



HAL
open science

Conception d'un convertisseur de puissance pour véhicules électriques multi-sources

Ahmed Boucherit

► **To cite this version:**

Ahmed Boucherit. Conception d'un convertisseur de puissance pour véhicules électriques multi-sources. Autre [cond-mat.other]. Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2011. Français. NNT : 2011BELF0171 . tel-00823565

HAL Id: tel-00823565

<https://theses.hal.science/tel-00823565>

Submitted on 17 May 2013

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

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

Université de Technologie de Belfort -Montbéliard

THESE

Présentée à

L'Université de technologie de Belfort Montbéliard

en vue de l'obtention du grade de

DOCTEUR

DE L'UNIVERSITE DE TECHNOLOGIE DE BELFORT-MONTBELIARD

SCIENCES POUR L'INGENIEUR

Par

Ahmed BOUCHERIT

Conception d'un convertisseur de puissance pour les véhicules électriques multi-sources

Soutenue le 16 décembre 2011 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

H. GUALOUS
G. VITALE
Y. AIT-AMIRAT
M. CIRINCIONE
A. DJERDIR
P. VENET

Rapporteur
Rapporteur
Examineur
Co-directeur de thèse
Directeur de thèse
Examineur

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés dans les locaux des laboratoires Set et FCLAB de Belfort. Je tiens à remercier tout particulièrement mon directeur de thèse Mr DJERDIR Abdeslam, pour ses conseils, sa confiance tout au long de ses années ; je remercie aussi Mr Maurizio CIRRINCIONE Co-encadrant de cette thèse pour sa disponibilité, son soutien et son implication pour le bon déroulement de ce travail. Je remercie également les membres de jury Mr Hamid GUALOUS, Giovanni VITALE, Yousef AIT-AMIRAT et monsieur Pascal VENET.

Ces années ont été agréables et enrichissantes, tant sur le plan humain que sur le plan intellectuel, grâce aux doctorants et aux enseignants-chercheurs du laboratoire, que je remercie chaleureusement pour leur générosité, leur solidarité et la bonne humeur ambiante.

Enfin, je remercie mes amis et ma famille. mon épouse ASSIA, qui m'a accompagné avec beaucoup de compassion durant ces années de thèse, qui a été patiente, et a cru en moi même dans les périodes de doute, et mes filles INES et Sabrina-Nada qui ont été un moteur de motivation et de persévérance chaque jour. Enfin Je dédie ce mémoire à ma mère et mon père, mes sœurs et mes frères.

NOMENCLATURE.....	i
--------------------------	----------

INTRODUCTION GENERALE.....	1
-----------------------------------	----------

Chapitre 1. ETAT DE L'ART DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE POUR LES VEHICULES ELECTRIQUES.....5

1.1. INTRODUCTION	7
1.2. LES SOURCES D'ENERGIE EMBARQUEE	8
1.2.1 Les Batteries	8
1.2.2 Les piles à combustibles	13
1.2.3 Les supercondensateurs	16
1.3.4 Les Moteurs électriques	20
1.3. LES AUXILIAIRES	24
1.4. LES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE.....	25
1.4.1 Topologies existantes des convertisseurs conditionneurs d'énergie	25
1.4.2. Problématique du bus-DC dans les véhicules électriques.....	31
1.4.3 Commandes des convertisseurs de puissance	32
1.4.4 Pertes et rendements énergétique : bilan de puissance, bilan des pertes	34
1.4.5 Alimentation de la motorisation	40
1.5. OBJECTIF DE LA THESE.....	45
1.6. CONCLUSION	46
1.7. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1.....	47

