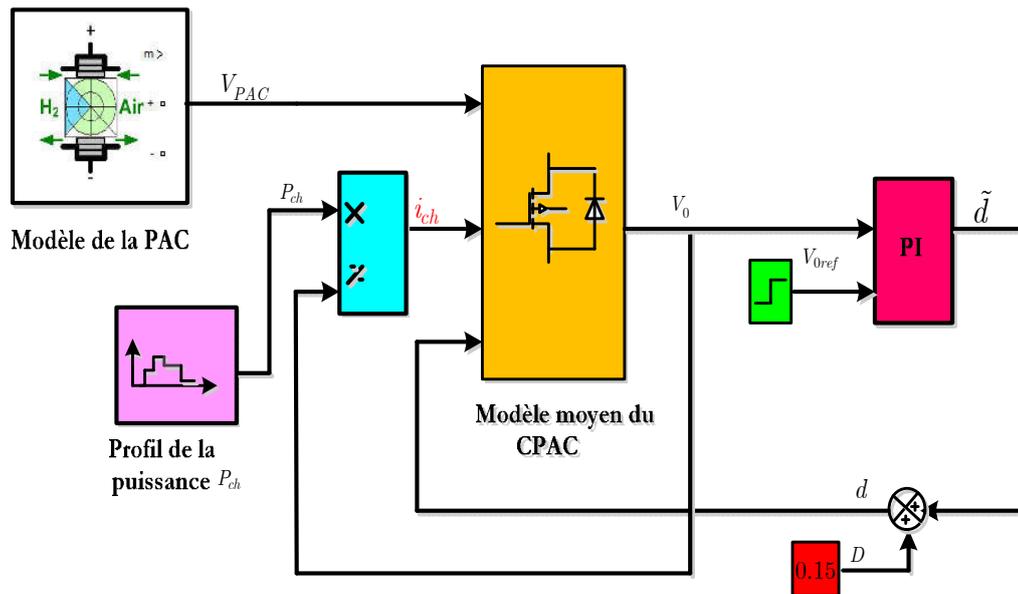


Figure (2. 28) : Schéma fonctionnel du système de contrôle pour un profil de courant de charge variable

Initialement le rapport cyclique vaut 0.15 et la tension de sortie est égale à 150 V. Le profil du courant de charge imposé est présenté sur la figure (2.29).

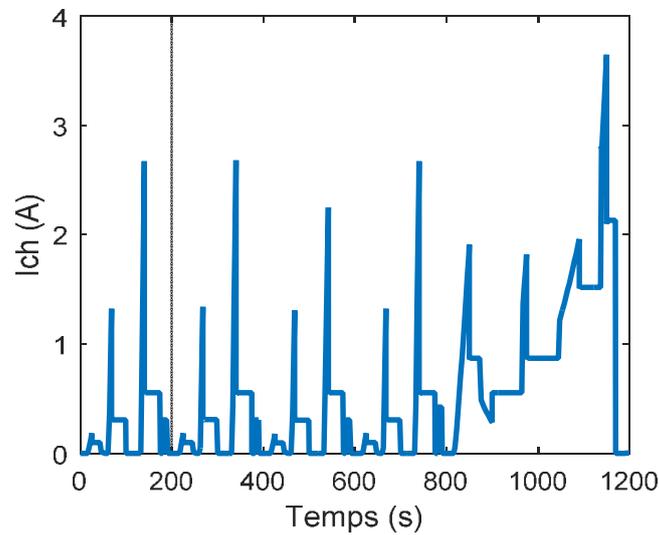
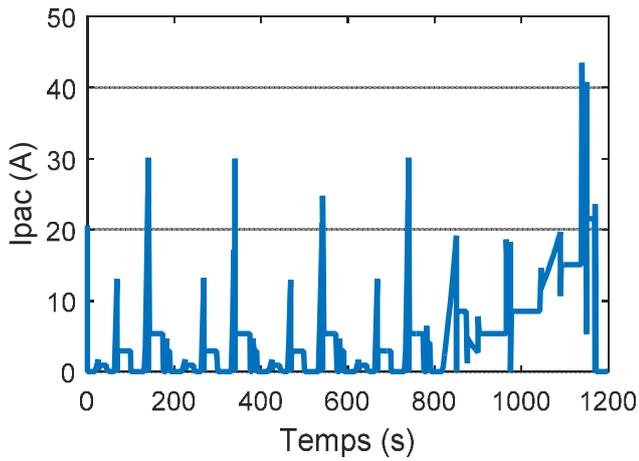
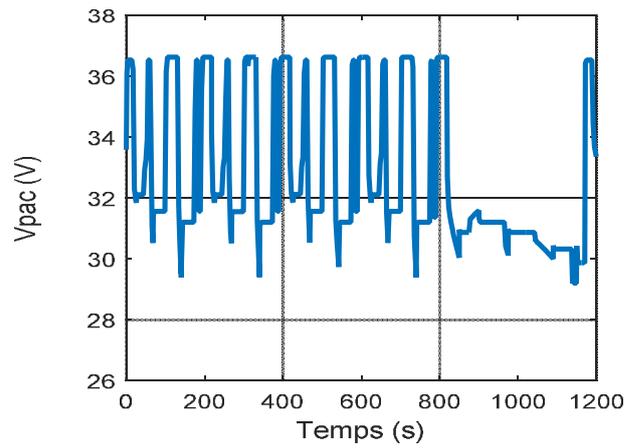


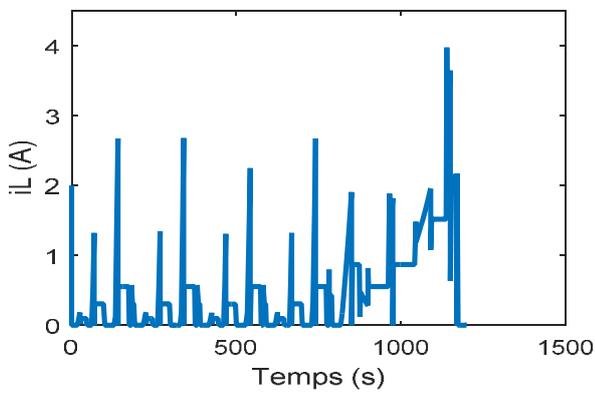
Figure (2. 29) : Profil du courant dans la charge en fonction du temps



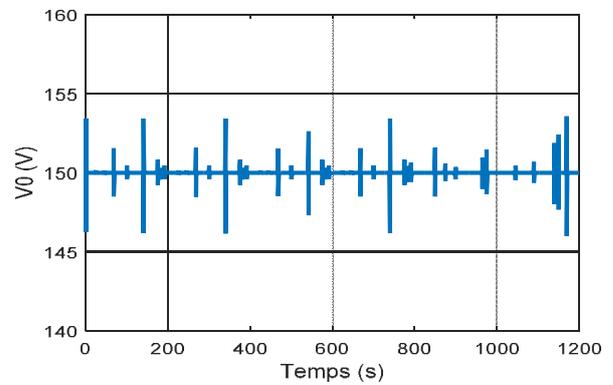
(a) Allure du courant i_{PAC} en fonction du temps.



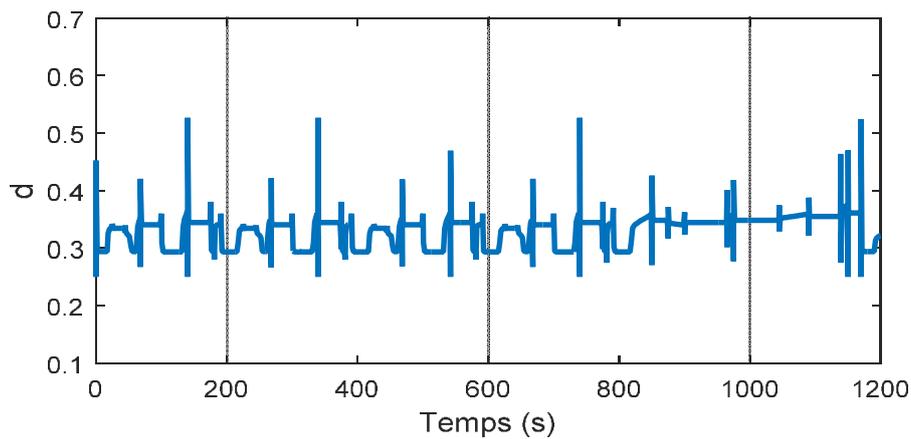
(b) Evolution de la tension v_{PAC} en fonction du temps.



(c) Allure du courant i_L en fonction du temps.



(d) Evolution de la tension de sortie v_0 en fonction du temps.



(e) Variation du rapport cyclique d en fonction du temps

Figure (2. 30) : Evolution des courants (i_{PAC} et i_L), des tensions (V_{PAC} et V_0) et du rapport cyclique (d) en fonction du temps

La figure (2.30) présente l'évolution des grandeurs physiques de la pile i_{PAC} (a) et v_{PAC} (b), du courant i_L (c) et de la tension de sortie V_0 (d) en fonction du temps pour un courant de charge variable.

On remarque d'après la figure (2.30-d) que lorsque le courant de charge varie la tension de sortie V_0 varie également. Elle subit des oscillations durant une durée de l'ordre de 0.01 s avec un dépassement de l'ordre de 4V (2.6 % de sa valeur finale) puis se stabilise à son point d'équilibre (150 V). La figure (2.30-e) illustre la variation du rapport cyclique d en fonction du temps.

7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure de la chaîne énergétique d'un véhicule électrique à pile à combustible. Nous avons élaboré un modèle mécanique du véhicule considéré dont ses principales caractéristiques sont la masse et le volume qu'il occupe dans l'espace. De même, nous avons dimensionné et modélisé la source d'énergie (pile à combustible). Ensuite nous avons dimensionné les éléments de circuit résonant de convertisseur DC/DC à résonance LC parallèle. Une modélisation dynamique a été développée et vérifiée par simulation avec différentes conditions de conduite utilisées dans le cycle de vitesse européenne standard (NEDC).

CHAPITRE 3

**Conception de convertisseur DC/DC Boost
entrelacé pour véhicule électrique à pile à
combustible**

Chap. 3 : Conception de convertisseur DC/DC Boost entrelacé pour un véhicule électrique à pile à combustible

1. Introduction

Depuis ces dernières années, la pile à combustible connaît un intérêt croissant pour la génération de puissances autant pour les applications stationnaires qu'embarquées. Parmi les technologies existantes, la pile à combustible est l'une des technologies la plus prometteuse pour la production d'énergie dans les applications automobiles en raison d'une densité d'énergie élevée et d'une faible température de fonctionnement, lui permettant un démarrage plus rapide [60], [61] .

Cependant, certaines questions sont toujours en attente, en particulier sur la faible tension produite en sortie de la pile à combustible. En conséquence, un convertisseur DC/DC est indispensable pour adapter cette tension au niveau de la tension du bus continu. Afin d'être optimaux, les convertisseurs DC/DC Boost entrelacés doivent répondre à des nombreuses exigences dans les applications véhicule électrique à pile à combustible à savoir [60], [62], [63] :

- 1) Faible masse et petit volume.
- 2) Haute efficacité énergétique.
- 3) Haute densité de puissance.
- 4) Faible coût.
- 5) Faible perturbation électromagnétique.
- 6) Ondulation de courant réduite afin de prolonger la durée de vie de la pile à combustible.

En outre, la fiabilité et la continuité de service des chaînes de tractions restent des préoccupations majeures afin que les véhicules électriques puissent accéder au marché grand public de l'automobile [64], [65].

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la configuration choisie du convertisseur DC/DC qui interface une pile à combustible et un bus continu. Puis on établit le modèle moyen du convertisseur et on détermine la fonction de transfert reliant la tension de sortie de bus continu au rapport cyclique dans le domaine des petits signaux. Ensuite on traite la commande des interrupteurs et les différents modes de fonctionnement du convertisseur. Après cela, on propose un dimensionnement des composants du convertisseur. On finira par des résultats de simulation.

2. Présentation de la topologie du convertisseur DC/DC Boost entrelacé

La topologie du convertisseur DC/DC Boost entrelacé consiste à relier N convertisseurs Boost classique en parallèle partageant un bus continu commun et au décalage des signaux de commande des interrupteurs de puissance. Le décalage dépend du nombre de bras du

convertisseur et est égal à T_s/N où T_s est la période de commutation du convertisseur. Les avantages de ces topologies sont énumérés ci-dessous [60], [67], [68], [69] :

- 1) Taille et volume des composants passifs (inductance) sont réduits.
- 2) Ondulation du courant d'entrée et l'ondulation de la tension du bus continu sont réduits. L'ondulation de courant d'entrée et de la tension de sortie s'annule pour des valeurs spécifiques de rapport cyclique et qui dépendent du nombre de bras du convertisseur.
- 3) La fréquence de l'ondulation de courant d'entrée est augmentée.
- 4) Le convertisseur est modulaire, ce qui améliore la fiabilité du système en raison de la présence d'un degré de liberté et augmente la puissance grâce au montage en parallèle des convertisseurs boost classiques.
- 5) La gestion thermique est simple. La mise en parallèle des phases permet une meilleure distribution thermique.
- 6) Les caractéristiques de courant des semi-conducteurs de puissance sont réduites en raison de l'entrelacement du convertisseur.

Dans notre application nous considérons un convertisseur DC/DC Boost entrelacé à 3 bras comme étant le meilleur convertisseur en termes de réduction de l'ondulation de courant d'entrée d'après la référence [85]. L'architecture de ce type de convertisseur est représentée sur la figure (3.1).

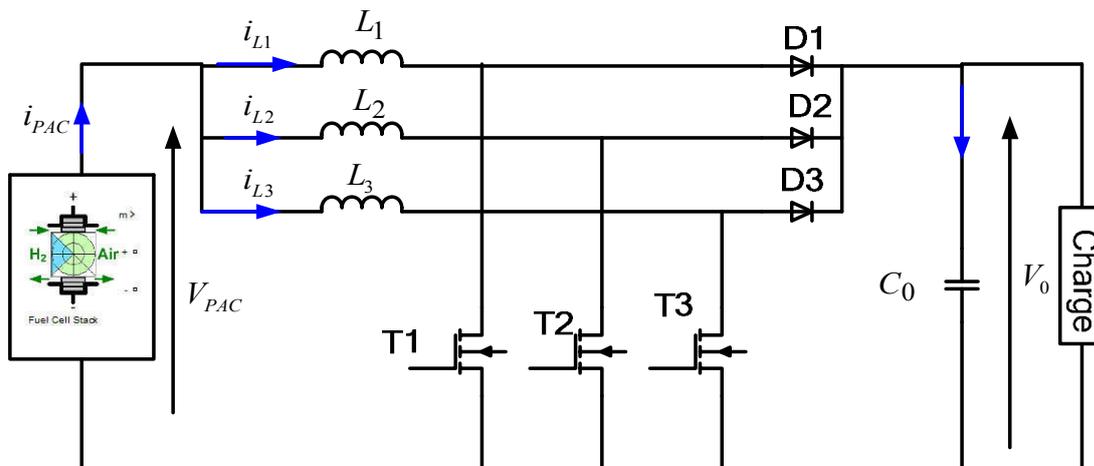


Figure (3. 1) : Topologie de convertisseur DC/DC BOOST entrelacé à 3 phases

La stratégie de commande choisie est le décalage entre les signaux de commande des trois bras de $(T_s/3)$ comme le montre la figure (3.2).

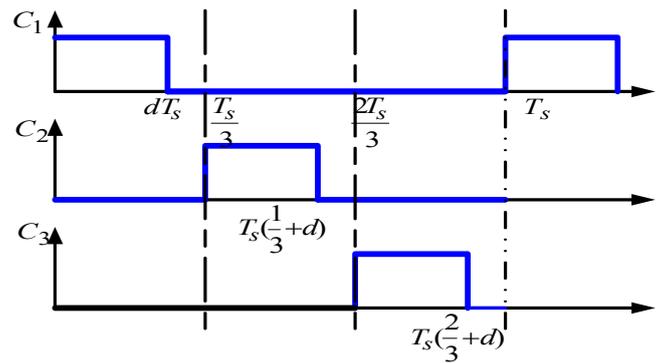


Figure (3. 2) : Signaux de commande de convertisseur DC/DC Boost entrelacé à 3 phases

3. Modèle moyen du convertisseur DC/DC Boost entrelacé

Pour la modélisation de convertisseur continu-continu, on suppose :

- Dans l'état conduction, chaque MOSFET est équivalent à une résistance r_T .
- Dans l'état conduction, chaque diode est équivalente à une résistance r_D .
- La résistance de chaque interrupteur non conducteur est infinie.

3.1 Cas d'une charge résistive

Pour modéliser le convertisseur, nous choisissons quatre variables d'état, qui sont : la tension du condensateur V_o et les courants circulant dans les inductances (i_{L1} , i_{L2} et i_{L3}). La représentation d'état du système s'écrit sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x + B.u \\ y = C.x + D.u \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec : $x = [i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}, V_o]^T$, $u = V_{PAC}$ et $y = V_o$

Trois scénarios pour le fonctionnement de convertisseur se présentent :

$0 < d < \frac{1}{3}$, $\frac{1}{3} < d < \frac{2}{3}$ et $\frac{2}{3} < d < 1$. La période T_s se compose de six modes.

Scénarios 1 : $0 < d < \frac{1}{3}$

Les états de tous les interrupteurs et le circuit équivalent pour chaque intervalle sont représentés respectivement dans le tableau (3.1) et la figure (3.3).

Tableau (3.1) : Etats des interrupteurs (Scénarios 1)

Modes	Intervalle	T ₁	T ₂	T ₃	D ₁	D ₂	D ₃
Mode 1	$[0, dT_s]$	1	0	0	0	1	1
Mode 2	$[dT_s, \frac{T_s}{3}]$	0	0	0	1	1	1
Mode 3	$[\frac{T_s}{3}, T_s(\frac{1}{3} + d)]$	0	1	0	1	0	1
Mode 4	$[T_s(\frac{1}{3} + d), \frac{2T_s}{3}]$	0	0	0	1	1	1
Mode 5	$[\frac{2T_s}{3}, T_s(\frac{2}{3} + d)]$	0	0	1	1	1	0
Mode 6	$[T_s(\frac{2}{3} + d), T_s]$	0	0	0	1	1	1

La figure (3.3) représente les circuits équivalents du convertisseur entrelacé pour chaque mode de fonctionnement.

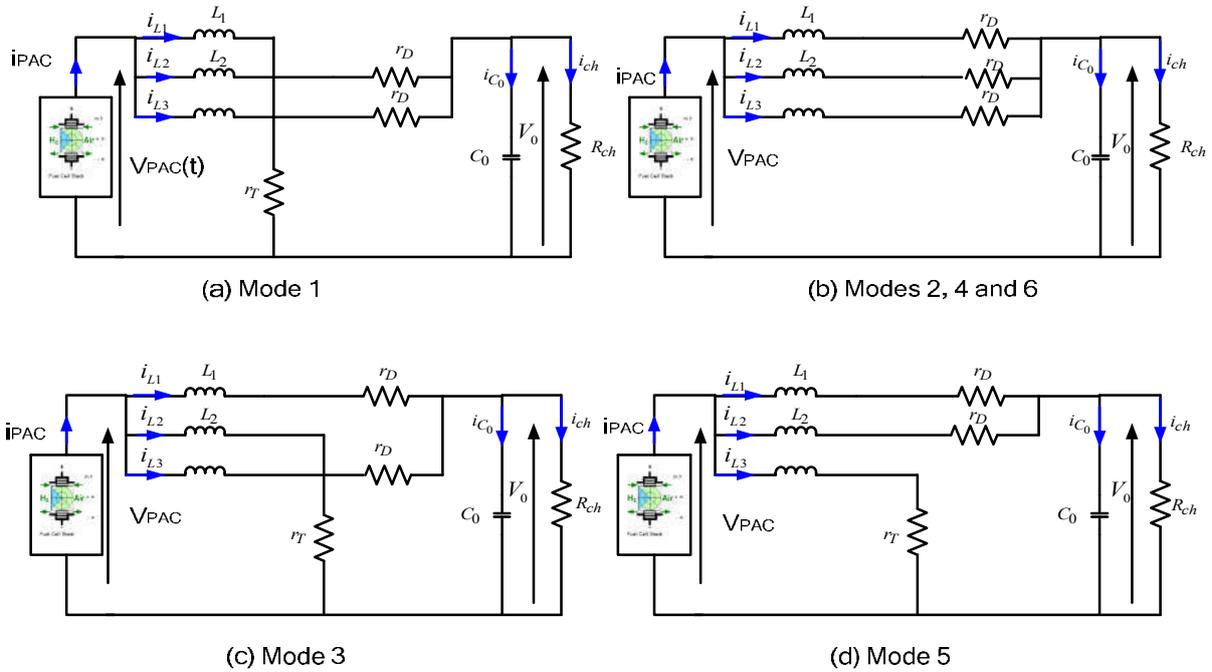


Figure (3.3) : Circuits équivalents (Scénario 1)

En se référant aux circuits équivalents de la figure (3.3). Le convertisseur peut être représenté pour chaque mode de fonctionnement par le modèle d'états donné par le système d'équations (3.2) :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_{1j}x + B_{1j} \cdot u \\ y = C_{1j} \cdot x \end{cases} \quad (3.2)$$

Où A_{1j} , B_{1j} et C_{1j} sont les matrices suivantes :

$$A_{11} = \begin{pmatrix} \frac{-r_T}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r_D}{L} & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-r_D}{L} & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & \frac{-1}{R_{ch}C_0} \end{pmatrix} \quad A_{12} = A_{14} = A_{16} = \begin{pmatrix} \frac{-r_D}{L} & 0 & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{-r_D}{L} & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-r_D}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & \frac{-1}{R_{ch}C_0} \end{pmatrix}$$

$$A_{13} = \begin{pmatrix} \frac{-r_D}{L} & 0 & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{-r_T}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-r_D}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C_0} & 0 & \frac{1}{C_0} & \frac{-1}{R_{ch}C_0} \end{pmatrix} \quad A_{15} = \begin{pmatrix} \frac{-r_D}{L} & 0 & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{-r_D}{L} & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-r_T}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & 0 & -\frac{1}{R_{ch}C_0} \end{pmatrix}$$

$$B_{11} = B_{12} = B_{13} = B_{14} = B_{15} = B_{16} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{1}{L} & \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}^t \quad C_{11} = C_{12} = C_{13} = C_{14} = C_{15} = C_{16} = [0 \ 0 \ 0 \ 1]$$

Des techniques d'équation d'état sont utilisées pour obtenir un ensemble d'équations décrivant le système sur une période de commutation. Nous obtenons l'expression suivante :

$$\begin{cases} A = d(A_{11} + A_{13} + A_{15}) + 3(1-d)A_{12} \\ B = B_{11} \\ C = C_{11} \end{cases} \quad (3.3)$$

En remplaçant $A_{11}, A_{12}, A_{13}, A_{15}, B_{11}$ et C_{11} par leurs expressions dans l'équation (3.3), on obtient :

$$A = \begin{pmatrix} \frac{(d.r_T + (3-d).r_D)}{L} & 0 & 0 & \frac{d-3}{L} \\ 0 & \frac{-(d.r_T + (3-d)r_D)}{L} & 0 & \frac{d-3}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-(d.r_T + (3-d)r_D)}{L} & \frac{d-3}{L} \\ \frac{3-d}{C_0} & \frac{3-d}{C_0} & \frac{3-d}{C_0} & -\frac{1}{R_{ch}C_0} \end{pmatrix}$$

Scenario 2 : $\frac{1}{3} < d < \frac{2}{3}$

Les états de tous les interrupteurs pour chaque intervalle sont donnés par le tableau (3.2).

Tableau (3. 2) : Etats des interrupteurs (Scénario 2)

Modes	Interval	T ₁	T ₂	T ₃	D ₁	D ₂	D ₃
Mode 1	$[0, (d - \frac{1}{3})T_s]$	1	0	1	0	1	0
Mode 2	$[(d - \frac{1}{3})T_s, \frac{T_s}{3}]$	1	0	0	0	1	1
Mode 3	$[\frac{T_s}{3}, dT_s]$	1	1	0	1	0	1
Mode 4	$[dT_s, \frac{2T_s}{3}]$	1	0	0	1	0	1
Mode 5	$[\frac{2T_s}{3}, T_s(\frac{1}{3} + d)]$	0	1	1	1	0	0
Mode 6	$[T_s(\frac{1}{3} + d), T_s]$	1	0	0	1	1	0

La figure (3.4) représente les circuits équivalents du convertisseur entrelacé pour chaque mode de fonctionnement.

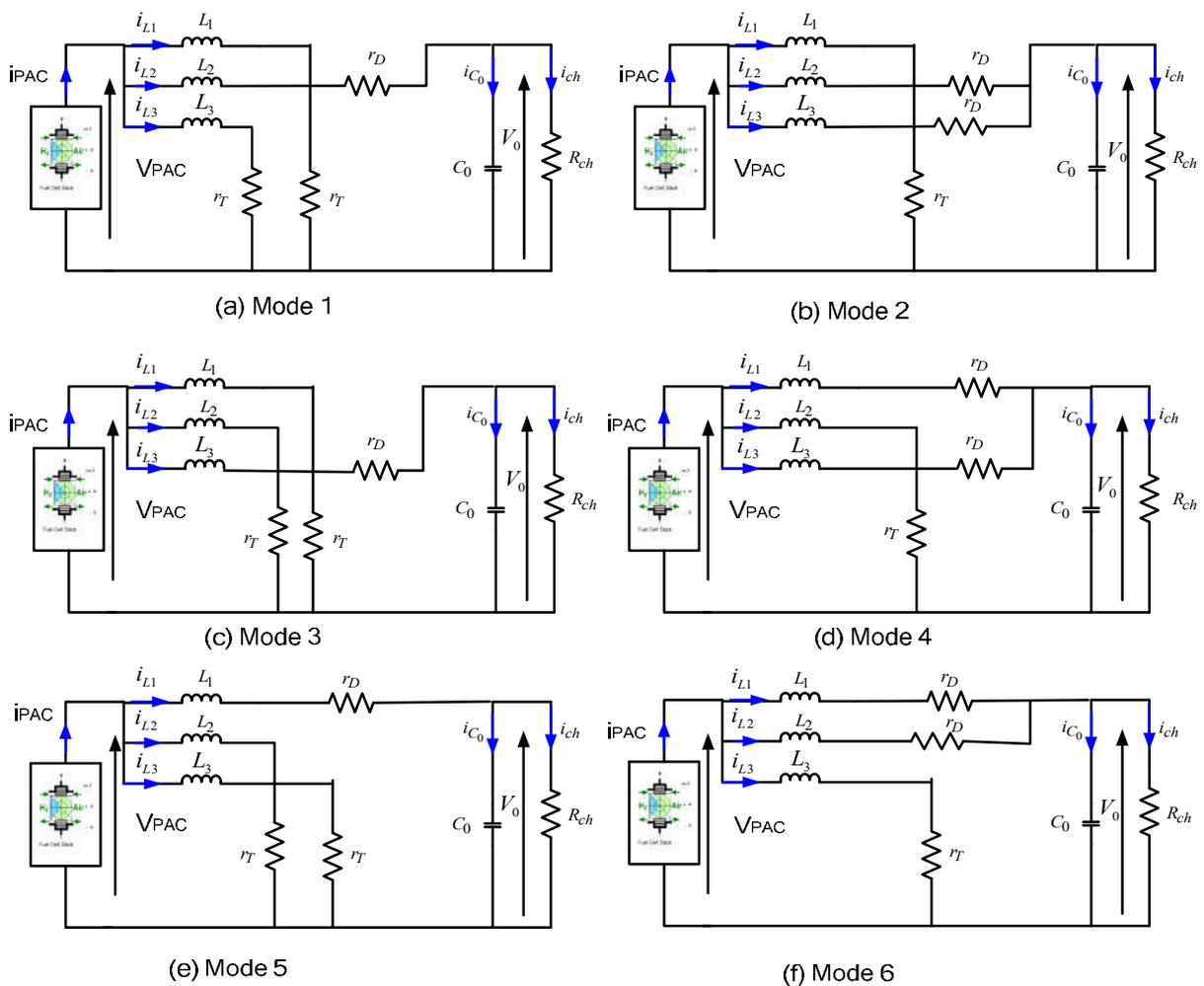


Figure (3. 4) : Circuits équivalents (Scénario 2)

Dans ce scénario le modèle d'états est donné par le système d'équations (3.2) :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_{2j} \cdot x + B_{2j} \cdot u \\ y = C_{2j} \cdot x \end{cases} \quad (3.4)$$

Où A_{2i} , B_{2i} et C_{2i} sont donnée par :

$$A_{21} = \begin{pmatrix} \frac{-r_T}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r_D}{L} & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-r_T}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_0} & 0 & \frac{-1}{R_{ch}C_0} \end{pmatrix} \quad A_{22} = \begin{pmatrix} \frac{-r_T}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r_D}{L} & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-r_D}{L} & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & \frac{-1}{R_{ch}C_0} \end{pmatrix}$$

$$A_{23} = \begin{pmatrix} \frac{-r_T}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-r_T}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-r_D}{L} & \frac{-1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_0} & \frac{-1}{R_{ch}C_0} \end{pmatrix} \quad A_{24} = \begin{pmatrix} \frac{-r_D}{L} & 0 & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{-r_T}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-r_D}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C_0} & 0 & \frac{1}{C_0} & \frac{-1}{R_{ch}C_0} \end{pmatrix}$$

$$A_{25} = \begin{pmatrix} \frac{-r_D}{L} & 0 & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{-r_T}{L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-r_T}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_0} & 0 & 0 & \frac{-1}{R_{ch}C_0} \end{pmatrix} \quad A_{26} = \begin{pmatrix} \frac{-r_D}{L} & 0 & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & \frac{-r_D}{L} & 0 & \frac{-1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-r_T}{L} & 0 \\ \frac{1}{C_0} & \frac{1}{C_0} & 0 & \frac{-1}{R_{ch}C_0} \end{pmatrix}$$

$$B_{21} = B_{22} = B_{23} = B_{24} = B_{25} = B_{26} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & \frac{1}{L} & \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C_{21} = C_{22} = C_{23} = C_{24} = C_{25} = C_{26} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Pour ce scénario, sur une période de commutation, le modèle moyen du convertisseur peut être obtenu comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2 x + B_2 u \\ y = C_2 \cdot x \end{cases} \quad (3.5)$$

Où :

$$\left\{ \begin{array}{l} A_2 = (d - \frac{1}{3})(A_{21} + A_{23} + A_{25}) + (\frac{2}{3} - d)(A_{22} + A_{24} + A_{26}) \\ B_2 = B_{21} \\ C_2 = C_{21} \end{array} \right. \quad (3.6)$$

En remplaçant $A_{21}, A_{22}, A_{23}, A_{25}, A_{24}, A_{26}, B_{21}$ et C_{21} dans l'équation (3.6), on obtient :

$$A_2 = \begin{pmatrix} \frac{(d.r_T + (1-d).r_D)}{L} & 0 & 0 & \frac{d-1}{L} \\ 0 & \frac{-(d.r_T + (1-d)r_D)}{L} & 0 & \frac{d-1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-(d.r_T + (1-d)r_D)}{L} & \frac{d-1}{L} \\ \frac{1-d}{C_0} & \frac{1-d}{C_0} & \frac{1-d}{C_0} & -\frac{1}{R_{ch}C_0} \end{pmatrix}$$

3.2 Cas d'un profil de courant de charge

Afin de déterminer le modèle moyen de ce convertisseur, on a choisi quatre variables d'état qui sont la tension au bornes du condensateur (V_0), et les courants circulant au niveau des inductances (i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}). La représentation d'état du système est donnée par le système d'équation (3.7).

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x} = A x + B u \\ y = C .x \end{array} \right. \quad (3.7)$$

Avec : u est le vecteur de commande formée par la tension aux bornes de la PAC (V_{PAC}) et le courant à travers la charge (i_{ch}), y est la tension de sortie et x le vecteur des variables d'état.

$$\left\{ \begin{array}{l} x = [i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}, V_0]^t \\ u = [V_{PAC}, i_{ch}]^t \\ y = V_0 \end{array} \right. \quad (3.8)$$

Nous faisons le même raisonnement que celui développé pour une charge résistive, nous obtenons le modèle moyen du convertisseur donné par le système d'équation (3.9).

$$\begin{aligned}
 & \begin{pmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{di_{L3}}{dt} \\ \frac{dV_0}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{(d.r_T + (1-d).r_D)}{L} & 0 & 0 & \frac{d-1}{L} \\ 0 & \frac{-(d.r_T + (1-d)r_D)}{L} & 0 & \frac{d-1}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-(d.r_T + (1-d)r_D)}{L} & \frac{d-1}{L} \\ \frac{1-d}{C_0} & \frac{1-d}{C_0} & \frac{1-d}{C_0} & 0 \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ V_0 \end{pmatrix} \\
 & + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_0} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} V_{PAC} \\ i_{ch} \end{pmatrix} \\
 & y = (0 \ 0 \ 0 \ 1) * \begin{pmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ i_{L3} \\ V_0 \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

3.3 Régulation de la tension de sortie du convertisseur DC/DC

La tension à la sortie du convertisseur doit être égale à la tension du bus continu qui est de l'ordre de 70V. Donc, il faut utiliser un régulateur proportionnel intégral (PI) pour réguler la tension de sortie de ce convertisseur. Pour déterminer les paramètres de ce régulateur une analyse des petits signaux est nécessaire [38], [70]. La figure (3.5) présente la stratégie de commande du convertisseur DC/DC Boost entrelacé.

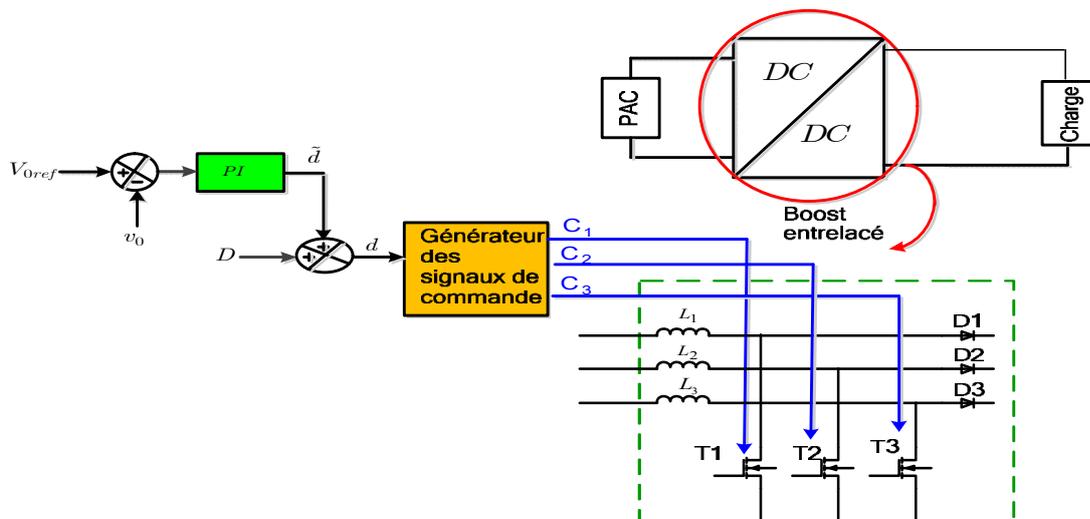


Figure (3. 5) : Stratégie de commande du convertisseur DC/DC Boost entrelacé

- **Analyse des petits signaux**

Dans la modélisation en petit signaux du convertisseur DC/DC, l'accent est mis sur la détermination de la fonction de transfert qui régit le fonctionnement du convertisseur. Le convertisseur est considéré comme un système non linéaire, dépendant du temps. Cette modélisation permet de prendre en considération le régime permanent et transitoire du système [71], [72]. Les variables ont été analysées en écrivant chaque variable sous la forme de la somme d'une composante continue (en lettre majuscule) et d'une composante petit-signal (lettre minuscule représentée par $\tilde{}$). Par conséquent, on écrira :

$$\begin{cases} x = X + \tilde{x} \\ y = Y + \tilde{y} \\ d = D + \tilde{d} \\ u = U + \tilde{u} \end{cases} \quad (3.10)$$

On s'intéresse à l'étude de convertisseur DC/DC pour $\frac{1}{3} < d < \frac{2}{3}$.

Le modèle moyen du convertisseur pour $\frac{1}{3} < d < \frac{2}{3}$ est donné par les systèmes d'équation (3.5) et (3.6). L'état d'équilibre de ce système est caractérisé par : $\dot{x} = 0$ on obtient alors :

$$\begin{cases} A_2 X + B_2 U = 0 \Rightarrow X = -A_2^{-1} B_2 U \\ Y = -C_2 \cdot A_2^{-1} B_2 U \end{cases} \quad (3.11)$$

En utilisant les systèmes des équations (3.10) et (3.6) dans l'équation (3.5), on obtient :

$$\dot{x} = [(D + \tilde{d} - \frac{1}{3})(A_{21} + A_{23} + A_{25}) + (\frac{2}{3} - D - \tilde{d})(A_{22} + A_{24} + A_{26})](X + \tilde{x}) + B_2(U + \tilde{u}) \quad (3.12)$$

En négligeant les produit des termes (\tilde{d}, \tilde{x}) , le système d'équation en petits signaux devient :

$$\begin{cases} \dot{\tilde{x}} = A_2 \tilde{x} + X[A_{21} + A_{23} + A_{25} - (A_{22} + A_{24} + A_{26})]\tilde{d} + B_2 \tilde{u} \\ \tilde{y} = C_2 \tilde{x} \end{cases} \quad (3.13)$$

En utilisant la transformation de Laplace on obtient :

$$\begin{cases} \tilde{x}(s) = (sI - A_2)^{-1} (A_{21} + A_{23} + A_{25} - (A_{22} + A_{24} + A_{26}))X \cdot \tilde{d}(s) + (sI - A_2)^{-1} B_2 \tilde{u}(s) \\ \tilde{y}(s) = C_2 \tilde{x}(s) \end{cases} \quad (3.14)$$

Pour obtenir la fonction de transfert de la tension de sortie du convertisseur par rapport au rapport cyclique, on suppose que la variation de la tension d'entrée soit nulle $\tilde{u}(s) = 0$, le système d'équation (3.14) devient :

$$\begin{cases} \tilde{x}(s) = (sI - A_2)^{-1} (A_{21} + A_{23} + A_{25} - (A_{22} + A_{24} + A_{26}))X \cdot \tilde{d}(s) \\ \tilde{y}(s) = C_2 \tilde{x}(s) \end{cases} \quad (3.15)$$

La fonction de transfert de système devient :

$$H(s) = \frac{\tilde{y}(s)}{\tilde{d}(s)} = C_2 \cdot [sI - A_2]^{-1} [(A_{21} + A_{23} + A_{25}) - (A_{22} + A_{24} + A_{26})] \cdot X \quad (3.16)$$

$$\text{Avec } X = -A_2^{-1} \cdot B_2 U \quad (3.17)$$

Donc la fonction de transfert s'écrit :

$$H(s) = \frac{\tilde{y}(s)}{\tilde{d}(s)} = -C_2 [sI - A_2]^{-1} (A_{21} + A_{23} + A_{25}) - (A_{22} + A_{24} + A_{26}) \cdot A_2^{-1} B_2 U \quad (3.18)$$

Pour notre convertisseur DC/DC la variable de sortie est la tension du bus continu v_0 . Sa composante petit-signal est \tilde{v}_0 . La fonction de transfert (3.18) devient :

$$H(s) = \frac{\tilde{v}_0(s)}{\tilde{d}(s)} \quad (3.19)$$

D'après les développements donnés dans l'annexe 3 la fonction de transfert peut se mettre sous la forme :

$$H(s) = \frac{b_0 + b_1 \cdot s}{1 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2} \quad (3.20)$$

Comme nous avons déjà mentionné dans le chapitre 2, un régulateur proportionnel intégral (PI) est utilisé. Ce régulateur permet de réguler la tension de sortie du convertisseur DC/DC. La tension de la sortie mesurée est comparée avec la tension de référence V_{0ref} . Elle est compensée par le changement du rapport cyclique des interrupteurs ce qui est indiqué par la figure (3.6).

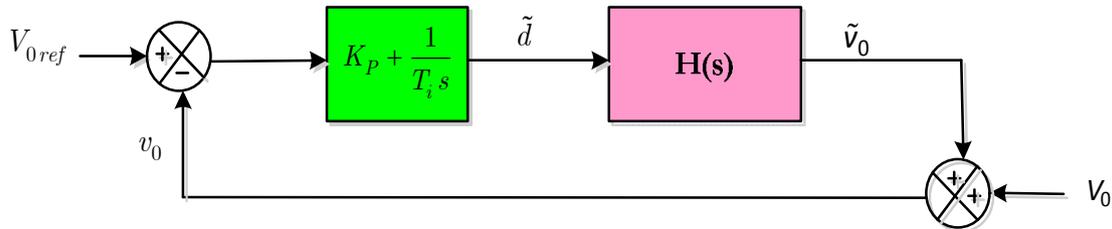


Figure (3. 6) : Commande en boucle fermée de la tension de sortie du Convertisseur

Pour déterminer les actions proportionnelle et intégrale de régulateur PI nous utilisons le critère de Naslin :

$$\text{Soit } H(s) = \frac{b_0 + b_1 \cdot s}{1 + a_1 \cdot s + a_2 \cdot s^2} \text{ et } C(s) = K_p \frac{1 + T_i \cdot s}{T_i \cdot s} \quad (3.21)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit sous la forme:

$$H_{BF}(s) = \frac{K_p b_0 + (K_p b_1 + K_p b_0 T_i) \cdot s + K_p b_1 T_i \cdot s}{K_p b_0 + (T_i + K_p b_0 T_i + K_p b_1) \cdot s + (a_1 T_i + K_p b_1 T_i) \cdot s^2 + a_2 T_i \cdot s^3} \quad (3.22)$$

Les deux coefficients de Naslin valent :

$$\begin{cases} \alpha_1 = \frac{(T_i + K_p b_0 T_i)^2}{K_p b_0 (a_1 T_i + K_p b_1 T_i)} \\ \alpha_2 = \frac{(a_1 T_i + K_p b_1 T_i)^2}{(T_i + K_p b_0 T_i + K_p b_1) \cdot a_2 T_i} \end{cases} \quad (3.23)$$

Pour que le système ne soit pas trop oscillatoire on prend $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha = 2$.

En résolvant le système d'équation (3.23) nous pouvons aisément déterminer les coefficients du correcteur PI (K_p et T_i).

4. Analyse et dimensionnement du convertisseur DC/DC Boost entrelacé

Afin de répondre aux problématiques actuelles dans les véhicules électriques à PAC essentiellement en ce qui concerne les ondulations des courants de la pile, un dimensionnement des composants de la topologie entrelacée est nécessaire. [73], [74], [75].

4.1 Évaluation de l'ondulation du courant d'entrée

L'analyse du convertisseur DC/DC entrelacé à trois bras est effectuée sur trois cas en fonction de la valeur du rapport cyclique [73], [76].

Cas n°1 : le convertisseur DC/DC ne fonctionne dans ce cas que si le rapport cyclique inférieur à 1/3 ($d < 1/3$). Comme indiqué dans la figure (3.7 a-c) un seul courant (i_{L1}) augmente pendant l'intervalle $[0, dT_s]$ car un seul interrupteur est activé. Comme tous les interrupteurs sont désactivés pendant $[dT_s, T_s / 3]$, les courants d'entrées diminuent. Pendant la période $[T_s/3, T_s]$, l'inductance L_1 commence à se charger, tandis que L_2 et L_3 continuent à se décharger. L'équation différentielle du courant de la pile à combustible est exprimée par l'équation (3.28).

$$\frac{di_{PAC}}{dt} = \frac{V_{PAC}}{L} + \frac{V_{PAC} - V_0}{L} + \frac{V_{PAC} - V_0}{L} \quad (3.24)$$

La valeur moyenne de la tension de sortie v_0 est donné par:

$$V_0 = \frac{V_{PAC}}{1-d} \quad (3.25)$$

$$\text{Alors : } \frac{di_{PAC}}{dt} = \frac{V_0}{L} (1 - 3d) \quad (3.26)$$

Cas n°2 : le convertisseur DC-DC fonctionne pour un rapport cyclique entre 1/3 et 2/3 ($1/3 < d < 2/3$). Comme le montre la figure (3.7 d-f) les courants i_{L1} et i_{L3} augmentent pendant l'intervalle $[0, t_1]$ car il ya deux interrupteurs qui sont activés. Les inductances L_1 et L_3 commencent à se charger, tandis que L_2 continue à se décharger. Pendant $[t_1, T_s/3]$, les courants i_{L2} et i_{L3} diminuent et le courant i_{L1} augmente. Le courant de la pile à combustible est donné par l'équation (3.27) :

$$\frac{di_{PAC}}{dt} = \frac{V_{PAC}}{L} + \frac{V_{PAC} - V_0}{L} + \frac{V_{PAC}}{L} \quad (3.27)$$

En utilisant l'équation (3.25) on obtient :

$$\frac{di_{PAC}}{dt} = \frac{V_0}{L}(2 - 3d) \quad (3.28)$$

Cas n°3 : le convertisseur DC/DC fonctionne pour un rapport cyclique entre 2/3 et 1 ($2/3 < d < 1$). Comme le montre la figure (3.7 g-i) les courants i_{L1} , i_{L2} et i_{L3} augmentent pendant l'intervalle $[0, t_2]$ puisque tous les interrupteurs sont activés. Les inductances L_1 , L_2 et L_3 se chargent. Pendant $[t_2, Ts/3]$, les courants i_{L1} et i_{L3} augmentent et le courant i_{L2} diminue. Le courant de la pile à combustible est exprimé par l'équation (3.28) :

$$\frac{di_{PAC}}{dt} = \frac{V_{PAC}}{L} + \frac{V_{PAC}}{L} + \frac{V_{PAC}}{L} \quad (3.28)$$

En utilisant l'équation (3.25) on obtient :

$$\frac{di_{PAC}}{dt} = \frac{V_0}{L}(3 - 3d) \quad (3.29)$$

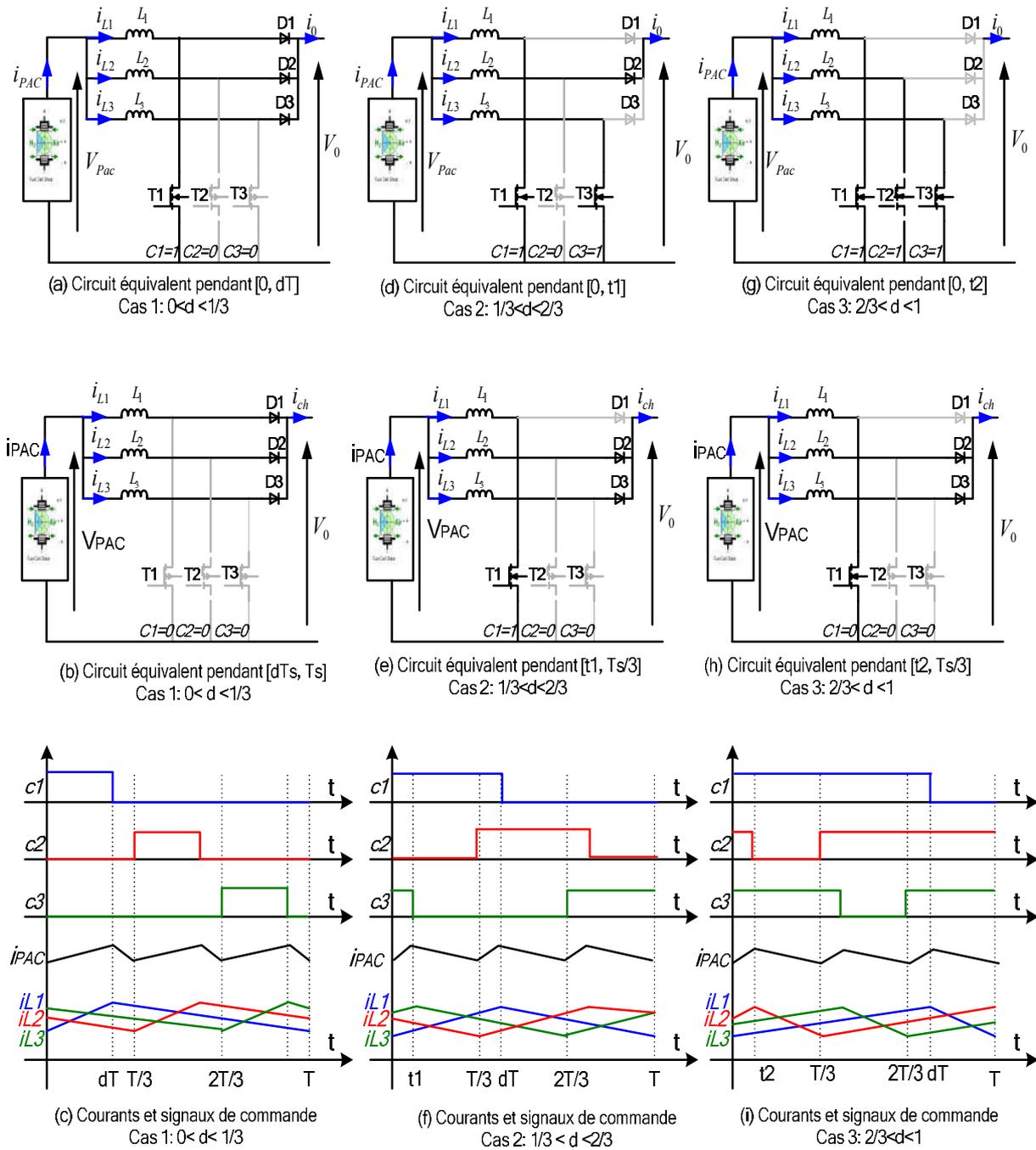


Figure (3. 7) : Différents cas de fonctionnement du convertisseur DC/DC entrelacé

L'ondulation du courant d'entrée du convertisseur DC/DC entrelacé est donnée par le système d'équation (3.30).

$$\Delta i_{PAC} = \begin{cases} \frac{V_0}{L}(1-3d)dT_s ; \text{ pour } 0 \leq d \leq \frac{1}{3} \\ \frac{V_0}{L}(2-3d)(d-\frac{1}{3})T_s ; \text{ pour } \frac{1}{3} \leq d \leq \frac{2}{3} \\ \frac{V_0}{L}(3-3d)(d-\frac{2}{3})T_s ; \text{ pour } \frac{2}{3} \leq d \leq 1 \end{cases} \quad (3.30)$$

En utilisant le système d'équation (3.35), nous pouvons tracer l'évolution de l'ondulation relative ($\frac{L\Delta i_{PAC}}{V_0 T_s}$) du courant d'entrée de la pile.

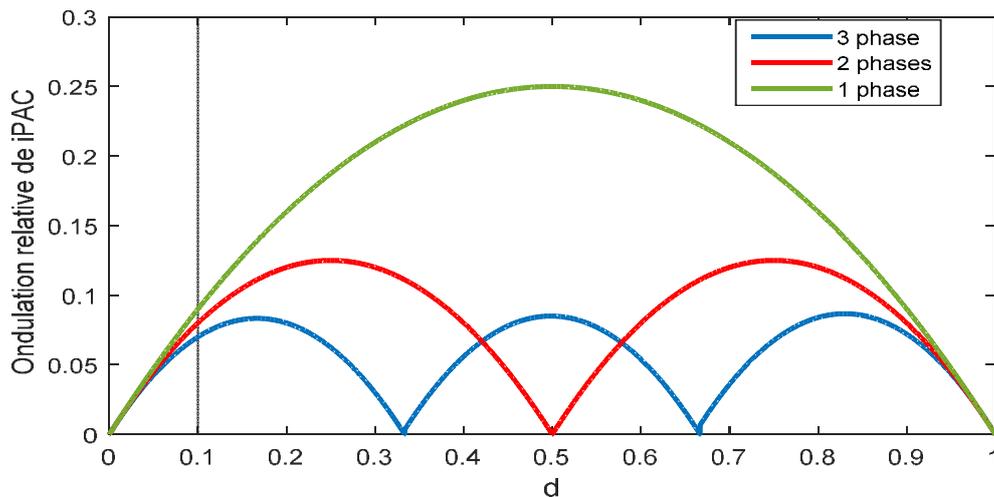


Figure (3. 8) : Variation de l'ondulation relative du courant de la PAC en fonction du rapport cyclique

La figure (3.8) montre la variation relative d'ondulation du courant d'entrée en fonction du rapport cyclique. Elle devient nulle pour d/N , tel que d et N représentent respectivement le rapport cyclique et N le nombre de phases du convertisseur DC/DC. Pour un convertisseur DC/DC entrelacé à trois phases l'ondulation relative du courant d'entrée s'annule pour un rapport cycle d égale à 0.33 et 0.66, dans le cas de deux phases elle s'annule pour $d=0.5$. L'ondulation du courant d'entrée est proportionnellement réduite en fonction de l'augmentation du nombre de phases.

4.2 Dimensionnement des composants du convertisseur

Le convertisseur DC/DC boost entrelacé à 3 phases est dimensionné en se basant sur les caractéristiques du système PAC présentées dans le tableau (3.3).

Les étapes de la conception du convertisseur DC/DC boost entrelacé sont les suivantes [73], [77], [78], [79] :

- Décision du rapport cyclique et nombre de phases.
- Sélection de l'inductance.
- Sélection des interrupteurs de puissance.
- Conception du filtre de sortie.

Tableau (3. 3) : Paramètres de dimensionnement de convertisseur DC-DC

Nom	Paramètre	Valeurs
Tension d'entrée	V_{PAC}	30V
Tension de sortie	V_0	70V
Puissance de sortie	P	1 kW
Fréquence de commutation	f	10kHz
Resistance de charge	R_{ch}	11 Ω
Ondulation de la tension d'entrée	ΔV_{PAC}	5%
Ondulation du courant d'entrée	Δi_{PAC}	5%

La tension de sortie est réglable via un rapport cyclique d, son expression est donnée par l'équation (3.3)

$$V_0 = \frac{V_{PAC}}{1-d} \Rightarrow d = \frac{V_0 - V_{PAC}}{V_0} = \frac{70 - 40}{70} = 0.57 \quad (3.31)$$

La valeur de rapport cycle d entre 1/3 et 2/3 ($1/3 < d < 2/3$), d'après le système d'équation (3.30) l'ondulation du courant d'entrée à pour expression : $\Delta i_{PAC} = \frac{V_0}{L} (2 - 3d)(d - \frac{1}{3})T_s$

La valeur de l'inductance de chaque phase est donnée par l'équation (3.32)

$$L = \frac{V_{PAC} (2 - 3d)(d - \frac{1}{3})T_s}{(1-d)\Delta i_{PAC}} \quad (3.32)$$

Le condensateur de filtrage du convertisseur DC-DC entrelacé est donné par l'expression suivante :

$$C = \frac{V_0 \cdot d \cdot T_s}{R \cdot \Delta V_{PAC}} \quad (3.33)$$

En se basant sur les équations (3.31), (3.32) et (3.33), les valeurs des composants du convertisseur DC/DC sont :

$$\begin{cases} d = 0.572 \\ L = 324 \mu H \\ C = 266 \mu F \end{cases}$$

5. Simulation du convertisseur DC-DC Boost entrelacé

Afin de se prononcer sur la validité du modèle moyen du convertisseur DC/DC Boost entrelacé, une étude des cas préliminaires sur ce modèle est faite dans ce paragraphe, étude qui met en relief l'effet de la variation du rapport cyclique, la charge et la tension d'entrée pour une charge résistive et un profil de courant du charge à partir d'un cycle de conduite normalisé. Le tableau (3.4) présente les paramètres du convertisseur DC/DC entrelacé.

Tableau (3. 4) : Paramètres du convertisseur DC/DC entrelacé

Noms du paramètre	Valeur du paramètre
C	266 μF
r_D	0.006 Ω
r_T	0.005 Ω
D	0.5
L	324 μH
F	10 kHz

5.1 Cas d'une charge résistive

Pour une tension d'entrée fixe ($V_{\text{PAC}} = 28\text{V}$) et une charge résistive $R = 11\Omega$.

a-Résultats de simulation en boucle ouverte :

La figure (3.9) présente les formes d'ondes des signaux de commandes pour différents valeurs des rapports cycliques (0.3, 0.5 et 0.67).