Chapitre 2. NOUVELLE STRUCTURE DE CONVERTISSEUR EMBARQUE.....51

2.1. INTRODUCTION.....	53
2.3. SCHEMA GLOBAL DU CONVERTISSEUR PROPOSE.....	53
2.2. INTERACTIONS SOURCES- BUS CONTINU	55
2.2.1. MODES DE FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR DC-DC	56
2.2.1.1. Mode1 : charge du pack de super-condensateurs.....	57
2.2.1.2. Mode 2: Alimentation du véhicule par la PàC seule.....	59
2.2.1.3. Modes 3: Alimentation du véhicule par la PàC seule via un Boost	59
2.2.1.4. Mode 4: Alimentation du véhicule par les SC seuls	62
2.2.1.5. Modes 5: Alimentation du véhicule par les Sc seules via un Boost.....	63
2.2.1.6. Modes 6: Récupération de l'énergie du véhicule par les SC.....	65
2.2.1.7. Modes hybrides.....	67
2.2.1.8. Remarque.....	70
2.3. SIMULATION DES FONCTIONNALITES DU CONVERTISSEUR DC-DC PROPOSE.....	70
2.3.1. MODELE DU MOSFET	70
2.3.2. PROGRAMME DE SIMULATION DU CONVERTISSEUR DC-DC PROPOSE.....	70
2.3.2.1. Bloc convertisseur DC-DC	72
2.3.2.2. Bloc Charge	74
2.3.3. RESULTATS DE SIMULATION.....	75
2.3.3.1. Mode 1 : Charge SC à partir de la Pàc.....	76
2.3.3.2. Mode 2: Alimentation du véhicule par la PàC seule.....	77
2.3.3.3. Mode 3: Alimentation du véhicule par la PàC seule via un Boost.....	79
2.3.3.4. Mode 4: Alimentation du véhicule par les SC seuls	80
2.3.3.5. Mode 5 : Alimentation du véhicule par les SC seuls à travers un boos	81
2.3.3.6. Mode 6 : Recharge des SC à partir du bus DC	81
2.4. CONCLUSION	83
5. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2.....	84

Chapitre 3. COMMANDE ET GESTION DE LA TENSION DU BUS-DC.....85

3.1. INTRODUCTION.....	88
3.2. STRATEGIE DE CONTROLE COMMANDE.....	88
3.2.1. Modèle dynamique du convertisseur DC-DC.....	91
3.2.2. Gestion de la tension du bus DC (niveau 2).....	102
3.2.3. Gestion des modes et des interrupteurs (niveau 1).....	105
3.2.4. Pulses de commande des convertisseurs (niveau 0).....	107
3.3. SIMULATIONS ET VALIDATIONS.....	111
3.3.1. Validation des boucles de régulation de la tension du bus DC.....	111
3.3.2. Validation de la gestion des modes et des interrupteurs.....	113
3.3.3. Validation de la gestion de la référence de tension du bus DC.....	114
3.3.4. Problématique de la gestion d'énergie.....	116
3.4. CONCLUSION.....	117
3.5. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3.....	118

Chapitre 4. DIMENSIONNEMENT ET VALIDATION EXPERIMENTALE.....119

4.1. INTRODUCTION.....	121
4.2. CAHIER DES CHARGES.....	121
4.3. DIMENSIONNEMENT DU CONVERTISSEUR CONNECTÉ À LA PILE.....	121
4.4. DIMENSIONNEMENT DU CONVERTISSEUR CONNECTÉ AU MODULE DE SC.....	125
4.5. ETUDE THERMIQUE.....	126
4.5.1. Le refroidissement direct.....	128
4.5.2. Le refroidissement indirect.....	129
4.5.3. Choix du refroidisseur.....	132
4.5.4. Optimisation du refroidisseur.....	133
4.6. CONCEPTION ET RÉALISATION DE LA MAQUETTE D'ESSAI.....	135
4.6.1. Dimensionnement des composants de la maquette.....	135
4.6.2. Conception électronique et mécanique et thermique.....	137
4.6.3. Réalisation physique de la maquette.....	139
4.7. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX.....	140
4.7.1. Validation de mode 1.....	140
4.7.2. Validation des modes 2 et 4.....	142
4.8. CONCLUSION.....	144
2.5. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 4.....	145

CONCLUSION GENERALE.....147

ANNEXES.....149

Annexe 2.A.....	151
Annexe 2.B.....	155
Annexe 3.A.....	163
Annexe 3.B.....	175
Annexe 4.A.....	183

BIBLIOGRAPHIE.....189

NOMENCLATURE

ABREVIATIONS

- PàC : Pile à combustible.
 SC : Super-condensateur.
 DC : Direct current.
 AC : Alternating current.
 MCC : Moteur à courant continu.
 MAP : Moteur à aimant permanent.
 MSAP : Moteur synchrone à aimant permanent.
 MRV : Moteur à réluctance variable.
 MAS : Moteur asynchrone.
 Bus DC: Bus continu.
 MC : Couplage magnétique.
 VEs : Voiture électrique.
 VHEs : Voiture hybride électrique.
 PI : régulateur proportionnel, intégrale
 P_{charge} : La puissance de charge.