Les figures (3.10), (3.11) et (3.12) montrent respectivement l'évolution, de la tension de sortie V_0 et les courants dans les inductances i_{L1} , i_{L2} et i_{L3} de convertisseur DC/DC Boost entrelacé pour différentes valeurs des rapports cycliques. On constate que la valeur de la tension de sortie augmente avec le rapport cyclique. Pour $d=0.3$: $V_0=40\text{ V}$, $d=0.5$: $V_0=56\text{ V}$ et $d=0.67$: $V_0=85\text{ V}$.

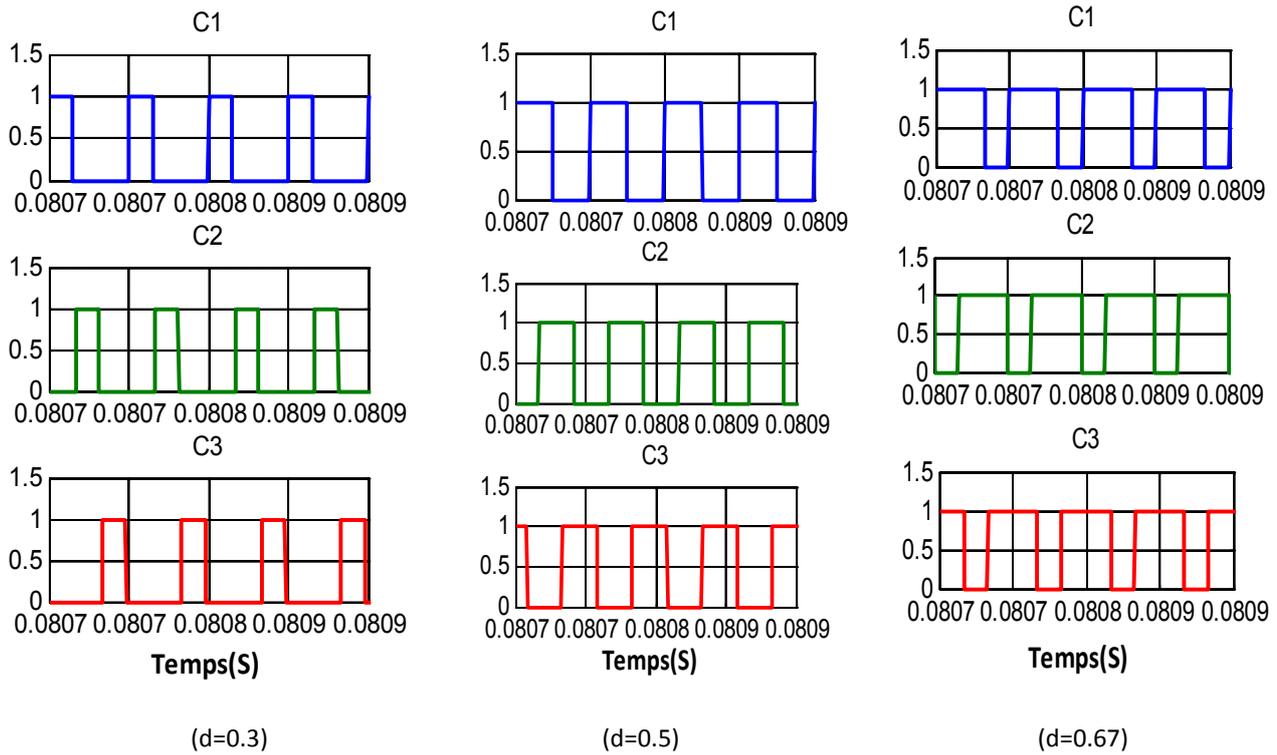


Figure (3. 9) : Formes d’ondes des signaux de commandes pour différents valeurs de rapports cycliques

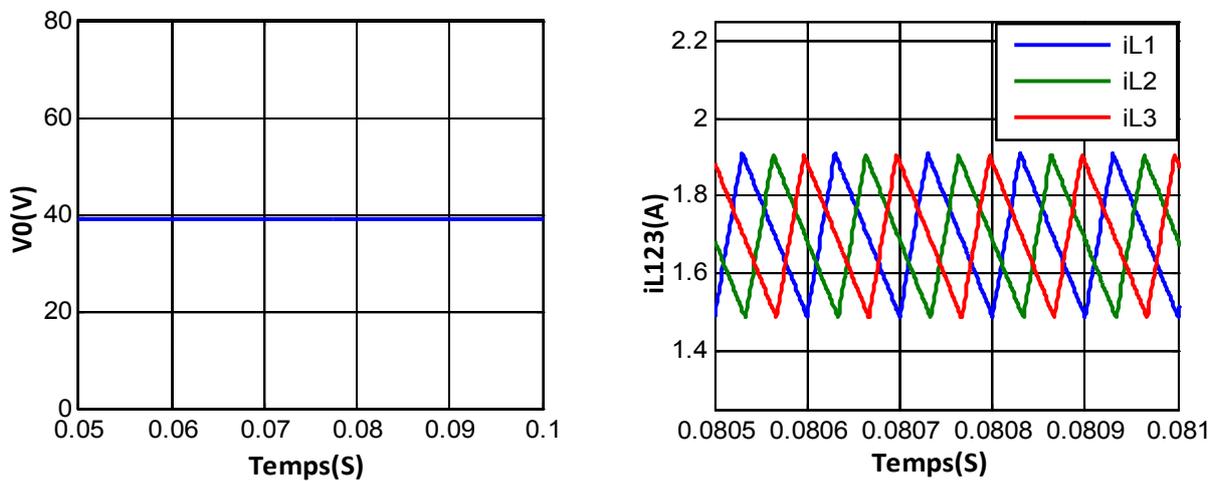


Figure (3. 10) : Formes d’ondes de la tension de sortie et des courants dans les inductances pour un rapport cyclique (d=0.3)

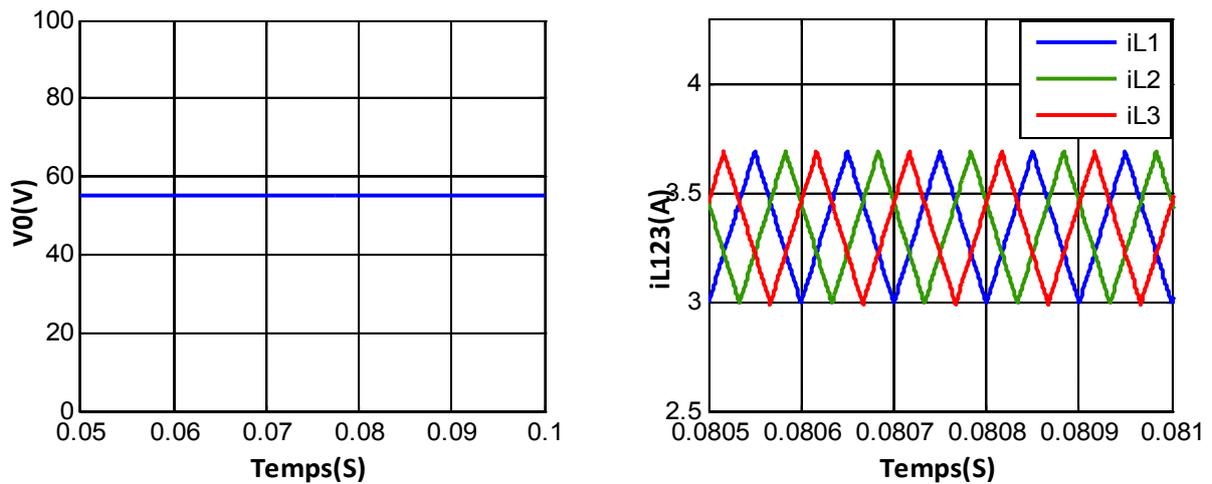


Figure (3. 11) : Formes d’ondes de tension de sortie et des courants dans les inductances pour un rapport cyclique ($d=0.5$)

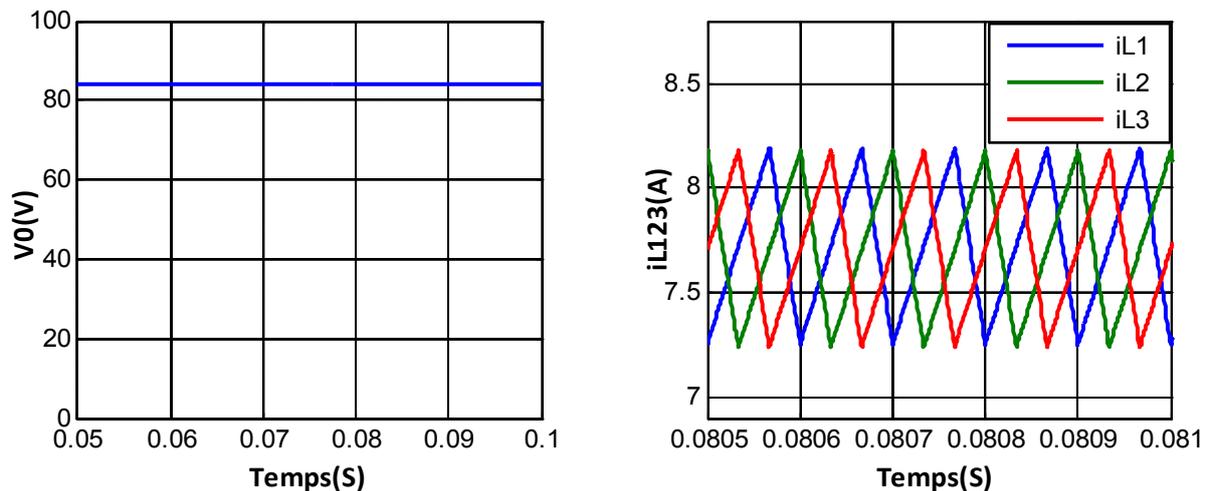


Figure (3. 12) : Formes d’ondes de tension de sortie et des courants dans les inductances pour un rapport cyclique ($d=0.67$)

Dans un premier temps, le rapport cyclique vaut 0.4 sur un intervalle de temps de 0.5s la tension de sortie est égale à 46.5V. Dans un second temps, le rapport cyclique vaut 0.7 de 0.5s à 1s et la tension de sortie devient égale à 93V. Cet essai est effectué pour une résistance de 11 Ω et une tension d’entrée de 28 V. La figure (3.13) donne l’allure de la tension de sortie V_0 pour un rapport cyclique d variable.

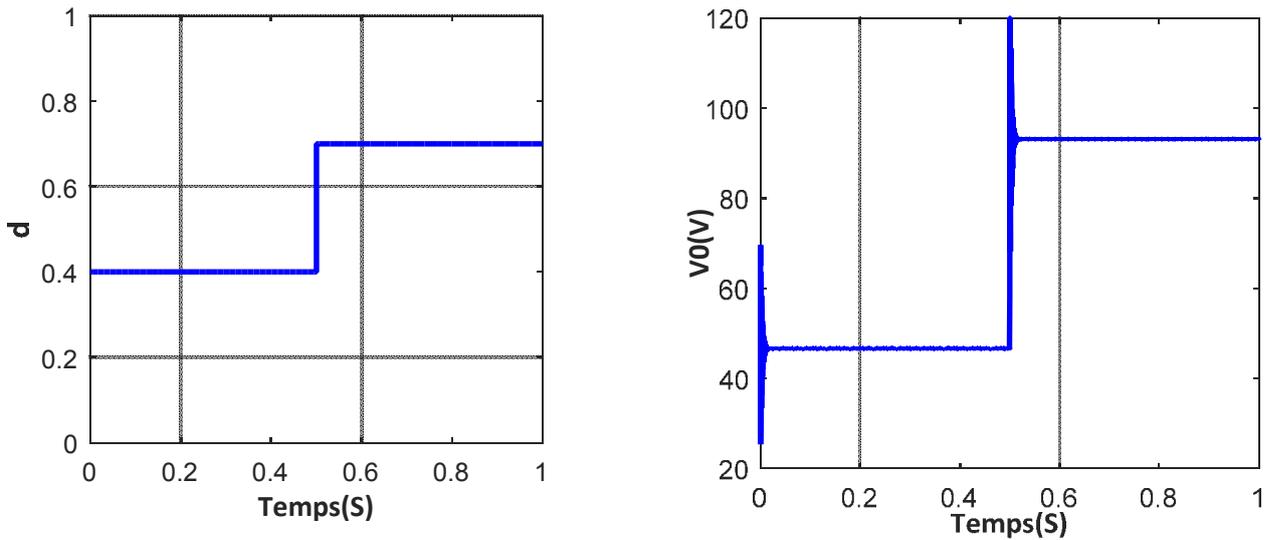


Figure (3.13) : Evolution de tension de sortie pour un rapport cyclique variable

b- Résultats de simulation en boucle fermée :

La structure de commande du convertisseur DC/DC Boost entrelacé pour une charge résistive est schématisée par la figure (3.14).

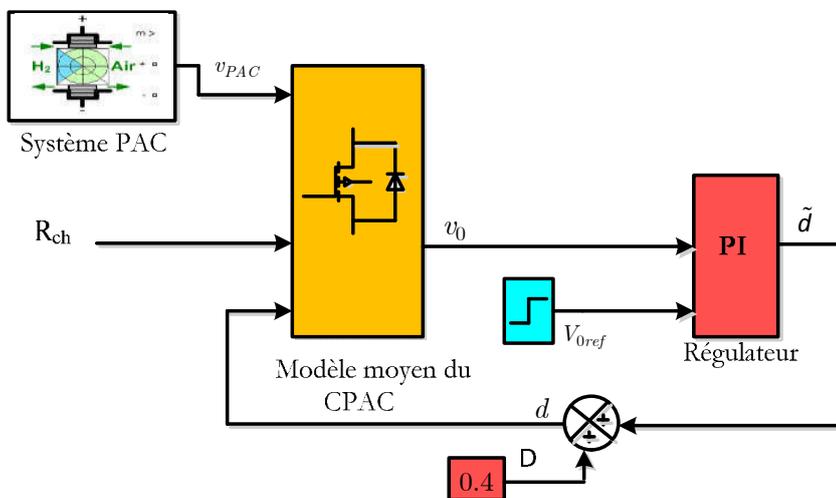


Figure (3.14) : Structure de contrôle du convertisseur DC/DC Boost entrelacé à charge résistive

On mesure la tension de sortie du convertisseur et on la compare à la tension de référence désirée. La sortie du régulateur PI compense le rapport cyclique d pour maintenir la tension V_0 à la valeur de référence désirée.

La figure (3.15) montre le scénario considéré pour une charge constante $R= 11 \Omega$ et V_{ref} variable.

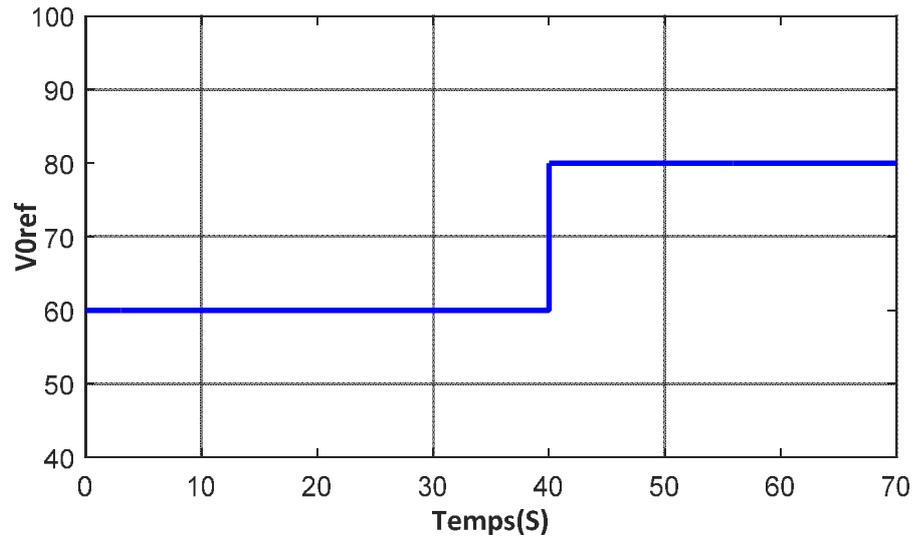


Figure (3. 15) : Evolution de la tension de sortie V_{0ref} en fonction du temps

Dans un premier temps, la tension V_{0ref} vaut 60 V sur un intervalle de temps de 40 s. Dans un second temps, $V_{0ref}=80$ V de 40 s à 70 s. Cet essai est effectué pour une tension d'entrée de 28 V et une résistance de charge constante qui vaut 11 Ω .

La figure (3.16) présente la réponse du système suite à une variation de la tension de référence de 60 V à 80 V à l'instant $t=40s$:

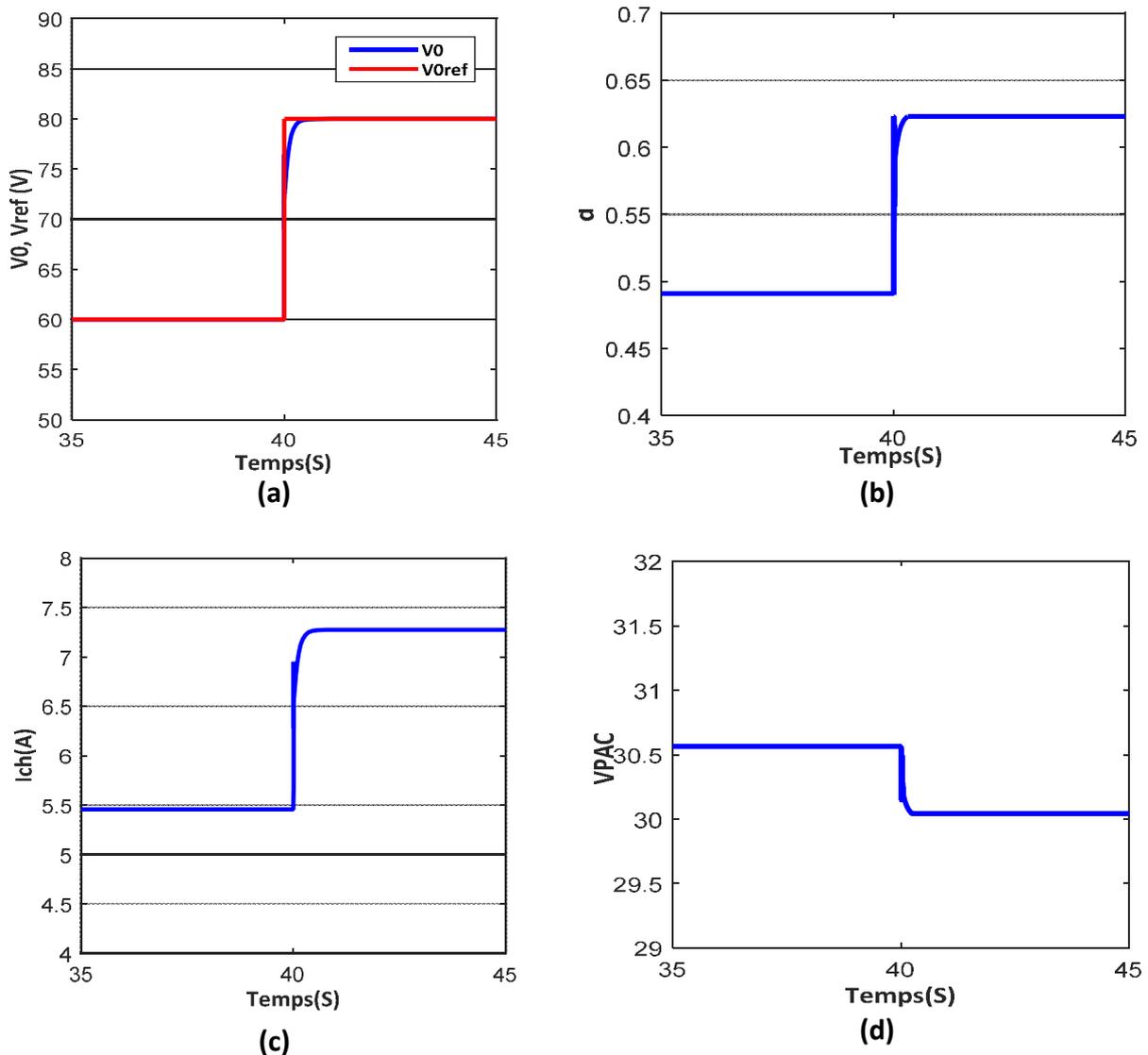


Figure (3. 16) : Résultats de simulation du convertisseur DC/DC suite à une variation de la tension de référence

On remarque d’après la figure (3.16-a), que la forme d’onde de la tension V_0 suit l’allure de la tension de référence V_{0ref} ainsi que la valeur de rapport cyclique d passe de 0.49 à 0.62 lorsque la tension passe de 40V à 60V comme le montre la courbe de la figure (3.16-b). On remarque également que la tension de la sortie de la pile subit une légère variation (de l’ordre de 0.5V).

5.2 Cas d’un profil de charge variable

Dans l’objectif de tester la robustesse du régulateur implémenté avec le système, on a introduit dans cette partie un courant de charge obtenu à partir d’un profil de vitesse du cycle NEDC pour une durée de 1200s (soit $t_f = 1200$ s).

La figure (3.17) présente le profil de la vitesse en fonction de temps pour le cycle NEDC.

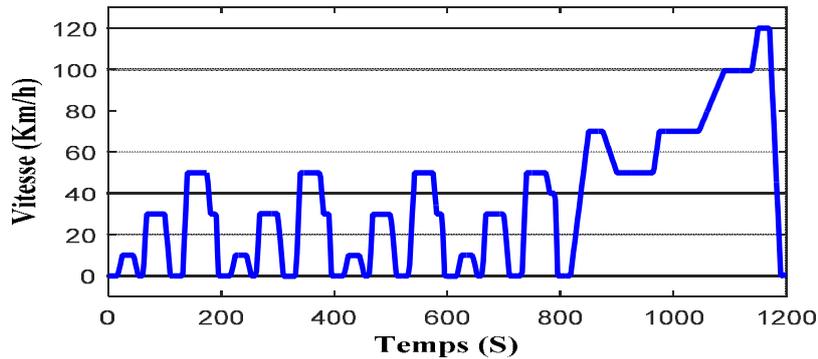


Figure (3.17) : Profil de la vitesse en fonction du temps pour le cycle NEDC

En utilisant l'expression de la puissance de charge P_{Ch} donnée par l'équation (2.6) nous pouvons déterminer le courant de charge i_{ch} pour une tension de sortie V_0 constante. La structure de commande du convertisseur DC/DC côté PAC pour le cas d'un profil de courant de charge variable est schématisée par la figure (3.18).

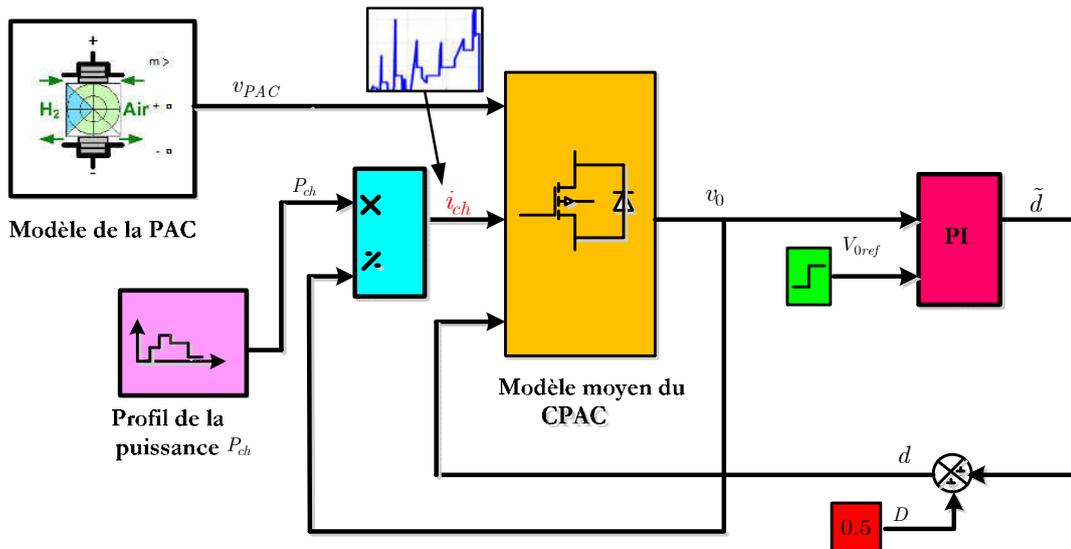


Figure (3.18) : Schéma fonctionnel du système de contrôle pour un profil de courant de charge variable

Initialement le rapport cyclique vaut 0.3 et la tension de sortie est égale à 67 V. Le profil du courant de charge imposé est présenté par la figure (3.19).

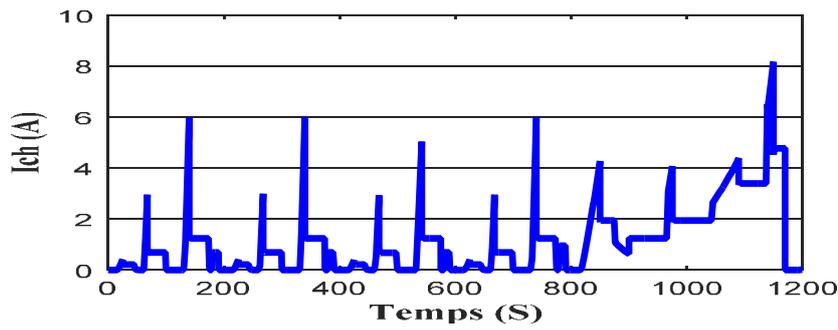
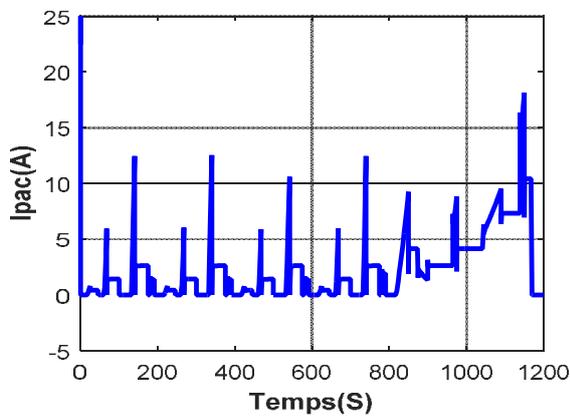
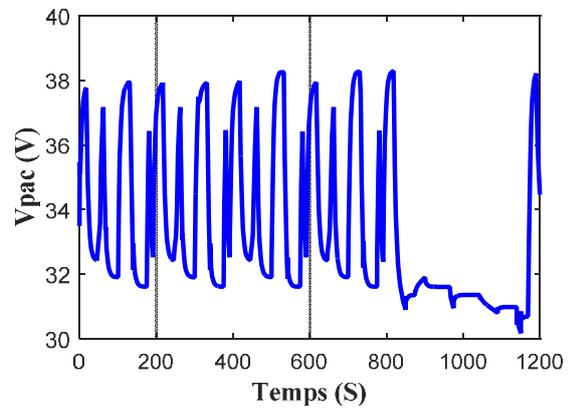


Figure (3. 19) : Profil du courant de charge en fonction du temps

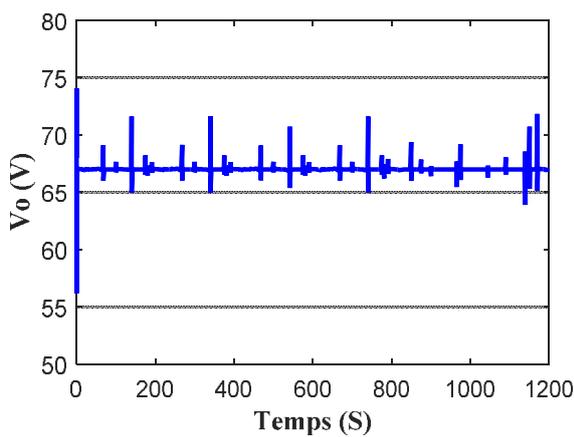
La figure (3.20) présente l'évolution des grandeurs électriques de la pile (v_{pac} et i_{pac}), de la tension de sortie V_0 et le rapport cyclique d en fonction du temps pour un courant de charge variable.