VARIABLES DU SYSTEME SOURCES-CONVERTISSEURS-CHARGES

- P_{ch} : La puissance de charge « ou du bus continu » [W].
 P_e : La puissance moyenne d'entrée [W].
 P_{pertes} : La puissance des pertes dans les semi-conducteurs [W].
 P_{con} : La puissance des pertes par conduction [W].
 P_{com} : La puissance des pertes par commutation [W].
 P_{kr} : La puissance dissipée à la fermeture de composant semi-conducteur [W].
 P_d : La puissance maximal dissipée par un semi-conducteur [W].
 P_{kf} : La puissance dissipée à l'ouverture de composant semi-conducteur [W].
 W_{CT1} : Pertes en conduction d'origine bipolaire de la fonction transistor [J].
 W_{CT2} : Pertes en conduction d'origine ohmique de transistor [J].
 W_{CD1} : Pertes en conduction d'origine bipolaire de la diode [J].
 W_{CD2} : Pertes en conduction d'origine ohmique [J].
 V_{DC} : La tension du bus continu [V].

- $V_{PàC}$: La tension aux bornes de la pile à combustible.
- $V_{PàCmin}$: La tension minimale admise aux bornes de la pile à combustible au cours du fonctionnement [V].
- $V_{PàCmax}$: La tension maximale admise aux bornes de la pile à combustible au cours du fonctionnement [V].
- V_{SC} : La tension aux bornes des super-condensateurs [V].
- V_{SCmin} : La tension minimale admise aux bornes des supercondensateurs au cours du Fonctionnement [V].
- V_c : Tension au borne de la capacité de filtrage C_1 [V].
- V_{SCmax} : La tension maximale admise aux bornes des supercondensateurs au cours du fonctionnement [V].
- V_0 : Tension initiale de la PàC ou de SC [V].
- V_{T0} : Tension de seuil d'origine bipolaire [V].
- V_{D0} : Tension de seuil d'origine bipolaire [V].
- V_f : Tension de polarisation de la diode [V].
- e_a, e_b, e_c : Les forces électromotrices induit « f.é.m. » [V]
- I_S : Le courant de sortie [A].
- $I_{PàC}$: Le courant de la pile à combustible [A].
- I_{SC} : Le courant de super-condensateur [A].
- I_{ch} : Le courant de la charge « courant de bus continu » [A].
- I_{L1} : Le courant de la bobine L_1 [A].
- I_{L2} : Le courant de la bobine L_2 [A].
- C_e : Le couple de la machine [N/m].
- T_{on} : Durée de la commande à l'ouverture de transistor [S].
- T_s : Pas d'échantillonnage [S].
- T_c : Période de commutation [S].

INDICES

- K_i, K_p : Paramètres de correcteur PI.
- R_{DS} : Résistance drain source d'un semi-conducteur [Ω].
- T_j : Température de jonction maximum [$^{\circ}C$].
- T_a : Température ambiante [$^{\circ}C$].
- T_j : Température de jonction maximum [$^{\circ}C$].

P : Nombre de paires de pôles

SYMBOLES GRECS

η : le rendement de convertisseur DC-DC [%].

α : rapport cyclique.

Ω : vitesse de rotation [rad/s].

Φ_e : flux d'excitation [Wb].

Θ_e : angle électrique [rad].

Θ : angle mécanique [rad].

Θ_{jc} : résistance thermique entre jonction et boîtier [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$].

Θ_{cs} : résistance thermique de l'isolant [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$].

Θ_{sa} : résistance thermique de refroidisseur [$^{\circ}\text{C}/\text{W}$].

ψ : L'angle entre le courant et f.é.m. sur chaque phase d'une machine [Rad].

INTRODUCTION GENERALE

Les recherches actuelles en électronique de puissance dans le domaine des applications automobiles notamment les voitures électriques (EVs) et la voiture hybride électrique (HEVs) se focalise essentiellement sur les convertisseurs de puissance destinés à la gestion d'énergie embarquée dans ces véhicules. La disparité des niveaux de tensions et des courants entre les sources (pile à combustible, batteries, supercondensateurs) 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. Ce raisonnement est aussi valable du côté du convertisseur alimentant le moteur de traction (convertisseur AC-DC) où les pertes sont proportionnelles au rapport entre la tension du bus continu et la force contre-électromotrice du moteur. 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 combustibles 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 d'une nouvelle architecture de convertisseur basée 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 fém. 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 apporterait une amélioration du rendement énergétique de l'ensemble sources-moteurs notamment en mode urbain. Par ailleurs, afin de réduire le volume de l'électronique de puissance, nous intégrerons d'une part, tous les composants semi-conducteurs sur un même boîtier avec un seul refroidisseur et d'autre part, nous mutualiserons les condensateurs de filtrage (côté sources côté moteurs) en un seul. De plus, il sera également, possible de centraliser toute l'électronique de commande, de mesure et d'acquisition.