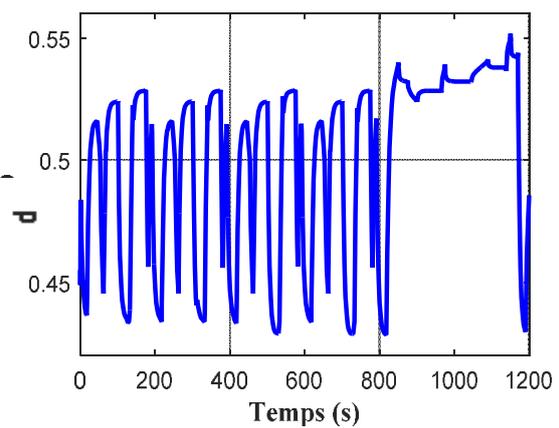
(a) Allure du courant i_{pac} en fonction du temps.



(b) Evolution de la tension V_{pac} en fonction du temps.



(c). Evolution de la tension de sortie V_0 en fonction du temps.



(d) Variation du rapport cyclique d en fonction du temps.

Figure (3. 20) : Evolution des courants (i_{pac} et I_L), des tensions (V_{pac} et V_0) et du rapport cyclique (d) en fonction du temps

On remarque d'après la figure (2.20-c) que lorsque le courant de charge varie la tension de sortie V_0 reste constante. Elle subit quelques oscillations lorsque le courant de charge varie. Les dépassements de V_0 sont au tour de 6V (soit 8 % de sa valeur finale. Si le courant de charge *ich* augmente, la tension de la pile V_{PAC} (Figure (20-b)) subit à une diminution alors le rapport cyclique d (figure (20-d)) augmente pour compenser les variations de V_{PAC} .

6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la topologie du convertisseur DC/DC entrelacé utilisé dans les véhicules électriques à pile à combustible. Une modélisation dynamique a été développée pour une charge résistive et pour un profil de courant de charge variable. Nous avons analysé et dimensionné le convertisseur DC/DC entrelacé à trois phases. Nous avons vérifié le modèle moyen de convertisseur DC/DC Boost entrelacé via une simulation dans l'environnement Matlab Simulink avec différentes conditions de conduite utilisé dans le cycle de vitesse européenne standard (NEDC).

CHAPITRE 4

Validation expérimentale

Chap. 4 : Validation expérimentale

1. Introduction

La première partie de ce chapitre est destinée à la présentation et la validation expérimentale du système pile à combustible de type PEM Nexa 1.2 kW de BALLARD pour les deux modes de fonctionnement statique et dynamique.

La deuxième partie est consacrée à la description du banc de test réalisé dans le cadre de la thèse. Cette description concerne aussi bien la partie puissance (convertisseur DC/DC entrelacé) que la partie commande (cartes de mesure, processeur de contrôle et supervision). Par la suite, nous montrons la procédure permettant de générer le décalage des signaux de commande des interrupteurs de puissance par l'intermédiaire de la carte FPGA de type Altéra cyclone programmé par le logiciel Quartus V11.0. Nous présentons également les résultats expérimentaux de validation de l'algorithme de commande pour le convertisseur DC/DC entrelacé. Ce travail a été réalisé au sein de la plate-forme de département énergie à l'université de technologie de Belfort Montbéliard (UTBM).

Dans la troisième partie de ce chapitre nous montrons la réalisation expérimentale du convertisseur DC/DC à résonance parallèle et nous présentons les résultats expérimentaux obtenus.

2. Tests de validation expérimentale de modèle développé de la pile à combustible

2.1 Système pile à combustible PEMFC Nexa

Pour nos travaux de recherche, nous avons utilisé une pile à combustible de type BALLARD Nexa PEMFC d'une puissance de 1200W [80], [81], [82]. Cette pile à combustible est un module qui ne nécessite pas d'entretien, entièrement automatisé, et hautement intégré. Elle peut fournir un courant maximal de 46A pour une tension de 26V et un courant minimum de 0.7A pour une tension à vide de 42V. L'empilement est composé d'un total de 42 cellules pouvant fournir chacune une tension comprise entre 0.6V et 1V suivant la puissance demandée. Une carte électronique de contrôle embarquée assure la sécurité de la pile à combustible ainsi que celle de l'utilisateur en assurant le contrôle de certains nombres de paramètres par les capteurs intégrés (fuite d'hydrogène, la chute brusque de la tension, etc.). La carte ajuste également les paramètres de la pile pour l'optimisation de l'efficacité énergétique. La figure (4.1) est une photo du système pile à combustible BALLARD Nexa PEMFC 1.2kW utilisée tout le long de ce travail.

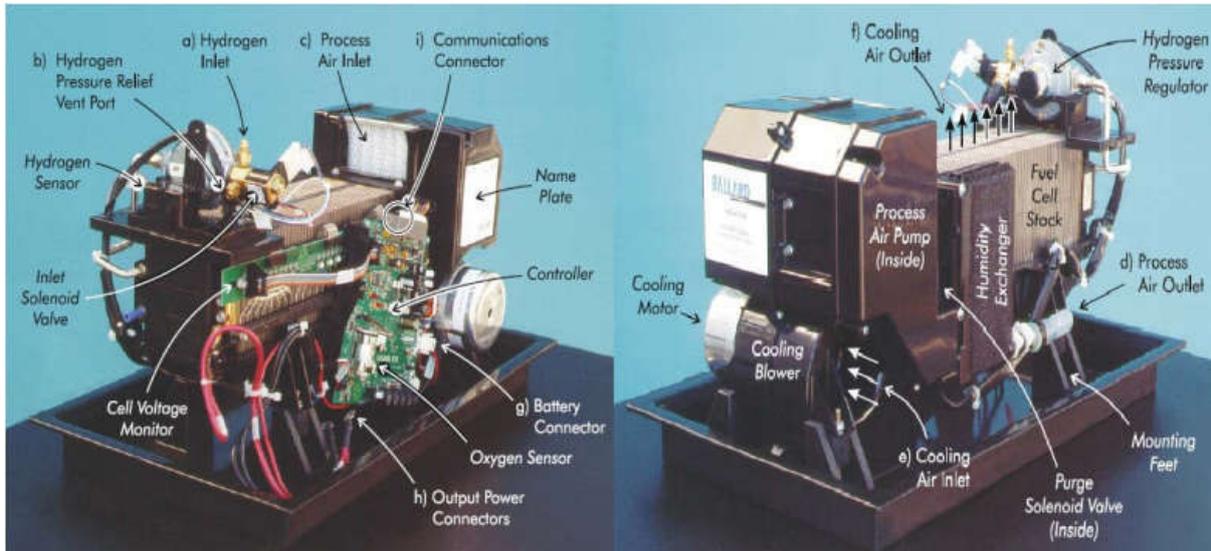


Figure (4. 1) : Photo du système pile à combustible BALLARD Nexa PEMFC 1.2kW

Les différentes caractéristiques de système pile à combustible sont indiquées dans le tableau (4.1).

Tableau (4. 1) : Caractéristiques de la pile Ballard Nexa 1.2 kW

Grandeurs	Valeurs	
Puissance	Puissance nette	1200 W
Plage de variation de tension	22 ... 50V	
Tension nominale	26 V	
Courant nominal	46 A	
Combustible	Pureté	≥ 99.99 % H2
Pression	0.7 ... 17 Bar	
Consommation	≤ 18.5 SLPM	
Environnement de fonctionnement	Température ambiante	3°C ... 30°C
Humidité relative	0% ... 95 %	
Emissions	Eau	≤ 870 mL/h
Bruit	≤ 72 dB à 1 m	
Dimension et poids	L x l x h	56 x 25 x 33 cm
Poids	13 k	

2.2 Tests de validation expérimentale

Nous abordons dans cette partie l'étude expérimentale de la pile à combustible de type Nexa PEM 1.2 kW sous différentes conditions opératoires, en statique et en dynamique. Dans un premier temps, les variables électriques seront étudiées en régime statique sous différentes conditions de fonctionnement. Dans un deuxième temps, nous utiliserons un profil de charge dynamique de type NEDC appliqué à la pile à combustible.

La figure (4.2) montre le banc d'essai expérimental permettant de tracer les courbes de polarisation et de puissance de la pile à combustible. Le principe de ce test consiste à mesurer simultanément le courant et la tension délivrée par la pile à combustible en utilisant une charge électronique programmable produisant dans un premier temps un profil de courant de charge variant sous forme de gradin variant de 0 à 45A et dans un deuxième temps un profil de courant de charge à partir d'un cycle de vitesse de type NEDC. Le banc d'essai contient des superviseurs permettant de contrôler le système pile à combustible via un PC en utilisant un logiciel fourni par le fabricant (NexaMon OEM). La pile à combustible débite sur une charge électronique programmable et elle est capable de reproduire les profils de courants des charges désirées.

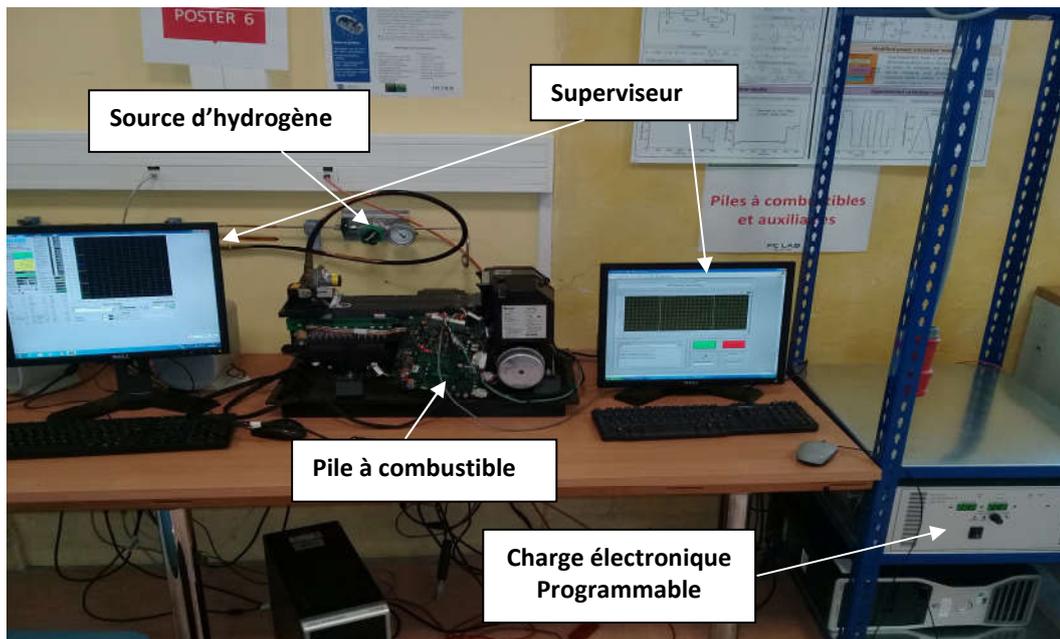


Figure (4. 2) : Photo du banc d'essai de la pile à combustible Nexa

2.3 Résultats expérimentaux pour les deux régimes statique et dynamique

Les caractéristiques de la pile à combustible utilisées sont données dans le tableau (4.2)

Tableau (4. 2) : Caractéristiques techniques de la PàC

PARAMETRES	VALEURS
Nombre de cellules, N _{cell}	42
Pression de l'hydrogène P _{H₂}	1.5 [Atm]
Pression de l'hydrogène P _{H₂O}	1 [Atm]
Pression de l'oxygène P _{O₂}	1[Atm]
Plage de tension du stack, V _{PAC}	24-36 [V]
Tension nominale du stack, V _{PAC}	26 [V]
Courant du stack, I _{PAC}	42[A]
Puissance nominale, P _{PAC}	1.2 [kW]
Température T	328 °K

a- Essai 1 : Fonctionnement en régime statique

Dans ce cas, on choisit un profil de courant de charge de type gradin, son allure est présentée par la figure (4.3).

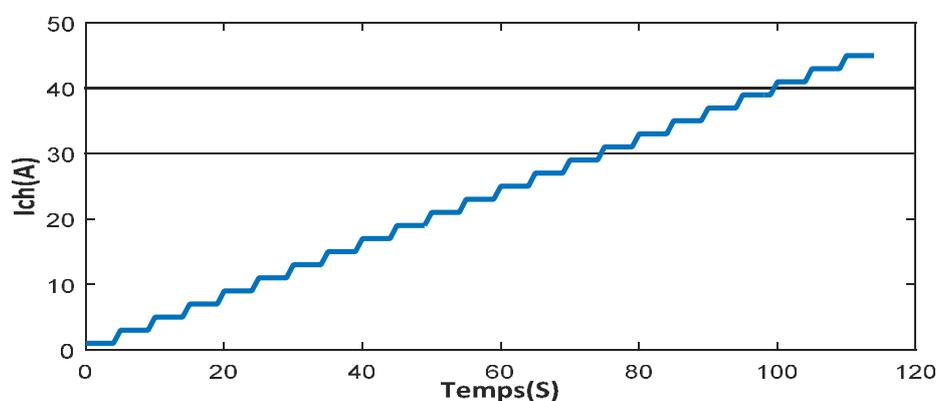


Figure (4. 3) : Profil de courant de charge pour le fonctionnement en régime statique

La figure (4.4-c) comporte la courbe de polarisation de la pile à combustible pour un régime de fonctionnement statique issu des relevés expérimentaux. La courbe expérimentale a été relevée en mesurant le courant et la tension pour différentes valeurs de la résistance de charge représentée par un profil de courant de charge comme montré par la figure (4.3). Les figures (4.4-a, b et d) représentent respectivement l'évolution du courant, de la tension et de la puissance de la pile à combustible.

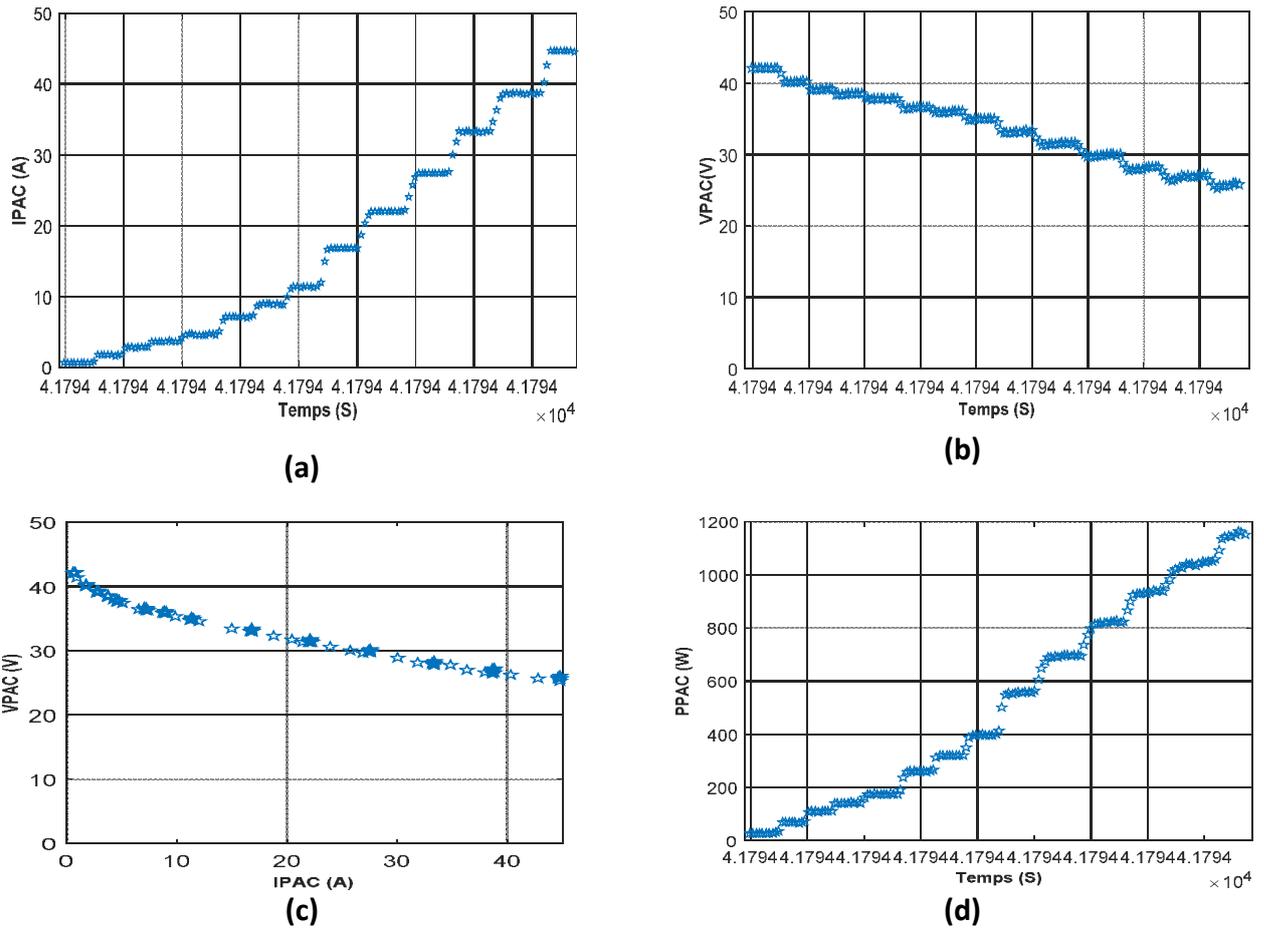


Figure (4. 4) : Evolution des grandeurs électriques de la pile à combustible Nexa pour le fonctionnement en régime statique.

b- Essai 2 : Fonctionnement Régime dynamique

Dans le deuxième essai, le profil de courant de charge utilisé est obtenu à partir de cycle de vitesse NEDC, son allure est présentée par la figure (4.5).

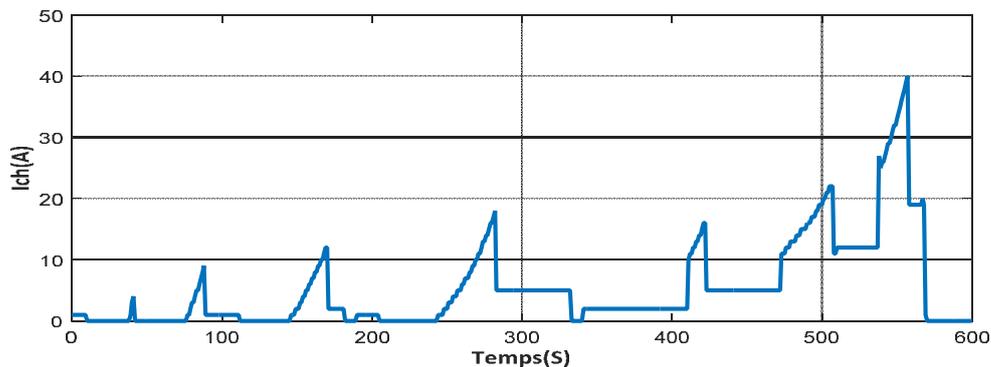


Figure (4. 5) : Profil de courant de charge pour le fonctionnement en régime dynamique

La figure (4.6-c) comporte la courbe de polarisation de la pile à combustible pour le fonctionnement en régime dynamique en utilisant un cycle de conduite européen NEDC issu des relevés expérimentaux. La courbe expérimentale a été relevée en mesurant le

courant et la tension pour différentes valeurs de résistance de charge représentée par un profil de courant de charge comme le montre la figure (4.5). Les figures (4.6-a, b et d) représentent respectivement l'évolution du courant, de la tension et de la puissance de la pile à combustible.

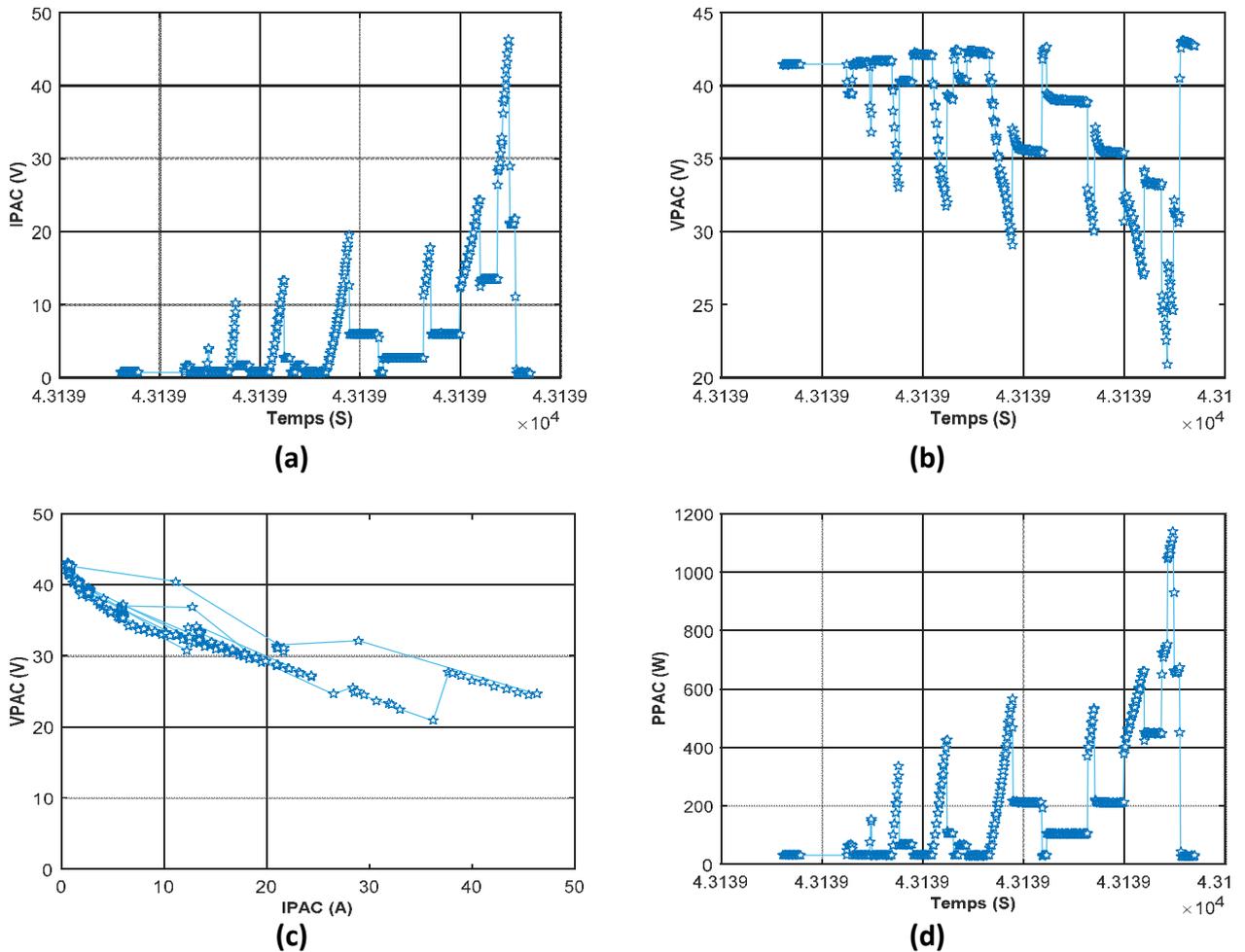


Figure (4. 6) : Evolution des grandeurs électriques de la pile à combustible Nexa pour le fonctionnement en régime dynamique

3. Présentation de la maquette de convertisseur DC/DC entrelacé

Le banc de test expérimental est illustré sur les figures (4.8) et (4.9). Les topologies entrelacées possèdent un capteur de courant à effet Hall par phase et un capteur de tension en sortie pour contrôler la tension du bus continu. Afin de faciliter l'étude, l'ensemble des charges (réseau de bord, moteur de traction et auxiliaires) est considéré comme une charge résistive connectée au bus DC de topologie entrelacée indiquée dans la figure (4.7).

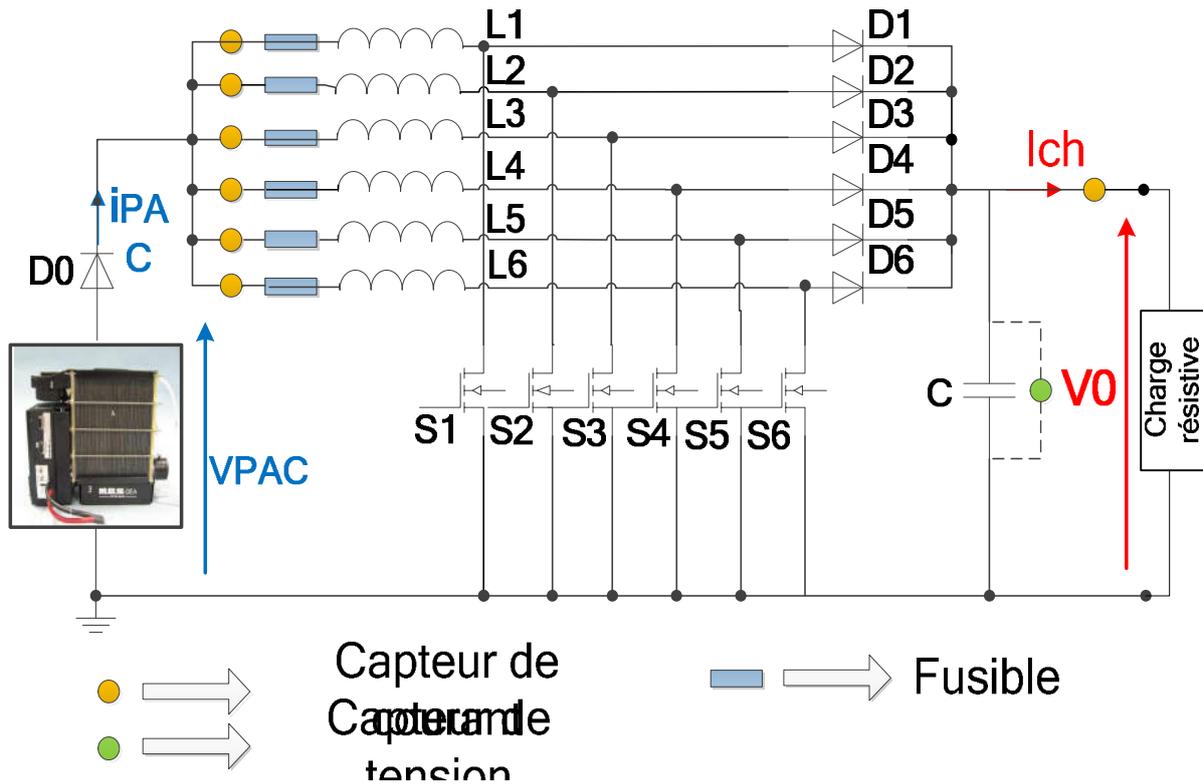


Figure (4. 7) : Topologie de convertisseur DC-DC entrelacée

Pour les interrupteurs de puissance (S1, S2, S3...), des modules IGBT (ref. IXGN120N60A3D1) de l'entreprise IXYS ont été choisis. Le choix d'un module IGBT s'explique par le fait qu'il permet de réduire les pertes par conduction (faible résistance interne de l'IGBT) par rapport à des modules MOSFET [83], [84]. L'inconvénient principal des modules IGBT est les pertes par commutation en raison de leurs fonctionnements en forte commutation. Afin de garantir une bonne efficacité énergétique, une fréquence de commutation ($f_s=20$ kHz) a été choisie. Pour les diodes (D1, D2, D3). Afin de protéger la PàC des courants négatifs, nous utilisons un module de diodes (ref. DSEP 2x 10104A) de l'entreprise IXYS placé en série avec la PàC. Cette diode conduit pendant toute la durée de fonctionnement du système. Afin de réduire les pertes par conduction, la diode est réalisée grâce à la connexion en parallèle de deux diodes. Les données des composants du convertisseur DC/DC boost entrelacé sont données dans le tableau (4.3).

Tableau (4. 3) : Spécification des composants du convertisseur DC/DC boost entrelacé

Composant	Spécification	I _{max}	V _{max}
IGBT : S ₁ à S ₆	3x IXGN120N60A3D1	120A	600V
Diodes : D ₁ à D ₆	Diodes antiparallèles d'IXGN120N60A3D1	120A	600V
Diode PàC : D0	DSEP 2x 101-04A	100A	400V
Inductances : L ₁ à L ₆	6x (120μH CEFEM)	30A	200V
Condensateur : C	1000μF électrolytique Kendeil	30A	400V

Le système de contrôle des topologies entrelacées réalisé dans l'environnement Matlab/Simulink a été implémenté sur une carte temps réel dSPACE DS1104. Les signaux de commande des interrupteurs de puissance sont générés par le bloc PWM Signal Generator fourni par la librairie dSPACE. Néanmoins, ces signaux de commande ne sont pas décalés les uns par rapport aux autres. Ils sont transférés sur une carte FPGA afin de les décaler correctement les uns par rapport aux autres selon la topologie entrelacée. Le décalage est réalisé au moyen d'un programme en VHDL utilisant le logiciel Quartus II (version 11.0)

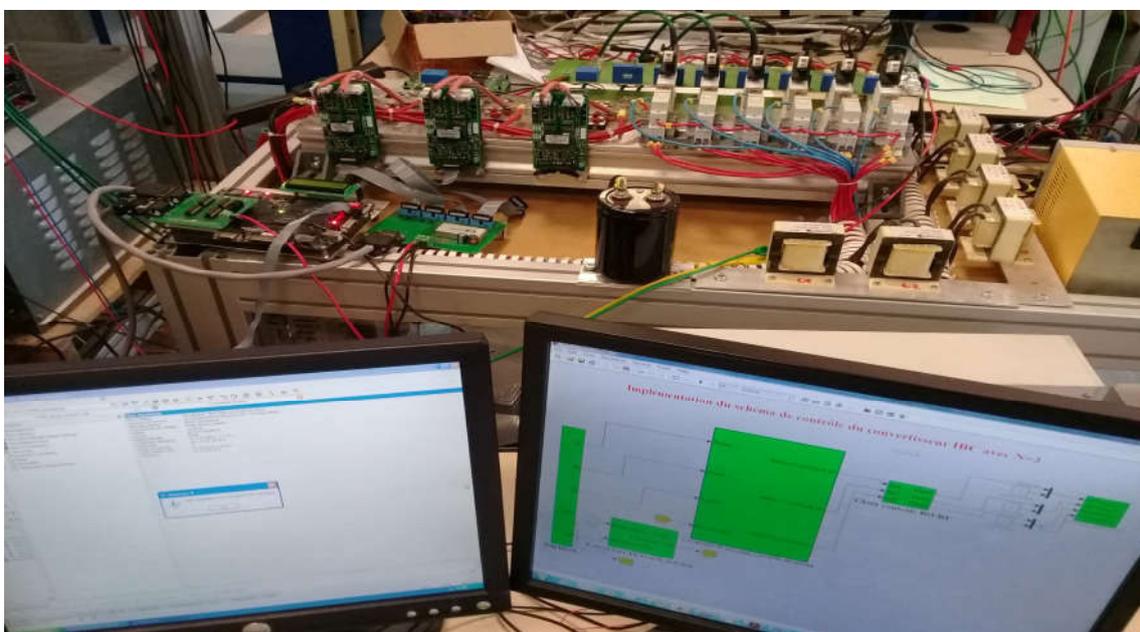


Figure (4. 8) : Banc de test expérimental

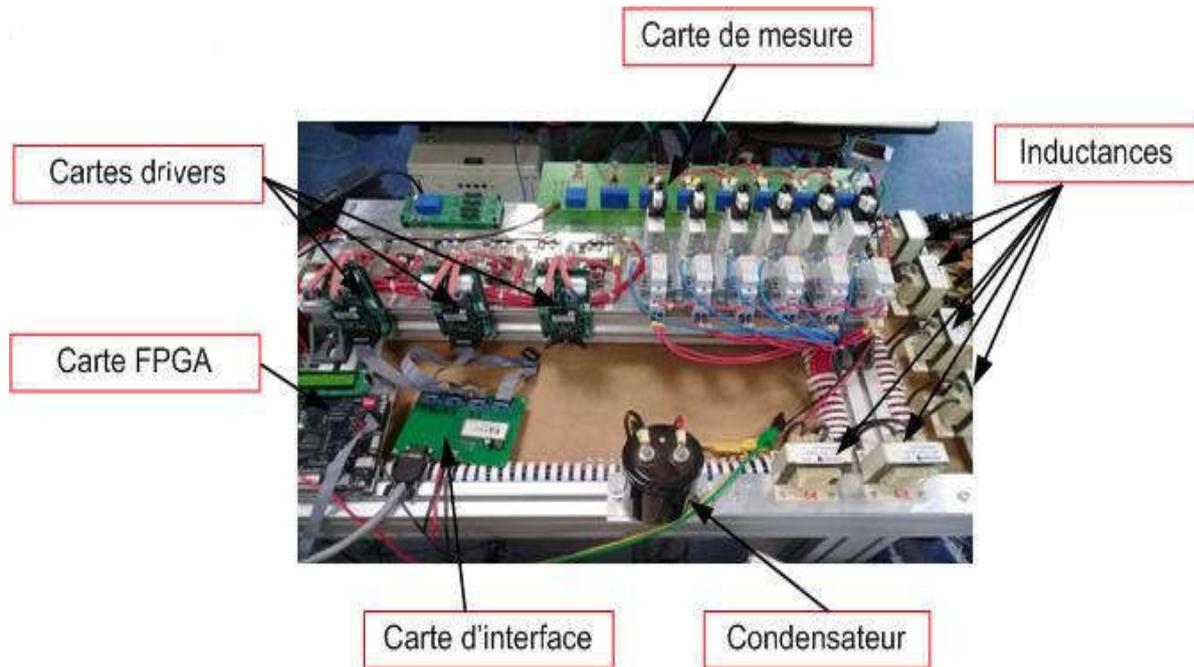


Figure (4. 9) : Détails du convertisseur DC/DC entrelacé

3.1 Cartes de mesure

Les courants de phase des topologies entrelacées sont mesurés par des capteurs de courant de référence L03S050 D15 de l'entreprise TAMURA. Par comparaison, la tension du bus DC est mesurée par un capteur de tension de référence LV-25P de l'entreprise LEM. Les signaux de mesure sont filtrés en utilisant un filtre passe bas du 1er ordre. Avant que les signaux de mesure soient envoyés sur la carte dSPACE 1104, ils sont ajustés en gain afin d'adapter la plage de la tension d'entrée du convertisseur analogique-numérique. Les cartes de mesure de courant et de tension sont montrées respectivement sur les figures (4.10) et (4.11).

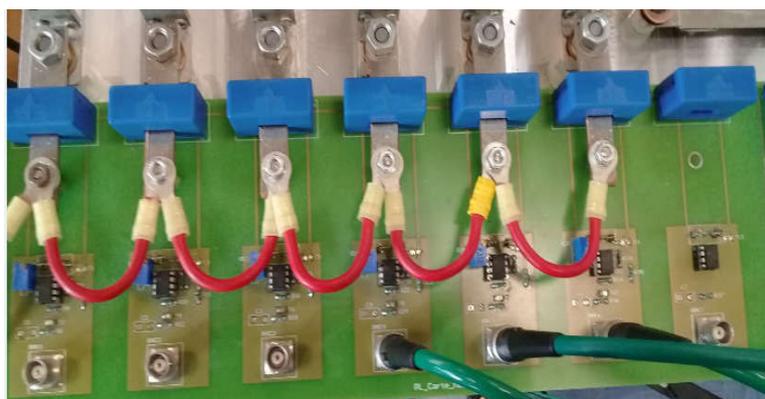


Figure (4. 10) : Carte de mesure des courants de phase

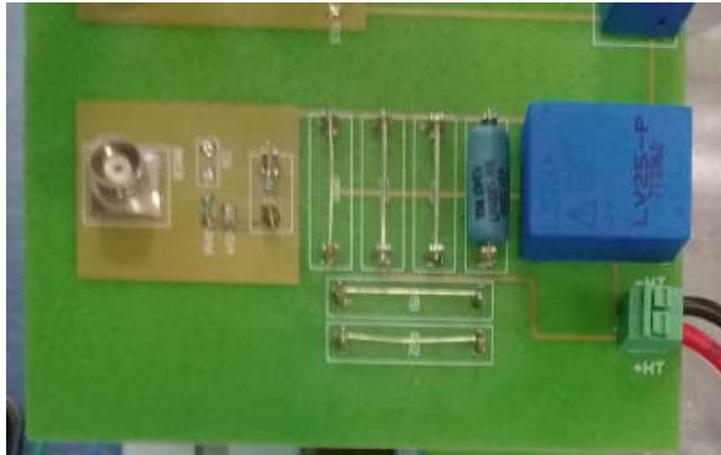


Figure (4. 11) : Carte de mesure de la tension du bus continu

3.2 Carte de temps réel dSPACE DS1104

Les signaux de sortie provenant des cartes de mesures sont envoyés à un convertisseur analogique-numérique de la carte dSPACE DS1104. Le système de contrôle développé dans l’environnement Matlab/Simulink pour le convertisseur DC/DC entrelacés est transféré à la carte dSPACE au moyen du module Real-Time Interface (RTI) Target Link de Matlab. Les signaux de commande des interrupteurs de puissance sont au format numérique (0-5V). Le diagramme de la carte DS1104 est donné par la figure (4.12).

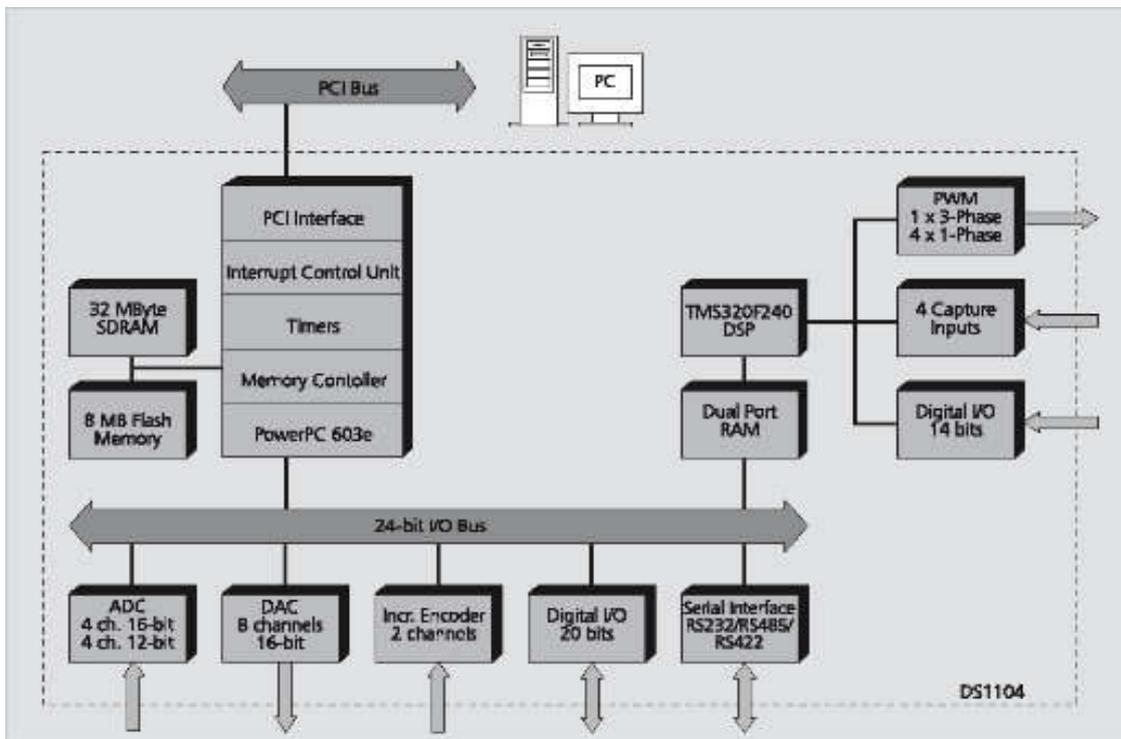


Figure (4. 12) : Diagramme de la carte dSPACE DS1104

3.3 Carte d'interface entre dSPACE et la carte FPGA

Cette carte assure l'interface entre la carte dSPACE DS1104 et la carte FPGA. Cette dernière est insérée sur la carte FPGA, comme illustrée sur la figure 6, par l'intermédiaire de deux connecteurs. Les signaux de commande des interrupteurs de puissance provenant de la carte dSPACE DS1104 sont transférés à la carte FPGA via la carte d'interface. La carte FPGA permet de décaler dans le temps les signaux afin de réaliser le concept d'entrelacement. La carte d'interface entre dSPACE et la carte FPGA est présentée par la figure (4.13).

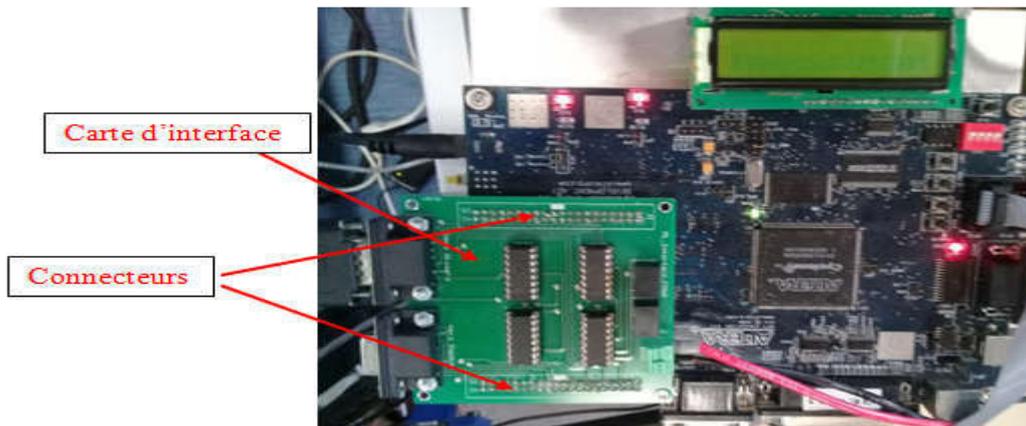


Figure (4. 13) : Carte d'interface entre dSPACE et la carte FPGA

3.4 Carte d'interface entre la carte FPGA et les cartes drivers des interrupteurs de puissance

Cette carte est utilisée pour réaliser l'interface entre la sortie de la carte FPGA et des cartes drivers des interrupteurs de puissance. Elle permet de transférer les pulses des différents interrupteurs de puissance vers les cartes drivers. La carte d'interface est illustrée par la figure (4.14).



Figure (4. 14) : Carte d'interface entre carte FPGA et cartes drivers

3.5 Cartes drivers des interrupteurs de puissance

Les interrupteurs de puissance des topologies entrelacées sont pilotés par l'intermédiaire de cartes drivers de la société ARCEL de référence ARCEL-2108 indiquées dans la figure (4.15).

Ces cartes permettent :

- 1) Une haute isolation entre la partie commande et la partie puissance.
- 2) La génération de signaux de défaut de type collecteur ouvert (logique positive ou négative) en cas de court-circuit.
- 3) L'ajustement des temps morts entre les signaux complémentaires.
- 4) Le contrôle de deux IGBTs ou MOSFETs dans une structure Half-Bridge ou indépendamment.



Figure (4.15) : Cartes drivers ARCEL-2108 de la société ARCEL

3.6 Décalage des signaux de commande

La première étape consiste à assigner les pins des connecteurs présentés dans la figure (4.16) aux différentes entrées et sorties de la carte FPGA qui sont :

- 1) **Entrées** : 4 signaux de commande provenant de la carte dSPACE + 4 signaux complémentaires.
- 2) **Sorties** : 4 signaux de commande décalés + 4 signaux complémentaires.

La figure (4.16) illustre la fenêtre permettant d'assigner les entrées et sorties de la carte FPGA en utilisant les numéros de Pin. La figure (4.17) représente l'interface principale du

logiciel Quartus II (version 11.0), communément appelé langage de description. Le bloc de description où il est implémenté le programme VHDL qui permet d'illustrer les différentes entrées et sorties de la carte FPGA, définies précédemment. Le décalage des signaux de commande des interrupteurs de puissance est réalisé par l'intermédiaire d'un programme en VHDL. Le programme réceptionne les signaux de commande de dSPACE puis les décale convenablement suivant la topologie entrelacée.

	From	To	Assignment Name	Value	Enabled
1		entree_PWM[1]	Location	PIN_200	Yes
2		entree_PWM[2]	Location	PIN_202	Yes
3		entree_PWM[3]	Location	PIN_177	Yes
4		horloge	Location	PIN_29	Yes
5		raz	Location	PIN_23	Yes
6		sortie_PWM[1]	Location	PIN_180	Yes
7		sortie_PWM[2]	Location	PIN_201	Yes
8		sortie_PWM[3]	Location	PIN_175	Yes
9		test	Location	PIN_187	Yes
10		entree_PWM[4]	Location	PIN_176	Yes
11		entree_PWM[5]	Location	PIN_216	Yes
12		entree_PWM[6]	Location	PIN_206	Yes
13		entree_PWM[7]	Location	PIN_208	Yes
14		entree_PWM[8]	Location	PIN_214	Yes
15		sortie_PWM[4]	Location	PIN_203	Yes
16		sortie_PWM[5]	Location	PIN_217	Yes
17		sortie_PWM[6]	Location	PIN_215	Yes
18		sortie_PWM[7]	Location	PIN_207	Yes
19		sortie_PWM[8]	Location	PIN_213	Yes
20		LED3	Location	PIN_56	Yes
21		LED4	Location	PIN_55	Yes
22		LED5	Location	PIN_54	Yes
23		LED6	Location	PIN_53	Yes
24		BP1	Location	PIN_58	Yes
25		BP2	Location	PIN_59	Yes
26		BP3	Location	PIN_60	Yes

Figure (4. 16) : Assignment des entrées et sorties de la carte FPGA

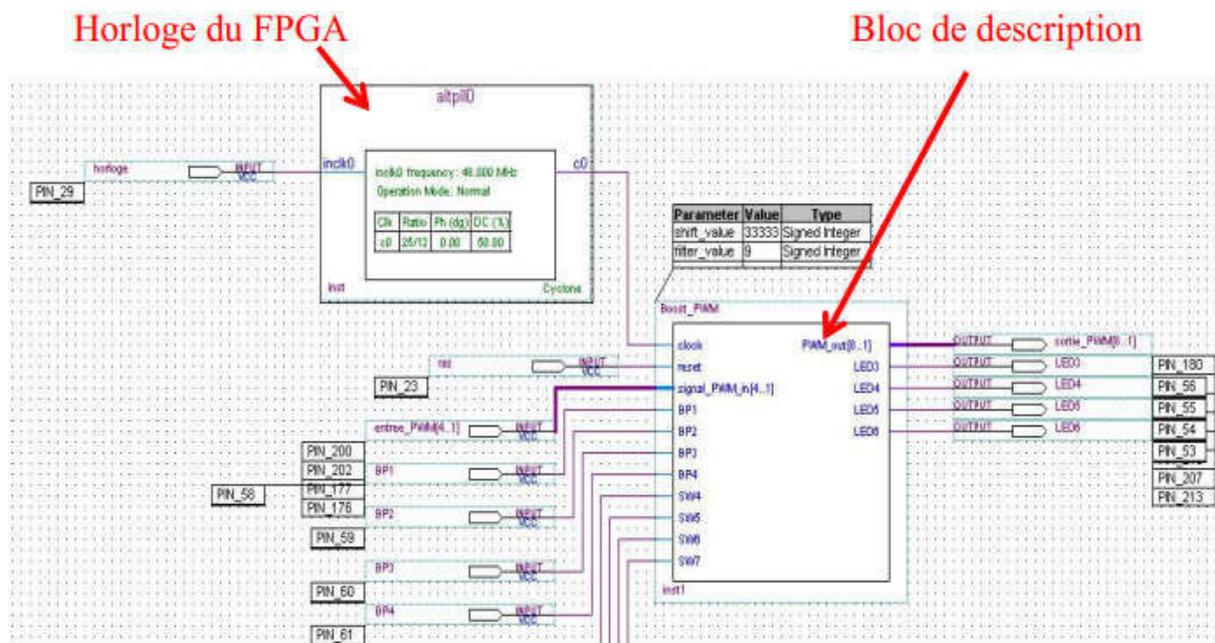


Figure (4. 17) : Langage de description

Le décalage des signaux se base sur un paramètre défini dans le programme en VHDL. Celui-ci est dénommé **shift_value** et est donné par la relation suivante :

$$shift_{value} = \frac{T_s}{360} \cdot 100^6$$

Où T_s est la période de commutation du convertisseur et θ est l'angle de décalage du signal de commande du convertisseur. Dans le cas de la topologie entrelacée 3 bras l'angle de décalage est égal à 120° , pour la topologie entrelacée 2 bras l'angle de décalage est égal à 180° et pour la topologie Boost classique aucun décalage [85].

3.7 Algorithme de commande de convertisseur DC-DC entrelacé

Dans un premier temps les algorithmes de contrôle de convertisseur ont été implémentés dans l'environnement Matlab/Simulink. La figure (4.18) illustre le programme développé sous Matlab/Simulink pour le contrôle du convertisseur DC/DC. En raison de la limitation du temps d'accès du système de prototypage rapide dSPACE, la fréquence de commutation du convertisseur a été limitée à 20 kHz. Afin d'obtenir une ondulation de courant faible et un régime de conduction continue, des inductances de 2mH par phase ont été utilisées.

Implémentation du schéma de contrôle du convertisseur IBC avec N=3

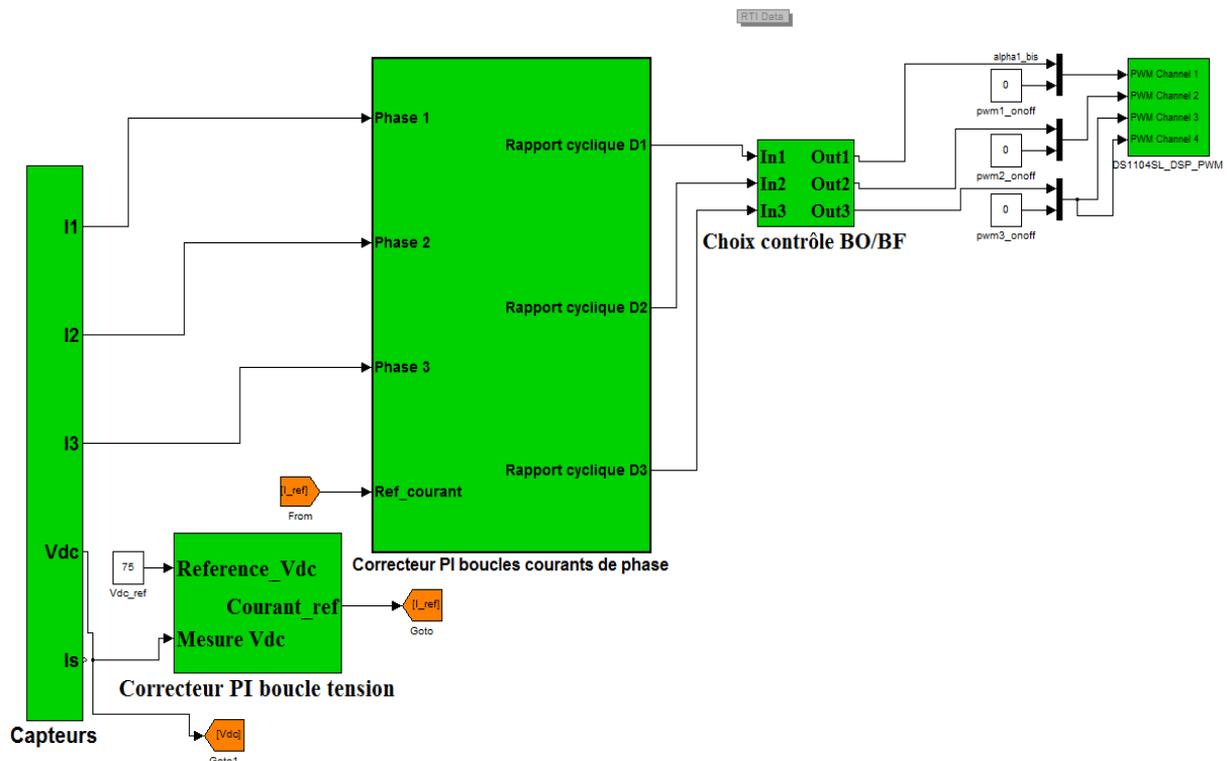


Figure (4. 18) : Interface Matlab/Simulink pour le contrôle du convertisseur DC/DC entrelacé

4. Résultats pratiques

Dans cette section, nous allons présenter les résultats expérimentaux effectués afin de valider la méthode de contrôle proposée. Un convertisseur à basse puissance de 1 kW avec des paramètres indiqués dans le tableau (4.3) a été utilisé.

4.1 Résultats en boucle ouverte

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme de commande du convertisseur DC/DC entrelacé, différents essais pour des valeurs de rapport cyclique entre 0,1 et 0,7 ont été réalisés. Les résultats expérimentaux obtenus sont présentés sur les figures (4.19), (4.20), (4.21) et (4.22). La première figure (4.19) montre les signaux de commandes du convertisseur DC/DC entrelacé qui sont décalés entre eux de $(2\pi/3)$. Les figures (4.20-4.22) montrent respectivement les formes d'ondes principales, le courant dans chaque bobine et la tension de sortie du convertisseur Boost pour les trois cas : Boost (1 bras), Boost entrelacé (2 bras) et (3 bras). Ces résultats sont réalisés pour un fonctionnement en boucle ouverte et pour trois valeurs de rapport cyclique ($d=0.3$, $d=0.5$ et $d=0.67$). La tension d'entrée est fixé à la valeur $V_{PAC}=28V$, la charge est formé par une résistance de valeur fixe $R=11\Omega$.

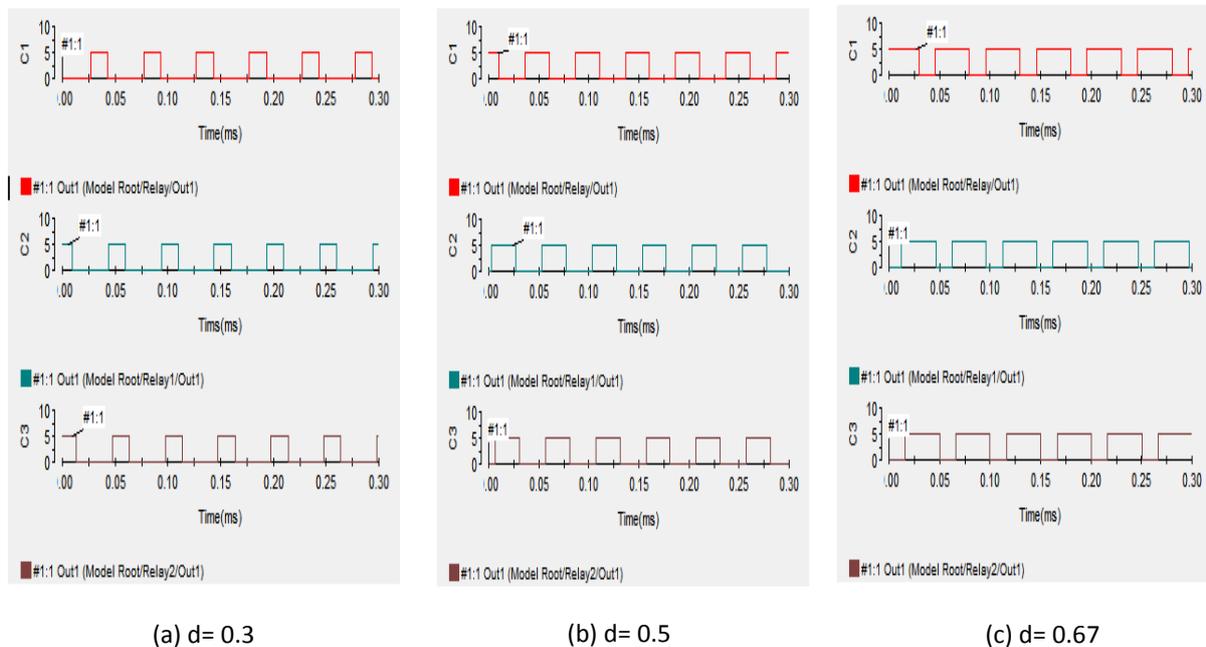
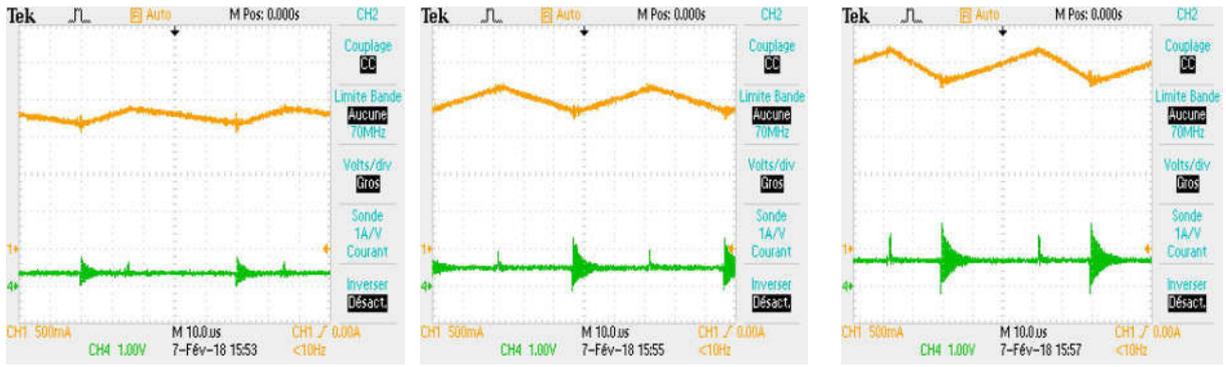


Figure (4. 19) : Signaux de commande d'un convertisseur DC-DC entrelacé

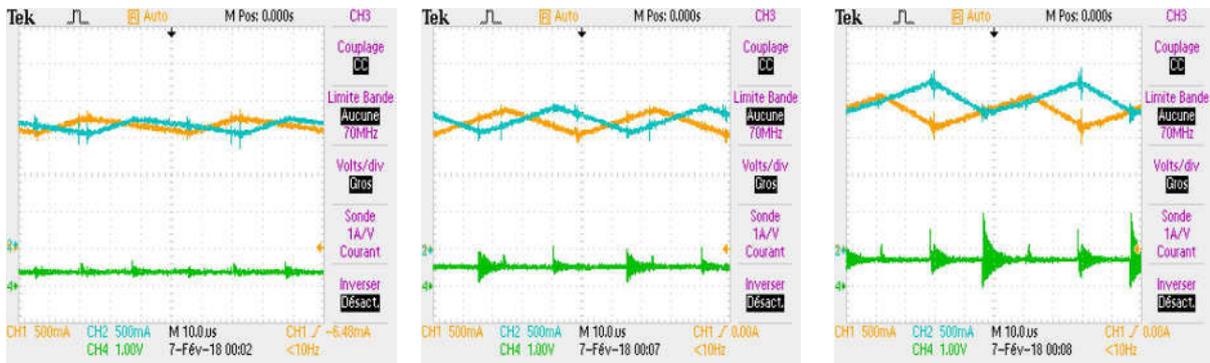


(a) $d = 0.3$

(b) $d = 0.5$

(c) $d = 0.67$

Figure (4. 20) : Evolution de courant dans l'inductance et de tension de la sortie (1 Bras) en boucle ouverte

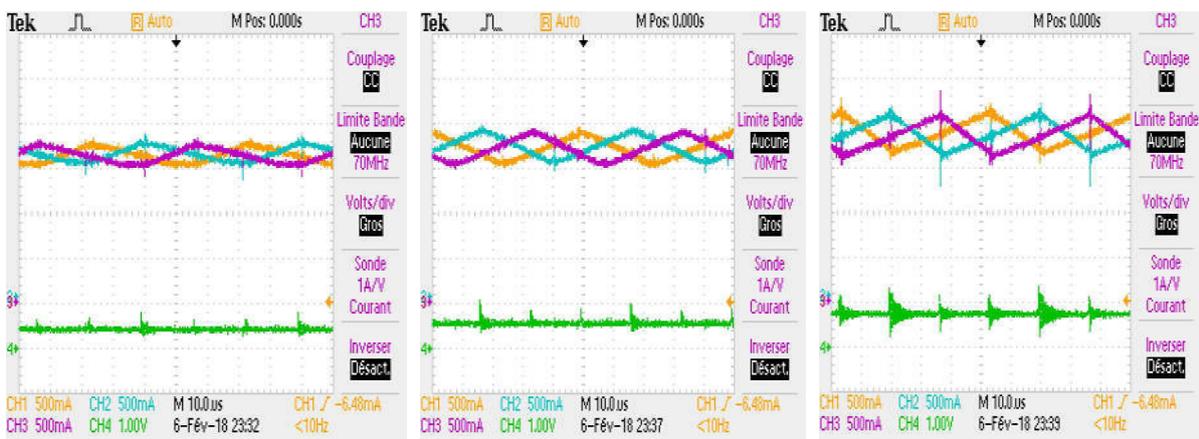


(a) $d = 0.3$

(b) $d = 0.5$

(c) $d = 0.67$

Figure (4. 21) : Evolution de courant dans l'inductance et de tension de la sortie (2 Bras) en boucle ouverte



(a) $d = 0.3$

(b) $d = 0.5$

(c) $d = 0.67$

Figure (4. 22) : Evolution de courant dans l'inductance et de tension de la sortie (3 Bras) en boucle ouverte

D'après les figures (4.20-4.22) on constate que pour un rapport cyclique $d= 0.3$, on obtient une tension de sortie de 40V. L'ondulation du courant dans les bobines et de l'ordre 0.25A pour un convertisseur Boost 1 bras, 0.17A pour un Boost 2 Bras et 0.1A pour Boost 3 Bras. Pour un rapport cyclique $d= 0.5$, on obtient une tension de sortie de 50V. L'ondulation du courant dans les bobines et de l'ordre 0.35A pour un convertisseur Boost 1 bras, 0.25A pour un Boost 2 Bras et 0.12A pour Boost 3 Bras. Pour un rapport cyclique $d= 0.67$, on obtient une tension de sortie de 50V. L'ondulation du courant dans les inductances et de l'ordre 0.4A pour un convertisseur Boost 1 bras, 0.3A pour un Boost 2 Bras et 0.18A pour Boost 3 Bras.

D'après ces résultats nous pouvons conclure que la tension de sortie augmente avec l'augmentation de rapport cyclique. Les ondulations des courants se réduisent avec l'augmentation des nombres de phases et la diminution du rapport cyclique.

4.2 Résultats en boucle fermée

La figure (4.23) montre les formes d'ondes, de courant dans chaque bobine et de la tension de sortie du convertisseur Boost pour les deux cas : Boost (1 bras) et Boost entrelacé (3 bras). Ces résultats sont réalisés pour un fonctionnement en boucle fermé. La tension d'entrée est fixé à la valeur $V_{PAC}=28V$, la charge est formé par une résistance de valeur fixe $R=11\Omega$.

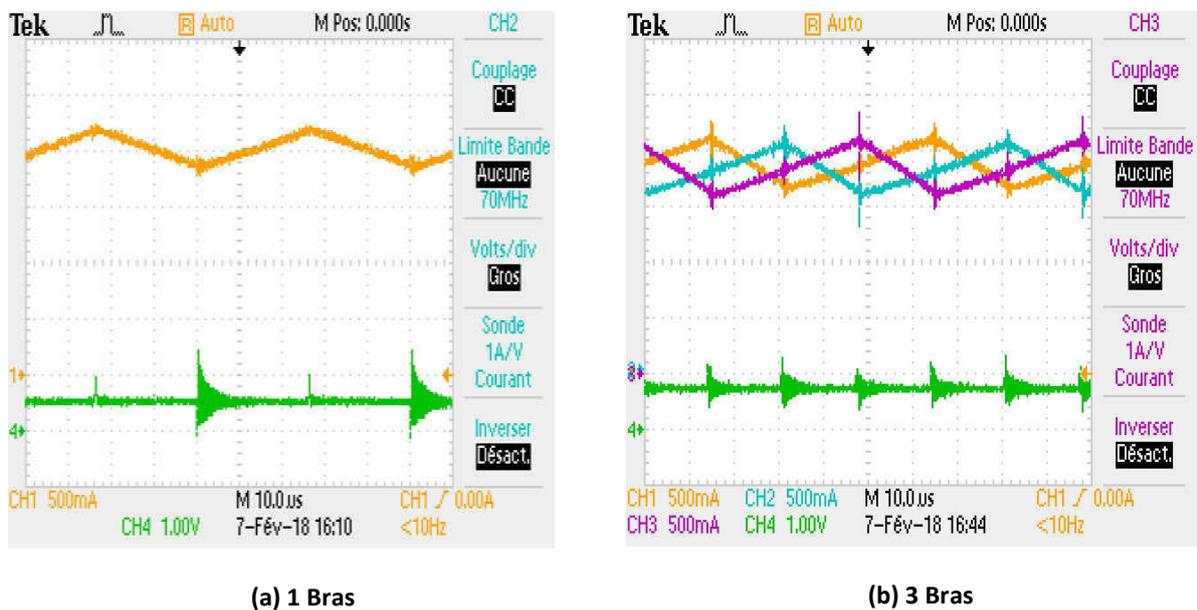


Figure (4. 23) : Evolution de courant dans l'inductance et de tension de la sortie en boucle fermée

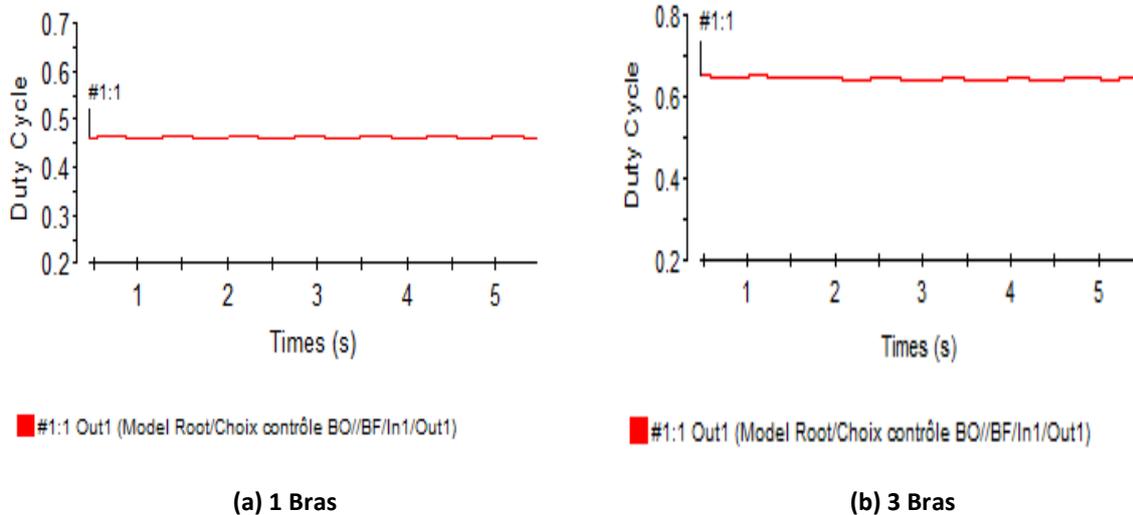


Figure (4. 24) : Evolution de rapport cyclique en boucle fermée

Pour un convertisseur Boost 1 bras, on fixe la tension de référence $V_{ref} = 52 \text{ V}$ on obtient un rapport cyclique de l'ordre de $d=0.46$. Pour un convertisseur Boost entrelacé trois bras, on fixe la tension de référence $V_{ref} = 75 \text{ V}$ on obtient un rapport cyclique de l'ordre de $d=0.65$. D'après ces résultats on remarque que la boucle de régulation fonctionne correctement puisque pour chaque valeur de la tension de référence choisie, la valeur de rapport cyclique obtenu est vérifiée par l'équation théorique : $v_o = \frac{V_{pac}}{1-d}$.

5. Réalisation d'un convertisseur DC/DC à résonance parallèle

Le prototype de convertisseur unidirectionnel réalisé est représenté par la figure (4.26). Ce convertisseur est également constitué par les composants suivants : Le module de circuit de puissance est constitué d'un onduleur monophasé (convertisseur DC/AC), un circuit résonnant (L_r et C_r parallèle), un transformateur planaire, un redresseur à double alternance (convertisseur AC/DC) et un condensateur de filtrage. Afin de faciliter l'étude, l'ensemble des charges (réseau de bord, système d'entraînement d'un véhicule électrique et auxiliaires) est considérée comme une charge résistive connectée au bus continu dont la topologie est présentée par la figure (4.25).

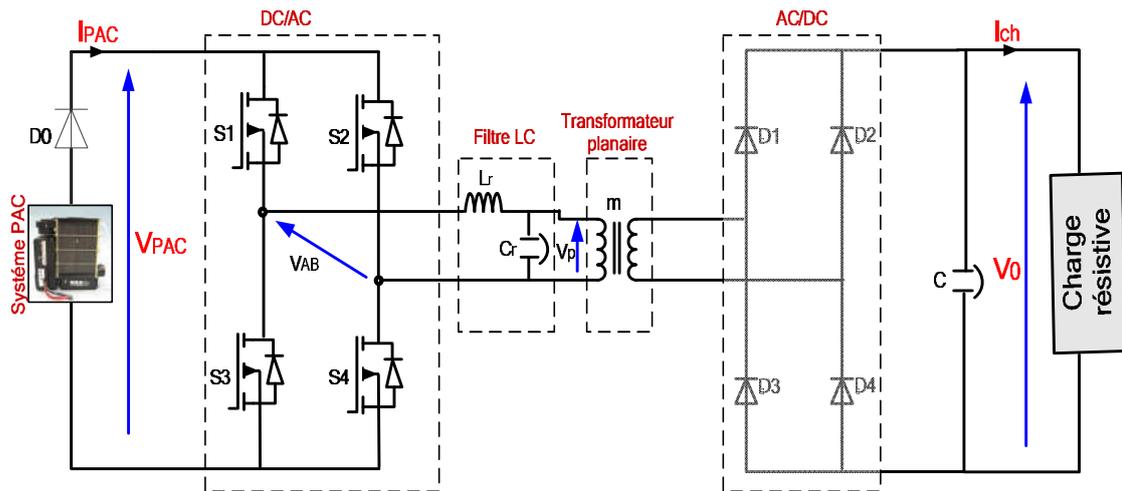


Figure (4. 25) : Topologie de convertisseur DC/DC à résonance parallèle

La commande rapprochée des IGBTs est assurée au moyen d'un driver HCPL-316. Celle ci, nous a permis, d'une part d'adapter le niveau de tension requis par les interrupteurs et d'autre part garantit l'isolation galvanique entre l'étage de commande et l'étage de puissance. De plus, elle gère les temps morts pour les pilotages des deux interrupteurs d'un même bras. Elle assure une surveillance de chaque composant de puissance afin de détecter toute défaillance et dans le cas échéant elle inhibe les commandes des éléments en défaut. Les quatre signaux de commande dont leurs rapports cycliques et leurs fréquences sont variables, sont générés à partir de la carte dSPACE DS1104 [10], [38].



Figure (4. 26) : Maquette expérimentale du convertisseur DC/DC à résonance parallèle

La performance des interrupteurs de puissance (commutation à tension nulle) du convertisseur est analysée en observant successivement l'impulsion de déclenchement de la commutation et la tension et le courant correspondants. La figure (4.27) montre les formes d'ondes des signaux de commande de commutation générés à partir de la carte dSPACE DS1104. Ces signaux ont des amplitudes de 5 V TTL (5 V / div), fréquences de commutation de 20 kHz et un décalage de 180° entre eux. La tension aux bornes d'un interrupteur, comme montrée sur la figure (4.28), indique que la tension (50 V/div) aux bornes d'un interrupteur est nulle lorsqu'il est fermé et égale à 30 V lorsqu'il est ouvert. La figure (4.29) montre aussi que le courant traversant l'interrupteur est nul lorsque ce dernier est ouvert. La figure (4.30) présente la tension de l'onduleur, les figures (4.31) et (4.32) représentent respectivement les tensions primaire, secondaire du transformateur planaire et le courant résonnant circulant dans l'inductance L_r . On constate que les tensions primaire et secondaire sont sinusoïdales et leurs valeurs efficaces sont respectivement égales à 25V et 185V. Le courant résonnant présente quelques oscillations. Alors que la figure (4.33) montre la tension redressée. La figure (4.34) représente tension de bus continue côté charge qui est égale à 140V.

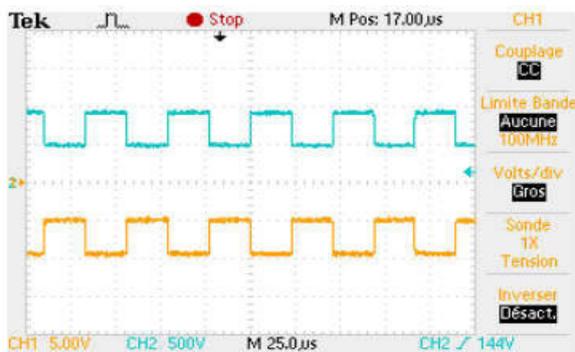


Figure (4. 27) : Signaux de commande

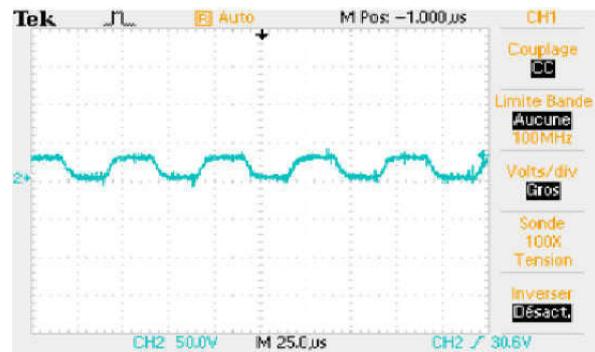


Figure (4. 28) : Tension d'interrupteur

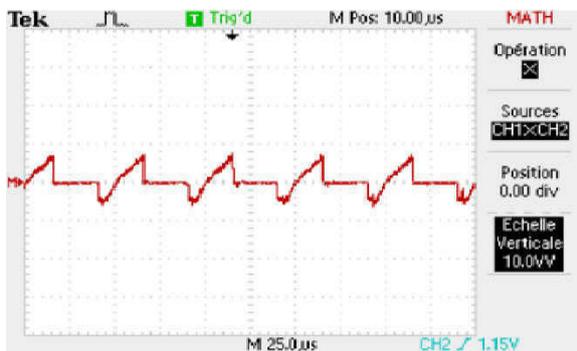


Figure (4. 29) : Courant d'interrupteur

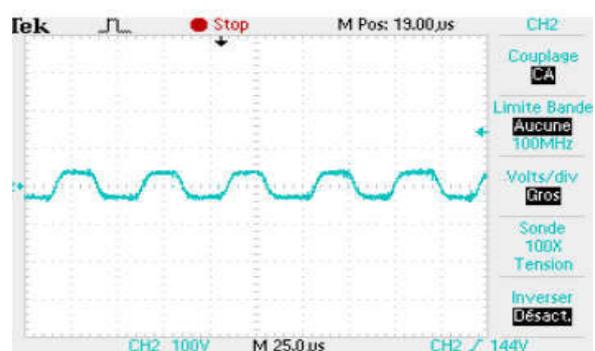


Figure (4. 31) : Tension de sortie de l'onduleur

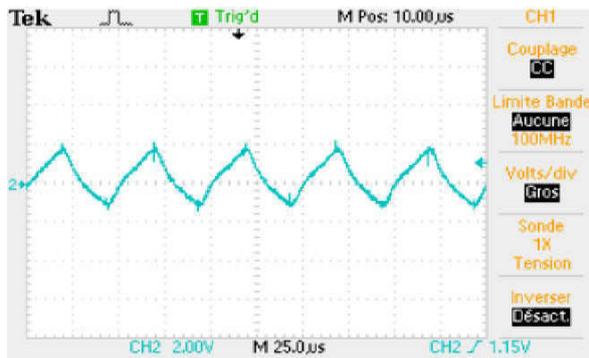


Figure (4. 30) : Courant de résonance

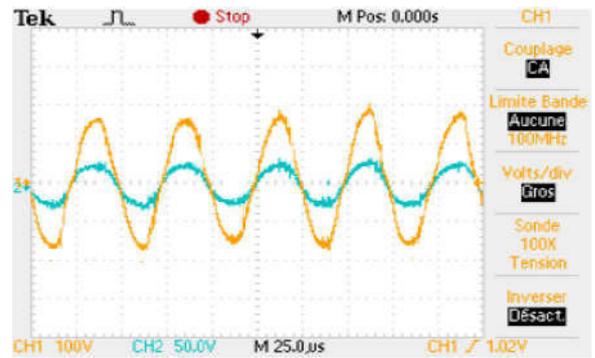


Figure (4. 32) : Tension d'entrée et de sortie de transformateur planaire

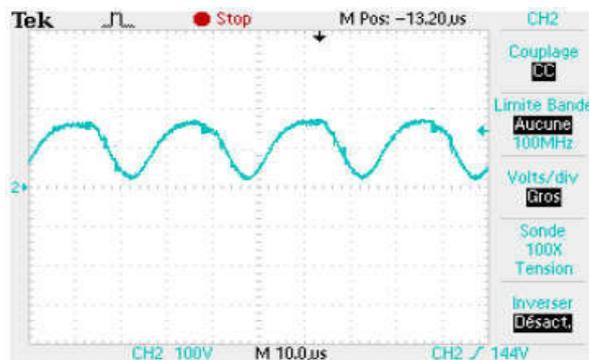


Figure (4. 33) : Tension redressée

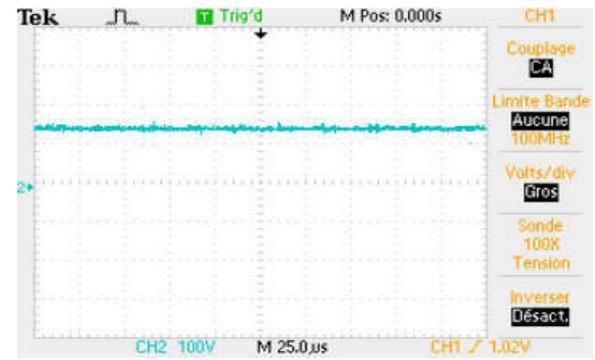


Figure (4. 34) : Tension de bus continu (V0)

6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le banc d'essai de la pile à combustible de type Nexa PEM 1.2 kW et nous avons déterminé les courbes de polarisation de la pile sous différentes conditions opératoires, en statique et en dynamique. Ensuite nous avons montré la description de la maquette de convertisseur DC/DC entrelacé, en particulier les cartes de mesure, carte DSPACE 1104, Carte FPGA, les différentes cartes drivers et d'interfaces. Les algorithmes de contrôles proposés dans cette thèse ont été implémentés dans le système de prototypage rapide dSPACE. Les performances de ces algorithmes ont été étudiées pour une large gamme de valeurs de rapport cyclique. Les résultats expérimentaux ont montré la robustesse et les performances des algorithmes de commande sur une large gamme de fonctionnement, leur permettant d'être utilisés pour une large variété d'applications. Enfin un convertisseur DC/DC à résonance parallèle a été réalisé et testé avec succès.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Avec les contraintes de plus en plus accrues sur les ressources énergétiques et les préoccupations environnementales, les véhicules électriques à pile à combustible attireront davantage l'intérêt de l'industrie automobile et des consommateurs. Bien que la part de marché soit encore insignifiante aujourd'hui, on peut prédire que les véhicules électriques gagneront progressivement en popularité sur le marché en raison des économies de carburant et des performances supérieures du véhicule. La modélisation et la simulation joueront un rôle important dans la réussite de la conception et du développement de ce type des véhicules.

A l'issue de ce travail de recherche, deux structures originales des convertisseurs de puissance pour véhicules électrique à pile à combustible, ont été proposées et explorées. La principale contribution de ces recherches se situe au niveau de l'interface de puissance entre la source principale (PAC) et le bus continu. Le rôle de ce convertisseur est le conditionnement des niveaux et des formes d'ondes de tension et du courant de la source (pile à combustible) à ceux du bus continu du véhicule sur lequel sont branchés l'onduleur alimentant le moteur de traction de véhicule.

Une étude bibliographique à été menée. Cette étude nous a permis d'étudier les véhicules hybrides et électriques qui existent sur le marché essentiellement les véhicules à pile à combustible et super-condensateur. Nous avons présenté la structure de la chaîne énergétique de ce type de véhicules. Nous avons montrés que le choix des convertisseurs de puissance utilisées dépendent de plusieurs critères tel que : le rendement, la densité énergétique et le temps de réponse. Nous avons également présenté les différentes topologies existantes de convertisseurs DC-DC isolés et non isolés avec leurs avantages et leurs inconvénients.

Le dimensionnement des composants de véhicule est un problème délicat. Celui ci repose sur un ensemble de conditions et de contraintes précisées dans un cahier de charge prédéfini à l'avance. Nous avons commencé par le modèle mécanique de véhicule considéré dont ces principales caractéristiques sont la masse et le volume qu'il occupe dans l'espace. Ensuite nous avons dimensionné et modélisé la source d'énergie (pile à combustible). Ce modèle donne l'évolution de la tension de sortie de la pile, en fonction, du courant débité, de la température de la pile ainsi que des pressions partielles de l'hydrogène et l'oxygène.

Cependant, certaines questions sont toujours en attente, en particulier sur la faible tension produite à la sortie de la pile à combustible. En conséquence, un convertisseur DC-DC est indispensable pour augmenter le niveau de cette tension jusqu'au niveau de la tension du bus continu. Nous avons choisi deux convertisseurs DC-DC à haute fréquence à fin de minimiser le poids, l'encombrement et de garantir la fiabilité du système véhicule à pile à combustible. Le convertisseur DC-DC isolé à résonance parallèle et le convertisseur DC-DC non isolé entrelacé répondent aux exigences dans les applications véhicule électrique à

pile à combustible. Nous avons analysé et dimensionné ces deux convertisseurs DC-DC. Une modélisation dynamique à été développée et vérifiée par une simulation sur l'environnement Matlab/Simulink avec différentes conditions de conduite utilisé pour un cycle de vitesse européenne standard (NEDC).

Enfin, nous avons présenté le banc d'essai de la pile à combustible de type Nexa PEM 1.2 kW et nous avons déterminé les courbes de polarisation de la pile sous différentes conditions opératoires. Après nous avons montré la description de la maquette de convertisseur DC/DC entrelacé. Les résultats expérimentaux ont montré la robustesse et les performances des algorithmes de commande sur une large gamme de fonctionnement, leur permettant d'être utilisés pour une large variété d'applications. Ensuite un convertisseur DC-DC à résonance parallèle a été réalisé et testé avec succès.

Comme perspective à ce travail, plusieurs sont maintenant envisageables tel-que :

- Commande par tolérante aux défauts d'un convertisseur DC-DC entrelacé dédié au véhicule électrique à piles à combustible.
- Conception et amélioration de la fiabilité d'un convertisseur DC-DC entrelacé flottant pour véhicule électrique à piles à combustible.

Annexe

Annexe

A1 : Modélisation instantané du convertisseur DC/DC à résonance parallèle

La stratégie de commande choisie est la variation de déphasage entre les signaux de commande des deux bras. Ce type de commande consiste à fermer successivement ($S1, S4$) ensuite ($S1, S2, S3$ et $S4$) et finalement ($S2, S3$) comme le montre la figure (5.1).

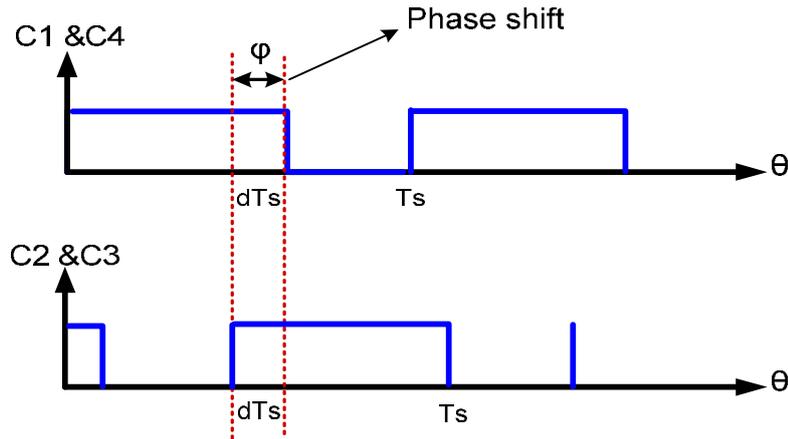


Figure (5.1) : Signaux de commande de convertisseur DC-DC à résonance LC parallèle.

Du fait du changement des états des interrupteurs, le convertisseur DC-DC change plusieurs fois sa configuration sur une période de fonctionnement. C'est un système à topologie variable. Le cycle de fonctionnement peut être divisé en dix modes de fonctionnement. Pour chaque mode, on établit le schéma équivalent de convertisseur.

Mode 1 : $t \in [0 \ t1]$: Dans ce cas les deux interrupteurs $K2$ et $K3$ sont passants. Le circuit équivalent est représenté par la figure (5.2).

Les expressions des courants sont données par l'équation (5.1).

$$\begin{cases} i_{k1}(t) = i_{k4}(t) = 0 \\ i_{k2}(t) = i_{k3}(t) = I_e \\ i_{Lr}(t) = -I_e \end{cases} \quad (5.1)$$

Durant une période de commutation, la tension de sortie reste constante, donc la tension aux bornes du condensateur C_r est aussi constante. Elle est exprimée par l'équation (5.2).

$$v_{c_r}(t) = \frac{-V_0}{m} \quad (5.2)$$

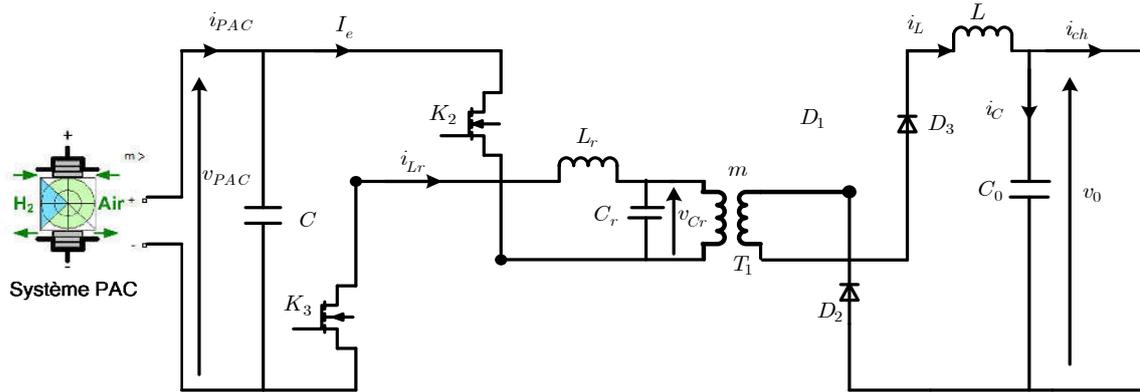


Figure (5.2) : Circuit équivalent en Mode 1.

Ce mode de fonctionnement continue tant que $K1$ et $K4$ sont encore bloqués.

Mode 2 : $t \in [t1, t2]$: à l'instant $t1$, on commande les interrupteurs $S1$ et $S4$. Les diodes $D2$ et $D3$ continuent à conduire, car les enroulements primaires de deux transformateurs sont alimentés par la tension du condensateur C_r . La figure (5.3) représente le circuit équivalent du convertisseur pour ce mode de fonctionnement.

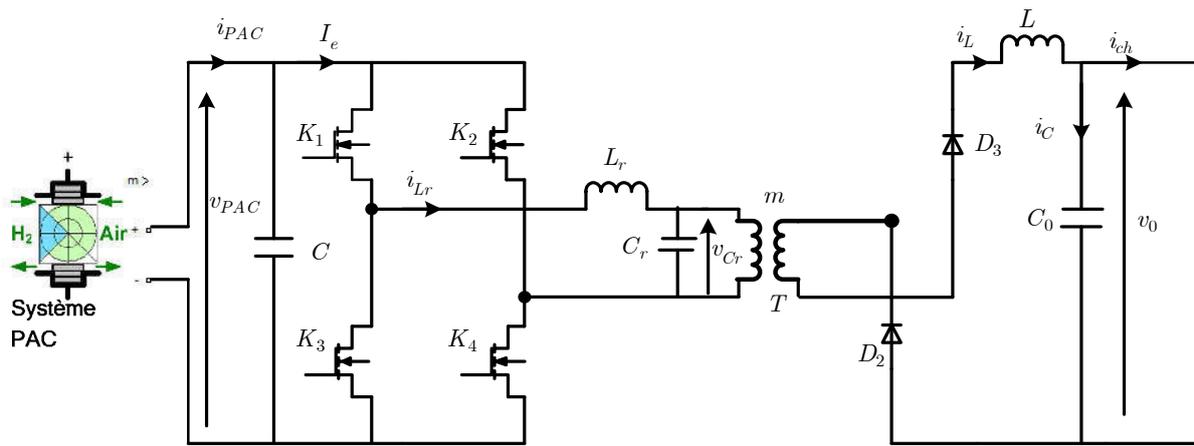


Figure (5.3) : Circuit équivalent mode 2.

Le circuit, composé par l'inductance L_r et le condensateur C_r est décrit par l'équation différentielle (5.3).

$$L_r \frac{d i_{Lr}(t)}{dt} + v_{Cr}(t) = 0 \tag{2.3}$$

Si on insère (5.2) dans l'équation (5.3), on obtient :

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = \frac{v_0}{mL_r}(t - t_1) - I_e \\ i_{K1}(t) = i_{K4}(t) = \frac{I_e + i_{Lr}(t)}{2} \\ i_{K2}(t) = i_{K3}(t) = \frac{I_e - i_{Lr}(t)}{2} \end{cases} \quad (5.4)$$

Ce mode se termine lorsque le courant $i_{Lr}(t)$ s'annule c'est à dire à $t_2 = t_1 + \frac{m \cdot I_e \cdot L_r}{v_0}$

Mode 3 : $t \in [t_2, t_3]$: à l'instant t_2^+ , les deux diodes D_2 et D_3 sont bloquées, car $i_{Cr}(t_2^+) = 0 \Rightarrow i_p(t) = 0 \Rightarrow i_s(t) = 0$. Le courant $i_{Lr}(t)$ change de signe et les deux courants primaires sont nuls. Le courant dans l'inductance L_r et la tension aux bornes du condensateur C_r sont exprimés par l'équation (5.5).

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = \frac{C_r dv_{Cr}(t)}{dt} \\ v_{Cr}(t) + L_r C_r \frac{d^2 v_{Cr}}{dt^2} = 0 \end{cases} \quad (5.5)$$

Les expressions des courants dans l'inductance L_r et les interrupteurs $S1$ et $S2$ sont données par l'équation (5.6).

$$\begin{cases} i_{Lr}(t) = \frac{v_0}{m} C_r \omega_0 \sin(\omega_0(t - t_2)) \\ i_{S1}(t) = i_{S4}(t) = \frac{1}{2} \left[\frac{v_0}{m} C_r \omega_0 \sin(\omega_0(t - t_2)) + I_e \right] \\ i_{S2}(t) = i_{S3}(t) = \frac{1}{2} \left[\frac{v_0}{m} C_r \omega_0 \sin(\omega_0(t - t_2)) - I_e \right] \end{cases} \quad (5.6)$$

La fin de ce mode est l'instant t_3 , pour lequel $i_{K2}(t_3) = i_{K3}(t_3) = 0$

$$\text{Avec : } t_3 = \arcsin(mI_e / (v_0 \cdot C_r \cdot \omega_0)) / \omega_0 + t_2 \quad (5.7)$$

La figure (5.4) donne le circuit équivalent du convertisseur pour ce mode de fonctionnement.

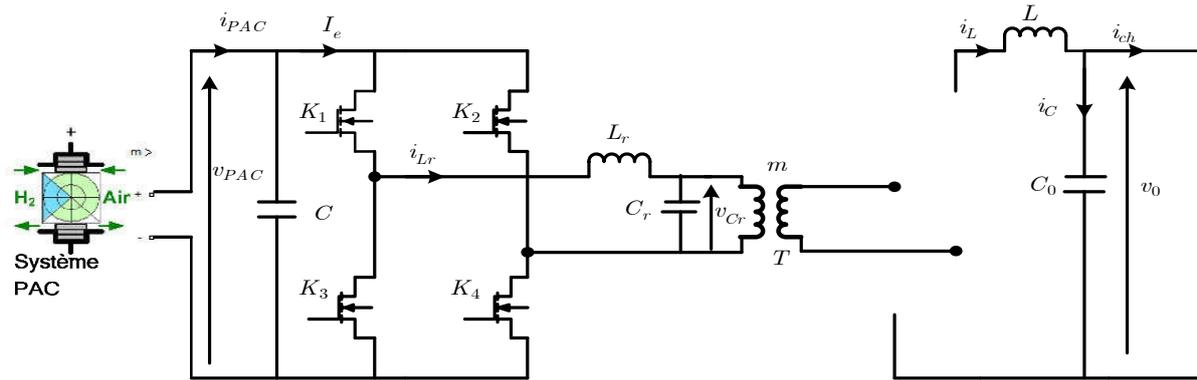


Figure (5.4) : Circuit équivalent mode 3.

Mode 4 : $t \in [t_3, t_5]$: à l'instant t_3 , le courant i_{K2} change son signe et les deux diodes (DS_2, DS_3) deviennent passantes. La charge est complètement déconnectée de la pile à combustible comme le montre la figure (5.5).

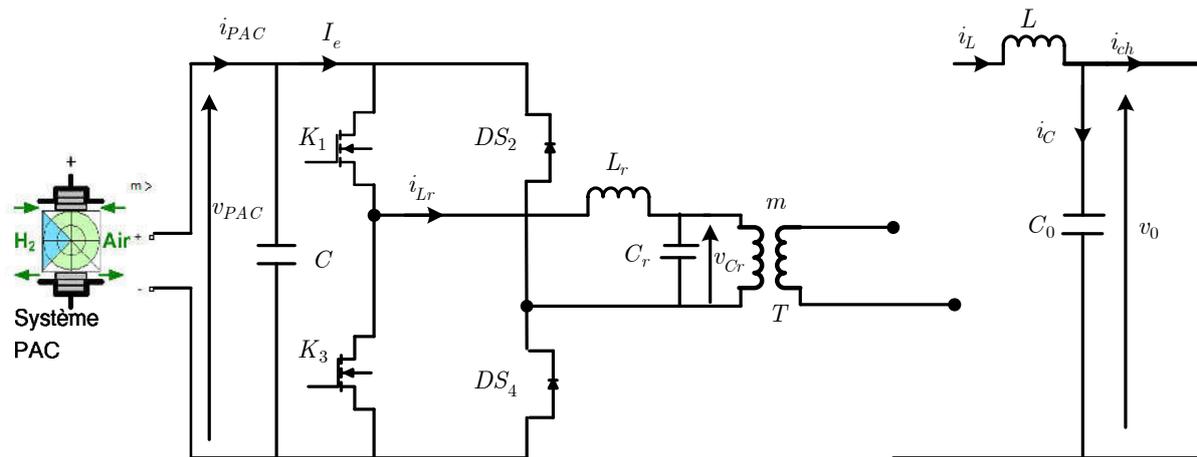


Figure (5.5) : Circuit équivalent mode 4.

Ce mode de fonctionnement est divisé en deux phases :

- $t \in [t_3, t_4]$ Durant cette intervalle le courant $i_{s2}(t)$ est négatif et décroissant (traverse DS_2). Cette phase se termine à l'instant t_4 , lorsque $v_{Cr}(t_4)=0$. L'expression de t_4 est donnée par l'équation (5.8).

$$t_4 = \frac{\pi}{2\omega_0} + t_3 \tag{5.8}$$

- $t \in [t_4, t_5]$ pendant cet intervalle, le courant $i_{s2}(t)$ est négatif mais croissant. Cette phase se termine au moment t_5 , lorsque $i_{s2}(t_5)=0$. L'expression de t_5 est donnée par l'équation (5.9).

$$t_5 = \frac{\pi}{\omega_0} + t_4 \tag{5.9}$$

Mode 5 : $t \in [t_5, t_6]$: uniquement les interrupteurs K_1 et K_4 sont en conduction, le condensateur C_r se charge à courant constant I_e . Dans ce cas, les courants des interrupteurs sont exprimés par l'équation (5.10).

$$\begin{cases} i_{k1}(t) = i_{k4}(t) = I_e = i_{Lr}(t) \\ i_{k2}(t) = i_{k3}(t) = 0 \end{cases} \tag{5.10}$$

La tension aux bornes de condensateur C_r est exprimée par l'équation (5.11).

$$v_{Cr}(t) = \frac{I_e}{C_r}(t - t_5) + v_{Cr}(t_5) \tag{5.11}$$

À l'instant t_6 , $v_{Cr}(t_6) = \frac{V_0}{m}$. Le circuit équivalent de convertisseur pour ce mode de fonctionnement est représenté par la figure (5.6)

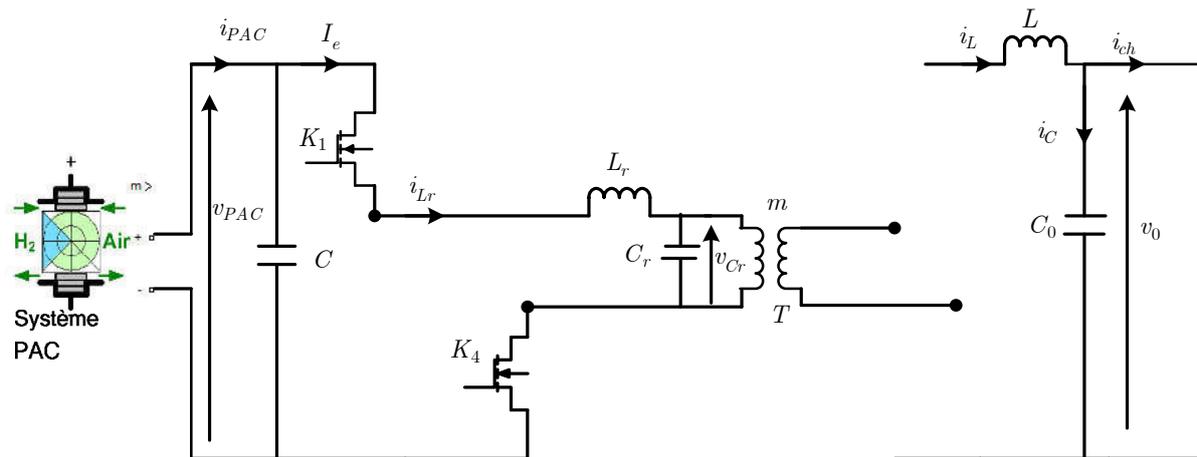


Figure (5.6) : Circuit équivalent mode 5.

Mode 6 : $t \in [t_6, t_7]$: le condensateur est complètement chargé. Chaque primaire est traversé par un courant $\frac{I_e}{2}$. Dans ce cas D_1 et D_4 sont passantes. La figure (5.7) représente le circuit équivalent de convertisseur pour ce mode de fonctionnement. L'équation (5.12) expriment les courants primaires, secondaires et dans l'inductance L_r .

$$\begin{cases} i_p(t) = \frac{I_e}{2} \\ i_s(t) = \frac{I_e}{m} \\ i_{Lr}(t) = I_e \end{cases} \quad (2.12)$$

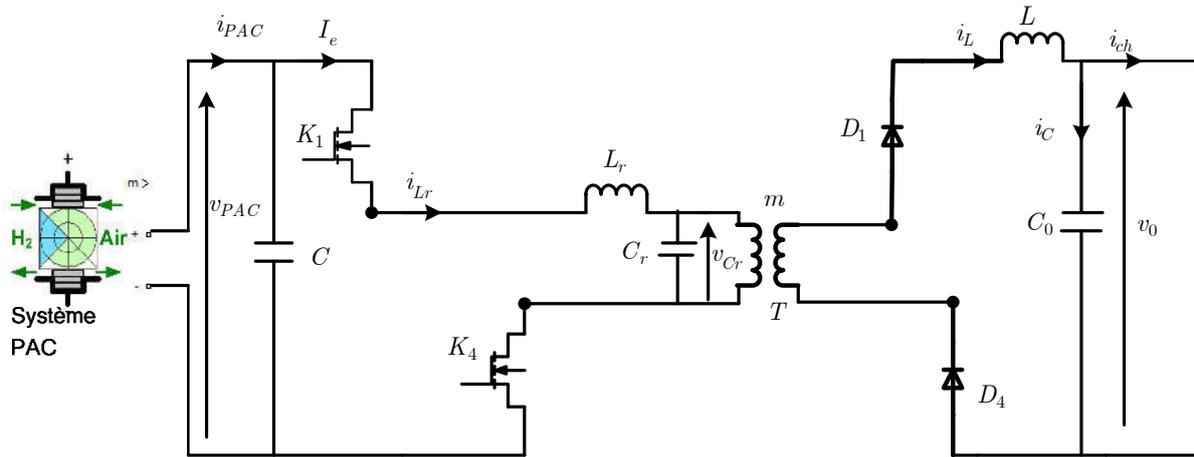


Figure (5.7) : Circuit équivalent mode 6.

Mode 7 : $t \in [t7, t8]$: à l'instant $t7$, on commande $K2$ et $K3$. La figure (5.8) représente le circuit équivalent de convertisseur pour ce mode de fonctionnement.

L'expression du courant dans l'inductance Lr est donnée par l'équation (5.13).

$$i_{Lr}(t) = \frac{V_0}{m.L_r}(t - t_7) + I_e \quad (5.13)$$

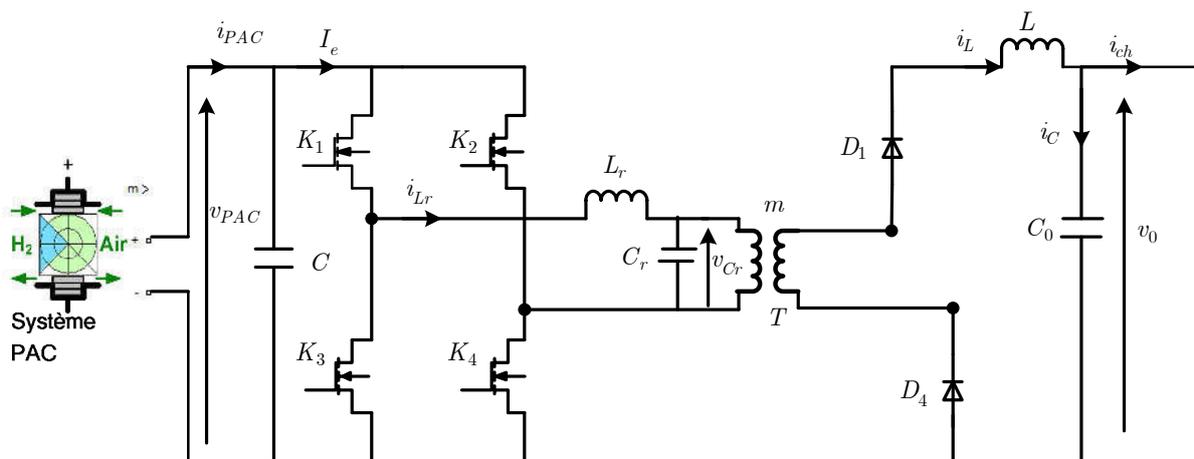


Figure (5.8) : Circuit équivalent mode 7.

On constate qu'il décroît linéairement, ce mode de fonctionnement continu jusqu'au $t8$.

$$t_8 = t_7 + \frac{m \cdot L_r \cdot I_e}{v_0} \tag{5.14}$$

Les expressions des courants dans les interrupteurs sont données par l'équation (2.15).

$$\begin{cases} i_{k1}(t) = i_{k4}(t) = \frac{1}{2} \left(\frac{2 \cdot I_e - (v_0(t - t_6))}{m \cdot L_r} \right) \\ i_{k2}(t) = i_{k3}(t) = \frac{1}{2} \left(\frac{2 \cdot I_e + (v_0(t - t_6))}{m \cdot L_r} \right) \end{cases} \tag{5.15}$$

Mode 8 : $t \in [t_8, t_9]$: à l'instant t_8 , le courant $i_{Lr}(t)$ devient négatif et exprimé par l'équation (5.16).

$$i_{Lr}(t) = \frac{-v_0 \cdot \omega_0 \cdot C_r}{m} \cdot \cos(\omega_0(t - t_8)) \tag{5.16}$$

La pile à combustible est déconnectée de la charge comme le montre la figure (5.9).

Dans ce cas, le courant $i_{k1}(t)$ diminue par contre le courant $i_{k2}(t)$ augmente. L'expression de la tension aux bornes du condensateur C_r est donnée par l'équation (5.17).

$$v_{Cr}(t) = \frac{v_0}{m} \cdot \cos(\omega_0(t - t_8)) \tag{5.17}$$

Ce cycle se termine lorsque $i_{k1}(t) = 0$, c'est à dire à t_9 , qui est égal à

$$t_9 = \arcsin(m / (v_0 \cdot C_r \cdot \omega_0)) / \omega_0 + t_8 \tag{5.18}$$

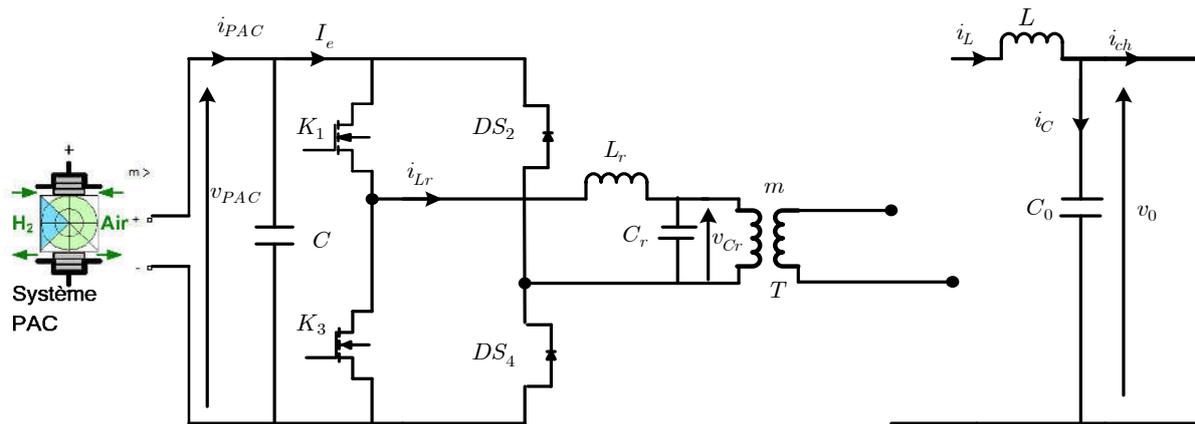


Figure (5.9) : Circuit équivalent mode 8.

Mode 9 : $t \in [t_9, t_{11}]$: le courant traversant les interrupteurs $S1$ et $S4$ devient négatif. Donc les deux diodes ($DS1, DS4$) entrent en conduction. La figure (5.10) représente le circuit équivalent du convertisseur pour ce mode. Cette séquence se devise en deux phases :

* $t \in [t_9, t_{10}]$, dans ce cas le courant $i_{s1}(t)$ est négatif les diodes (DS_1, DS_4) sont en conduction. Cette phase se termine à l'instant t_{10} (lorsque $v_{Cr}(t) = 0$). L'expression de cet instant est donnée par l'équation (5.19).

$$t_{10} = \pi / 2. \omega_0 + t_9 \tag{5.19}$$

* $t \in [t_{10}, t_{11}]$, dans ce cas, le courant $i_{k1}(t)$ est négatif et croissant. Cette phase se termine à l'instant t_{11} c'est à dire lorsque $i_{k1}(t_{11}) = 0$. L'instant t_{11} est exprimé par l'équation (5.20).

$$t_{11} = \pi / \omega_0 + t_{10} \tag{5.20}$$

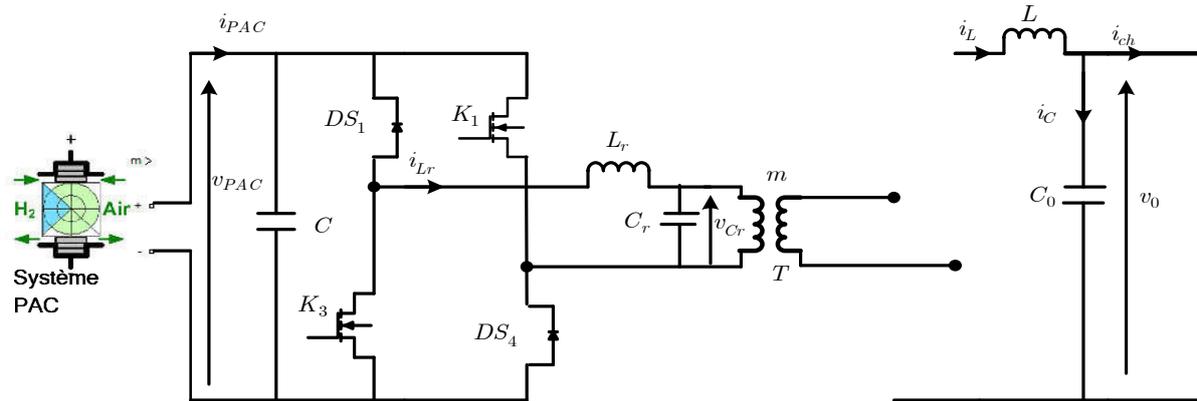


Figure (5.10) : Circuit équivalent mode 9

Mode 10 : $t \in [t_{11}, t_{12}]$: le condensateur se charge à un courant constant I_e , uniquement les interrupteurs K_2 et K_3 sont en conduction.

Les courants qui circulent dans les interrupteurs sont exprimés par l'équation (5.21).

$$\begin{cases} i_{k1}(t) = i_{k4}(t) = 0 \\ i_{k2}(t) = i_{k3}(t) = -i_{Lr}(t) = I_e \end{cases} \tag{5.21}$$

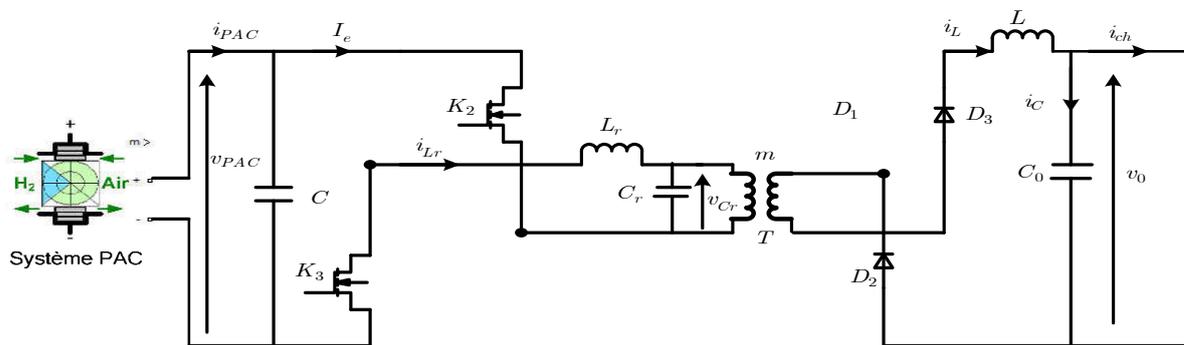


Figure (5.11) : Circuit équivalent mode 10.

Le tableau (5.1) précise l'état logique de chaque interrupteur et pour chaque mode de fonctionnement.

Tableau (5.1) : Etas des interrupteurs pour les différents modes

Interrupteur	K ₁	K ₂	K ₃	K ₄	D _{S1}	D _{S2}	D _{S3}	D _{S4}	D ₁	D ₂	D ₃	D ₄
Mode 1	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0
Mode 2	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0
Mode 3	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
Mode 4	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0
Mode 5	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
Mode 6	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1
Mode 7	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1
Mode 8	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
Mode 9	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0
Mode 10	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0

A2 : Détermination des coefficients de correcteurs :

Soit :

$$A_2 = \begin{pmatrix} A & 0 & 0 & B \\ 0 & A & 0 & B \\ 0 & 0 & A & B \\ C & C & C & D \end{pmatrix} \text{ Avec } A = s + K_1; B = K_4; D = s + K_3; C = K_2 \quad (5.22)$$

$$A_{21} + A_{23} + A_{25} - (A_{22} + A_{24} + A_{26}) = \begin{pmatrix} X_1 & 0 & 0 & Y \\ 0 & X_1 & 0 & Y \\ 0 & 0 & X_1 & Y \\ Z & Z & Z & 0 \end{pmatrix} \quad (5.23)$$

$$\text{Avec } X_1 = \frac{2r_D - r_T}{L}; Y = -\frac{2}{L}; Z = -\frac{2}{C_0}; X_1 = \frac{2r_D - r_T}{L}; E = k_1; F = k_3; \frac{1}{\det(A_2)} = \frac{1}{E^3F - 3E^2BC} \quad (5.24)$$

$$(sI - A_2)^{-1} = \frac{1}{\det(sI - A_2)} \begin{pmatrix} A^2D - 2ABC & -ABC & ABC & A^2B \\ -ABC & A^2D - 2ABC & -ABC & A^2B \\ ABC & -ABC & A^2D - 2ABC & A^2B \\ A^2C & A^2C & A^2C & A^3 \end{pmatrix} \quad (5.25)$$

$$(A_2)^{-1} = \begin{pmatrix} E^2F - 2EBC & -EBC & EBC & E^2B \\ -EBC & E^2F - 2EBC & -EBC & E^2B \\ EBC & -EBC & E^2F - 2EBC & E^2B \\ E^2C & E^2C & E^2C & E^3 \end{pmatrix}; B_2 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 1/L \\ 1/L \\ 0 \end{bmatrix}; C_2 = [0 \ 0 \ 0 \ 1]; U = [V_{PAC}] \quad (5.26)$$

En remplaçant A_2 , B_2 et C_2 par leurs expressions, on obtient :

$$H(s) = -\frac{V_{PAC}}{(A^3D - 3A^2BC)(E^2F - 3E^2BC)L} \begin{bmatrix} E^2F - 2EBC \\ E^2F - 4EBC \\ E^2F - 2EBC \\ E^2C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 & 0 & 0 & Y \\ 0 & X_1 & 0 & Y \\ 0 & 0 & X_1 & Y \\ Z & Z & Z & 0 \end{bmatrix}$$

$$H(s) = -\frac{V_{PAC} \cdot A[X_1(3E^2F - 8EBC) + E^2C(X_1F + YC)]}{(AD - 3BC)(E^2F - 3E^2BC)L}$$

$$H(s) = -\frac{V_{PAC} \cdot (s + k_1) \left[\left(\frac{2r_D - r_T}{L} \right) (3k_1^2k_3 - 8k_1k_4k_2) \right] + k_1^2k_2 \left(\frac{2r_D - r_T}{L} \right) k_3 + \frac{2}{L} k_2}{[(s + k_1)(s + k_3) - 3k_4k_2] (k_1^2k_3 - 3k_1^2k_4k_2)L} \quad (5.27)$$

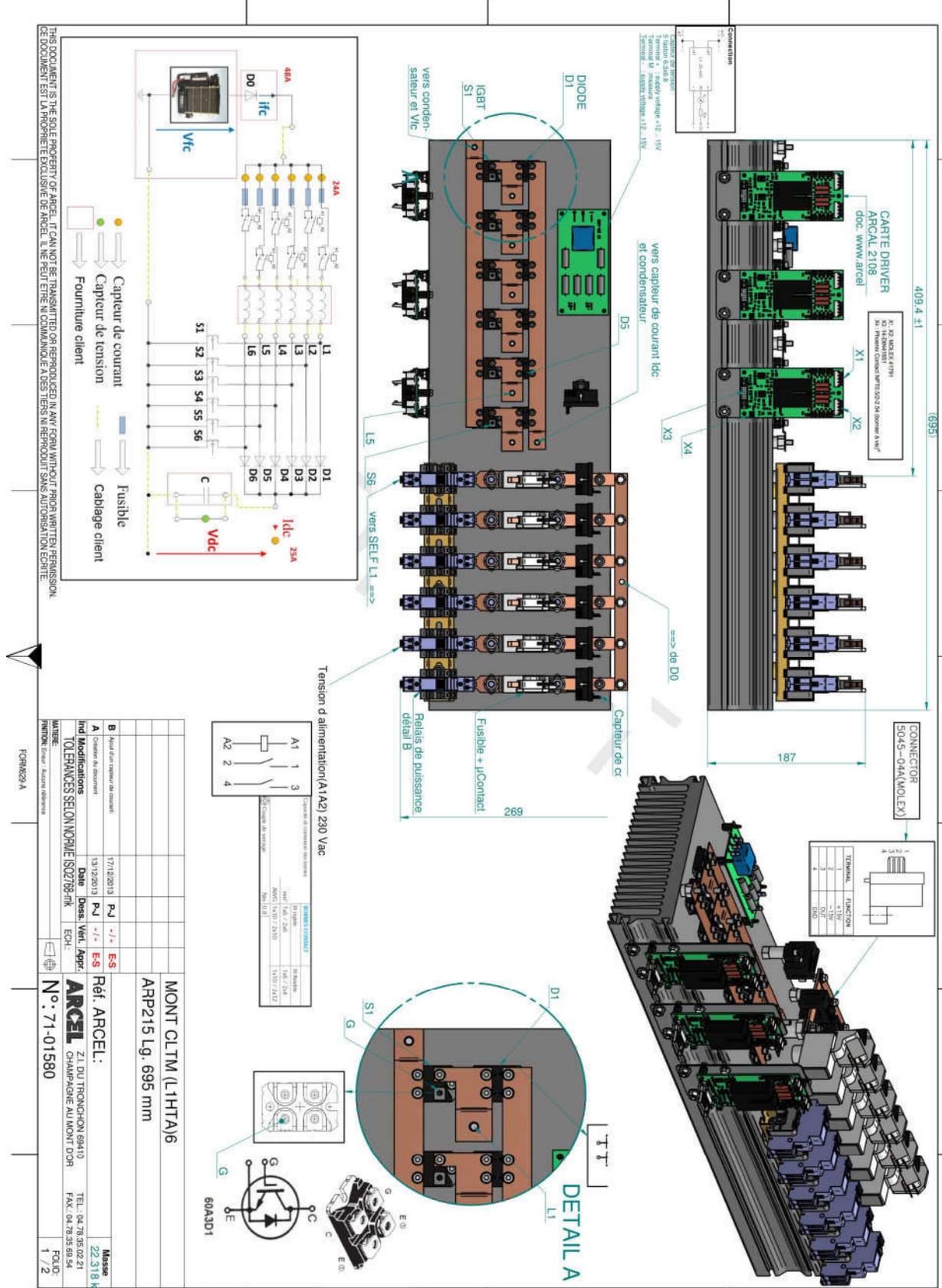
Avec :

$$\text{avec } k_1 = 5.63; k_2 = 630; k_3 = 1000; k_4 = 6300; L = 10^{-3}H; r_D = 0.006\Omega; r_T = 0.005\Omega$$

$$\text{Donc } H(s) = \frac{-45 \times 10^4 s + 3388 \times 10^4}{s^2 + 1005 \times s + 195070} \quad (5.28)$$

$$K_p = 0.015; T_i = 0.33.$$

A3 : Plan du convertisseur DC-DC entrelacé



Bibliographie

Bibliographie :

- [1] Ahmed Boucherit, «Conception d'un convertisseur de puissance pour les véhicules électriques multi-sources», thèse de doctorat de l'UTBM, Belfort, 2011.
- [2] Mansour Amari, «Etude d'un véhicule à pile à combustible et super condensateur : Convertisseurs statiques associés et optimisation énergétique», thèse de doctorat de l'ENSIT, Tunis, 2015.
- [3] Liu Xiao Feng, «Développement d'un outil d'architectures de chaînes de traction pour véhicules électriques ou hybrides » thèse de doctorat de l'université du Paris sud, France, 2009.
- [4] Destiny Loukakou Bounzeki MBEMBA, «Modélisation, conception et expérimentation d'un véhicule hybride léger pour usage urbains», thèse de doctorat de l'université de Franche-Comté, France, 2012.
- [5] Hurun TURKER, «Véhicules électriques hybrides rechargeables : Evaluation des impacts sur le réseau électrique et stratégies optimales de recharge » thèse de doctorat de l'université de Grenoble, France, 2006.
- [6] W. Lhomme, «Gestion d'énergie de véhicules électriques hybrides basée sur la représentation énergétique macroscopique » thèse de doctorat de l'université des sciences et Technologies de Lille, France, 2007.
- [7] S. Delpart, «Evaluation de stratégies de commande pour véhicules hybrides», thèse de doctorat de l'université de Valenciennes du Hainant Cambresis, 2002
- [8] S. Kermani, «Gestion énergétique des véhicules hybrides: De la simulation à la commande temps réel», thèse de doctorat de l'université de Valenciennes du Hainant Cambresis, 2009
- [9] D.guilbert, «Tolérance aux défauts et optimisation des convertisseurs dc-dc pour les véhicules électriques à pile à combustible», thèse de doctorat de l'UTBM, Belfort, 2014.
- [10] F. Slah, A. Mansour, A. Abdelkrim, B. Faouzi, "Analysis and Design of an LC Parallel-Resonant DC-DC Converter for a Fuel Cell Used in an Electrical Vehicle", Journal of Circuit System and Computer (J. C. S. C), ISSN- 0218-1266, pp. 1850119-1 -1850119-21, Nouv 2017.
- [11] C. Buccella, C. Cecati, H. Latafat and K. Razi, "Digital control of half-bridge LLC resonant converter", International power electronics and motion control conference (ECCE), IEEE (2012), pp. 1-6.

- [12] W. Andari, S. Ghazzi and H. Allagui, "Modeling and energy management of a PEM fuel cell/super-capacitor hybrid vehicle", *International Journal of Advanced Computer Science and Application*, Vol.8, (2017), pp.273-278.
- [13] Hattab Maker, « Optimisation et Gestion d'énergie pour un système hybride: Association pile à combustible et super-condensateur », thèse de doctorat de l'UTBM, Belfort 2008.
- [14] Jack Robert, Jean Alzieu "Accumulateurs - Accumulateurs au plomb", *Technique de L'ingénieur – D3351 – Novembre 2004*.
- [15] Daour Diop, « Contribution à la gestion de l'énergie d'un véhicule hybride série », Thèse de doctorat de l'université de Franche comté, France, 2004.
- [16] Nordine Maherzi "Etude, « Conception et réalisation d'un convertisseur d'énergie DC/DC associé à des super condensateurs », Thèse du Conservatoire National des Arts et Métiers LYON, 2010.
- [17] Belhachemi Farid, « Modélisation et caractérisation des supercondensateurs à couche double électrique utilisées en électronique de puissance », Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2001.
- [18] Benjamin Blunier et Abdellatif Miraoui, « Piles à combustible, Principes, modélisation, applications avec exercices et problèmes corrigés », Ellipses, Technosup, 2007, pp 6.7.21.9.67.68.
- [19] Renaut MOSDALE « Transport électrique routier Véhicules électriques à pile à combustible » *Techniques de l'ingénieur Référence D5570* pp.2.
- [20] W. Vielstich, A. Lamm, H.A. Gasteiger, "Handbook of Fuel Cells. Fundamentals, Technology and Applications", Editors, 2003, John Wiley ET Sons, Chichester.
- [21] R. Erickson, "DC-DC power converters," Department of Electrical and Computer Engineering University of Colorado Boulder, CO, pp. 80 309–0425.
- [22] J. Lai and D. Nelson, "Energy management power converters in hybrid electric and fuel cell vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 766–777, 2007.
- [23] D. Choi, B. Lee, S. Choi, C. Won, and D. Yoo, "A novel power conversion circuit for cost-effective battery-fuel cell hybrid systems," *Journal of Power Sources*, vol. 152, pp. 245–255, 2005.
- [24] Y. Hayashi, « Power density design of SiC and GaN DC-DC converters for 380 V DC distribution system based on series-parallel circuit topology, » *Applied Power*

- Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE, pp. 1601,1606, March 2013.
- [25] J. Biela, U. Badstuebner et J. Kolar, «Design of a 5-kW, 1-U, 10-kW/dm Resonant DC–DC Converter for Telecom Applications» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, n° 17, pp. 1701, 1710, July 2009.
- [26] Y. Lembeye, V. Bang, G. Lefevre et J. Ferrieux, «Novel Half-Bridge Inductive DC–DC Isolated Converters for Fuel Cell Applications,» *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 24, n° 11, pp. 203,210, March 2009.
- [27] J. Lai, “A high-performance V6 converter for fuel cell power conditioning system,” in 2005 IEEE Conference Vehicle Power and Propulsion, 2005, p. 7.
- [28] K. Wang, C. Lin, L. Zhu, D. Qu, F. Lee, and J. Lai, “Bi-directional dc to dc converters for fuel cell systems,” *Power Electronics in Transportation*, 1998, pp. 47–51, 1998.
- [29] J. Lai and F. Peng, “Multilevel converters-a new breed of power converters,” *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 32, no. 3, pp. 509–517, 1996.
- [30] Garcia, F.S., Pomilio, J.A., Spiazzi, G.: ‘Modeling and control design of the interleaved double dual boost converter’, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 2013, 60, (8), pp. 1292–1300.
- [31] Tseng, K.C., Huang, C.C., Shih, W.Y.: ‘A high step-up converter with a voltage multiplier module for a photovoltaic system’, *IEEE Trans. Power Electron*, 2013, 28, (6), pp. 3047–3057.
- [32] D. Coutellier, V. Agelidis, and S. Choi, “Experimental verification of floating-output interleaved-input DC-DC high-gain transformer-less converter topologies,” in *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008*, 2008, pp. 562–568.
- [33] M. Zhang, Y. Jiang, F. Lee, and M. Jovanovic, “Single-phase three-level boost power factor correction converter,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC’95*, pp. 434–439.
- [34] R. Teodorescu, S. Kjaer, S. Munk-Nielsen, F. Blaabjerg, and J. Pedersen, “Comparative analysis of three interleaved boost power factor corrected topologies in DCM,” in *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC*, vol. 1, 2001.
- [35] C. Tipton, D. Urciuoli, and D. Porschet, “Development of a 90kW, Two Phase, Bi-Directional DC-DC Converter for Power Dense Applications,” 2004.

- [36] H. Li, F. Peng, and J. Lawler, "A natural ZVS high-power bi-directional DC-DC converter with minimum number of devices," in CONFERENCE RECORD OF THE IEEE INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, vol. 3, 2001, pp. 1874–1881.
- [37] A. Mansour, B. Faouzi, G. Jamel, E. Ismahen, "Design and analysis of a high frequency DC-DC converters for fuel cell and super-capacitor used in electrical vehicle", *International Journal of Hydrogen Energy*, Vol. 39, (2014), pp. 1580-1592.
- [38] S. Farhani, M. Amari, F. Bacha,"Modeling and simulation of energy conversion system used in electrical vehicle", *International Journal of Control Theory and applications* Vol.9, (2016), pp.435-451.
- [39] F. Slah, A. Mansour, M. Hajer and B. Faouzi, "Analysis, modeling and implementation of an interleaved boost DC-DC converter for fuel cell used in electric vehicle," *International Journal of Hydrogen Energy ELSEVIER*, vol. 42, pp.1-13, 2017.
- [40] Farhani Slah, Bacha Faouzi, "Modeling and control of a dc-dc resonant converter interfacing fuel cell in electric vehicle", *International Renewable Energy Congress (IREC 2018)*.
- [41] Victor Mester, "Conception Optimale Systématique des Composants de Chaîne de Traction Electrique", PhD thesis, Ecole Centrale de Lille, 2007.
- [42] Gwenaëlle Souffran, "Dimensionnement de la chaîne de traction d'un véhicule électrique hybride basé sur une modélisation stochastique de ses profils de mission", PhD thesis, Université de Nantes, 2012.
- [43] Mansour Amari, «Etude d'un véhicule à pile à combustible et super condensateur : Convertisseurs statiques associés et optimisation énergétique», thèse de doctorat de l'ENSIT, Tunis, 2015.
- [44] Chris. M David Wenzhong, Ali Emadi, "Modeling and simulation for electric and hybrid vehicles", *Proceedings of the IEEE*, pages 729–745, 2007.
- [45] Francois Martel, "Modélisation d'un véhicule électrique hybride et de la dégradation de ses batteries incluant sa validation expérimentale", PhD thesis, Université de Québec à trois rivières, 2012.
- [46] Farhan A. Salem, "Modeling and control solutions for electric vehicles", *European Scientific Journal*, pages 221–240, 2013.
- [47] Giakoumis. Evangelos G,"Light-duty vehicles", the chapter book of *Driving and Engine Cycles*, Springer, pp.65-166, 2017.

- [48] Hatem Allagui*, Dhia Mzoughi, Arafet Bouaicha and Adeldkader Mami, “ Modeling and Simulation of 1.2 kW Nexa PEM Fuel Cell System”, Indian Journal of Science and Technology, Vol.9, pp. 1-8, March 2016.
- [49] B. Long, S. T. Lim, Z. F. Bai, J. H. Ryu, and K.T. Chong,” Energy mangment and control of Electric vehicles, Using Hybrid power source in regenerative braking operation,” *Energies*, Vol. 7, (2014), pp.4300-4315.
- [50] M. Zandi, A. Paymen, J-P. Martin, S. Pierfederici, B. Davat and F. Tabar, Energy Management of a fuel Cell /super capacitor/ battery power source for electric vehicular applications, *IEEE Trans.Veh Technol*, vol. 60 , No. 2, (February 2011), pp. 433-443.
- [51] Y. Ates, O. Erdinc, M. Uzunoglu, and B. Vural, Energy mangment of an FC/UC hybrid neural network-wavelet transform based strategy, *International Journal of Hydrogen Energy*, Vol. 35, (2010), pp.774-783.
- [52] A. Khaligh and Z. Li, Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art, *IEEE Trans. Veh Technol*, Vol. 59, (2010), pp.2806–2814.
- [53] Bouaicha A, Allegui.H, Aglzim EHR, Mami. A,” Design and realization of an electronic load for a PEM fuel cell”, *International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, Vol.8, pp. 195–200, 2014.
- [54] Asma MERDASSI, “Outil d’aide à la modélisation moyenne de convertisseurs statiques pour la simulation de systèmes mécatronique”, Thèse de doctorat, Institut Polytechnique de Grenoble, Octobre 2009.
- [55] W.Na,B.Gou and T.Kim, “Analysis and control of a bidirectional DC-DC converter for an ultra-capacitor in a fuel cell generation system,” *JEE Theory and application*, vol.1, pp. 72-78, 2010.
- [56] Z. Zhang, R.Pittini, M. Andersen and O. Thomsen,”A review and design of power electronics converters for fuel cell hybrid system applications”, *Energy Procedia*, ELSEIVER, Vol.20 (2012), pp.301-310
- [57] V. Thirumurugan, K. Senthilkumar and S. Manoharan, “Design of Dual-Bridge high frequency resonant dc-dc converter for storage application”, *International Journal of Control Theory and applications*, Vol.10, No.2, (2017), pp.205-215.
- [58] L. Xiaodong, “A LLC-Type Dual-Bridge Resonant Converter: Analysis, Design, Simulation and Experimental Results”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 8, (2014), pp. 4313-4321.

- [59] M. Amari, F. Bacha and J. Ghouili, "Average model for an interleaved dc-dc boost for fuel cell electrical vehicle," *IJAREEIE International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronic Instrumentation*, Vol. 5, No. 1, pp. 19-29, January 2016.
- [60] Alexandre de Bernardinis, « Architectures des convertisseurs statiques et contrôle-commande associé pour les systèmes pile à combustible et mécatronique de puissance : Application aux véhicules électriques », HDR, France, Avril 2015.
- [61] Farag. S. Alargt , Ahmed. S. Ashur, Mohamed A. Shrud and Ahmed H. Khraz, "Interleaved Boost DC-DC Converter using Delta-Sigma Modulation Suitable for Renewable Energy Applications", *International Journal of Computer and Electrical engineering*, Vol. 6, No. 4, pp. 283-289, 2014.
- [62] Blunier B, Miraoui A, « Piles à Combustible », Paris, France : Techno sup Génie Energétique, 2007.
- [63] M. Kabalo, B. Blunier, D. Bouquain, A. Miraoui, *Proc. Of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1–6, 2010.
- [64] D. Guilbert, A. N'Diaye, P. Lumberda, A. Djerdir, "Fuel Cell Lifespan optimization by developing a power switch fault-tolerant control in floating interleaved Boost converter," *Journal of Fuel Cell Science and Technology*, pp. 1-14, 2016.
- [65] Fernandez RA, Cilleruello FB, Martinez IV. A new Approach to battery powered electric vehicles: a hydrogen fuel-cell-based range extender system", *Int J Hydrogen Energy*, Vol. 41, No. 8, pp. 4808-19, 2016.
- [67] Kais Brik, Faouzi Ben Ammar, "Improved performance and energy management strategy for proton exchange membrane Fuel Cell/Bakup battery in power electronic systems", *Int J Hydrogen Energy*, pp. 1-12, 2016.
- [68] B. Abderezzak, K. Busawon, R. Binns, "Flows consumption assessment study for Fuel Cell vehicles: Towards a popularization of FCVs technology", *Int J Hydrogen Energy*, pp. 1-7, 2017.
- [69] N. Kiran, V. Rangavalli and B. Vanajakshi, "Modeling, Analysis and Simulation of 4-Phase Boost Converter", *International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, Vol. 8, No. 9, pp. 1504-1514, 2014.

- [70] O. Hegazy, J. Van Mierlo and P. Lataire, "Analysis, Modeling, and Implementation of a Multidevice Interleaved DC-DC converter for fuel cell hybrid electric vehicles", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, vol. 27, No. 11, 2012.
- [71] Kheirandish A, Motlagh F, Shafiabadi N, Dahari M. Dynamic modeling of PEM fuel cell of Power electric bicycle system. Int J Hydrogen Energy, Vol. 41, No. 22, pp. 10228-38, 2016.
- [72] N. Benyahia, H. Denoun, A. Badji, M. Zaouia, T. Rekioua, N. Benamrouche, D. Rekioua, "MPPT Controller for an Interleaved Boost DC-DC Converter Used in fuel cell Electric Vehicles", International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 3, pp. 1-10, 2014.
- [73] K.E. Lakshmi Prabha and R. Thangapandian, "Design and analysis of Interleaved Boost Converter for Photovoltaic Module", International Journal of Power Control and Computation, Vol. 5, No. 2, pp. 34-41, 2013.
- [74] T. Taufik, T. Gunawan, D. Dolan, M. Anwari, "Design and Analysis of Two-Phase Boost DC-DC converter", International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering, Vol. 3, 2010.
- [75] Benyahia N, Denoun H, Zaouia M, Rekioua T, Benamrouche N, "Power systems simulation of fuel cell and supercapacitor based electric vehicle using an interleaving technique", Int J Hydrogen Energy Vol. 40, No. 45, pp. 15806-14, 2015.
- [76] Hwang JC, Chen LH, Yeh SN, "Comprehensive analysis and design of multi-leg fuel cell boost converter", Appl Energy, Vol. 84, No. 12, pp. 1274-88, December 2007.
- [77] Al-Saffar MA, Ismail EH, "A high voltage ratio and low stress DC-DC converter with reduced input current ripple for fuel cell source", Renew Energy, Vol. 82, pp. 35-43, 2015.
- [78] Garrigos A, Sobrino-Manzanares F, "Interleaved multi-phase and multi-switch boost converter for fuel cell applications", Int J Hydrogen Energy, Vol. 40, No. 36, pp. 8419-32, 2015.
- [79] C. Wang, M.H. Nehrir, S.R. Shaw, "Dynamic Models and Model Validation for PEM Fuel Cells Using Electrical Circuits", IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 20, Iss. 2, June 2005, pp. 442-451.
- [80] J.H. Kim, M.H. Jang, J.S. Choe, D.Y. Kim, Y.S. Tak, B.H. Cho, "An Experimental analysis of the Ripple Current Applied Variable Frequency Characteristic in a Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cell", Journal of Power Electronics, Vol. 11, Iss. 1, January 2011, pp. 82-89.

-
- [81] J.S. Lai, "A high-performance V6 converter for fuel cell power conditioning system", in: *Proceedings of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, September 2005, pp. 1-7.
- [82] D. Guilbert, A. Gaillard, A. N'Diaye, A. Djerdir, "Energy Efficiency and Fault Tolerance Comparison of DC/DC Converters Topologies for Fuel Cell Electric Vehicles", in: *Proceedings of IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC'13)*, Dearborn, USA, June 2013, pp. 1-7
- [83] J.G. Kassakian, M.F. Schlecht, G.C. Verghese, "Principles of power electronics", Addison-Wesley, 1991
- [84] D. Coutellier, V.G. Agelidis, S. Choi, "Experimental verification of floating-output interleaved-input DC-DC high-gain transformer-less converter topologies", in: *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, 2008, pp. 562-568.
- [85] D.guilbert, «Tolérance aux défauts et optimisation des convertisseurs dc-dc pour les véhicules électriques à pile a combustible», thèse de doctorat de l'UTBM, Belfort, 2014.

Résumé

Le secteur automobile, loin d'être épargné par ces nouveaux challenges, se retrouve même au cœur des changements, étant donné qu'il contribue à 22 % des émissions de gaz à effet de serre, responsables de la pollution atmosphérique et du réchauffement climatique. Ainsi, la nécessité de s'orienter vers des ressources énergétiques alternatives au pétrole, a engendré l'électrification progressive des véhicules. La pile à combustible (PAC) produit de l'énergie électrique à partir d'hydrogène et d'oxygène sans rejets de polluants. Son utilisation dans le secteur automobile est donc envisagée à long terme pour répondre au problème de mobilité durable. Cependant, certaines questions sont toujours en attente, en particulier sur la faible tension produite à la sortie de la pile à combustible. En conséquence, un convertisseur DC/DC est indispensable pour élever cette tension jusqu'au niveau de tension du bus continu. Afin d'être optimaux, les convertisseurs DC/DC Boost entrelacés et les convertisseurs DC/DC isolés doivent répondre à de nombreuses exigences dans les applications véhicule électrique à pile à combustible à savoir : faible masse et petit volume, haute efficacité énergétique, haute densité de puissance, faible coût, faible perturbation électromagnétique...

Cette thèse a comme objectif de concevoir et réaliser deux nouvelles topologies des convertisseurs de puissance DC/DC qui interfacent une pile à combustible au système d'entraînement d'un véhicule électrique. Le premier convertisseur appelé DC/DC à résonance parallèle est basée sur l'adoption d'un niveau de tension variable du bus continu et assure la protection de la pile à combustible. Le deuxième nommé DC/DC Boost entrelacé assurant la minimisation des ondulations de courant de sortie de la pile à combustible et permettant de garantir la fiabilité du système.

Mots clés : Véhicule électrique, pile à combustible, convertisseur DC/DC à résonance parallèle, convertisseur DC/DC entrelacé, transformateur planaire, model moyen, cycle de conduite NEDC.

Abstract

Even being far from spared by the new challenges, the automotive sector is at the heart of changes as it produces near to 22% of greenhouse gas emissions and it is responsible for air pollution and global warming. So, moving towards electricity productions based on green/clean energy has become increasingly important. The fuel cell (FC) produces electrical energy from hydrogen and oxygen without the release of pollutants. Its use in the automotive sector is therefore considered in the long term to address the problem of sustainable mobility. However, some issues are still arising because of the low voltage produced at the fuel cell output. Subsequently, a DC/DC converter becomes essential to rise up this voltage to the suitable level of the DC bus voltage. In order to fulfill all requirements for electrical vehicle applications using fuel cell as main energy, the interleaved boost DC/DC and isolated DC/DC converters were adopted to provide better performance: low mass and small volume, high energy efficiency, high power density, low cost, low electromagnetic distribution and reduced current ripple in order to lengthen the fuel cell life.

This research work focuses on the design and realization of two new topologies of DC / DC power converters that interface a fuel cell to the drive system of an electric vehicle. The first converter is the parallel resonant dc/dc boost converter which provides a wide voltage range for the DC bus and it offers protection for the fuel cell. The second converter is the interleaved DC /DC boost converter which ensures the minimization of the output current ripple of the fuel cell and guarantees the reliability of the system.

Key words : Electric vehicle, fuel cell, parallel resonant DC/DC converter, interleaved DC/DC converter, planar transformer, average model, NEDC driving cycle.