A 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 les composants électriques des véhicules routiers «automobiles». Ensuite, nous donnerons les caractéristiques des différentes sources embarquées (batteries, pile à combustible, super-condensateur) et les différentes technologies de motorisation les mieux adaptées dans le contexte de l'application automobile. Une grande partie de ce chapitre sera consacrée à la problématique du conditionnement d'énergie multi -source où l'on traitera différentes topologies de convertisseurs DC-DC. Un focus est fait sur le rendement énergétique de ces derniers. Ces informations permettront de situer les objectifs de notre travail par rapport à la littérature actuelle dans le domaine du conditionnement d'énergie à bord des véhicules électriques.

Le deuxième chapitre est consacré à la présentation d'une structure originale de convertisseur de puissance destiné au conditionnement d'énergie des véhicules électriques alimentés par plus d'une source d'énergie et ayant plus d'une charge ; le cas d'un véhicule alimenté par une pile à combustible et un pack de supercondensateurs sera particulièrement traité. Cette structure de convertisseur a été conçue dans l'objectif d'améliorer le rendement énergétique de la chaîne de traction de ce type de véhicules. En plus de l'exposition de la topologie générale du convertisseur proposé une étude détaillée sera menée sur sa partie continu-continu (DC-DC) assurant le conditionnement d'énergie des deux sources (pile à combustible et super-condensateurs) à la demande des charges (moteur et auxiliaires). Les modes de fonctionnement de ce convertisseur DC-DC seront mis en évidence à travers

l'analyse théorique et de la simulation numérique sous le logiciel MATLAB/SIMULINK. Les modèles utilisés dans les diverses simulations seront également évoqués.

Dans le troisième chapitre nous retracerons nos travaux de modélisation et de commande développés pour le convertisseur proposé. Nous exposerons la stratégie globale de la commande adoptée comportant trois différents niveaux qui interagissent pour générer les pulses de contrôle sur les gâchettes des transistors du convertisseur étudié. L'étude théorique et par simulation de ce système sera détaillée notamment à travers de l'exposition des résultats graphiques dont l'analyse permettra de mettre en lumière la complexité du processus de commande de la partie DC-DC du convertisseur proposé. Ensuite, des perspectives sur la partie commande seront discutées.

Le quatrième chapitre montrera, à travers la réalisation d'une maquette à échelle réduite, l'approche que nous préconisons pour mettre en œuvre le convertisseur de puissance proposé pour la gestion des flux d'énergies à bord des véhicules électriques. Puis, à l'issue d'une brève étude bibliographique sur les dissipateurs thermiques en électronique de puissance il sera démontré qu'un refroidisseur du type boucles à pompage thermo-capillaires pourrait s'imposer comme un moyen privilégié pour le refroidissement des convertisseurs de puissance embarqués. Enfin, les premiers tests sur la maquette développée seront exposés dans le but de valider 3 des six principaux modes de fonctionnement de la partie DC-DC du convertisseur proposé.

CHAPITRE 1

ETAT DE L'ART DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE POUR LES VEHICULES ELECTRIQUES

1.1.	INTRODUCTION	7
1.2.	LES SOURCES D'ENERGIE EMBARQUEE.....	8
1.2.1	Les Batteries	8
1.2.2	Les piles à combustibles	13
1.2.3	Les supercondensateurs	16
1.3.4	Les Moteurs électriques.....	20
1.3.	LES AUXILIAIRES.....	24
1.4.	LES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE.....	25
1.4 .1	Topologies existantes des convertisseurs conditionneurs d'énergie	25
1.4.2.	Problématique du bus-DC dans les véhicules électriques.....	31
1.4.3	Commandes des convertisseurs de puissance	32
1.4.4	Pertes et rendements énergétique : bilan de puissance, bilan des pertes	34
1.4.5	Alimentation de la motorisation	40
1.5.	OBJECTIF DE LA THESE.....	45
1.6.	CONCLUSION	46
1.7.	BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1	47

1.1. Introduction

Aujourd'hui le domaine du transport et notamment celui des véhicules est un secteur clé d'un point de vue consommation énergétique et de l'impact environnemental. Afin d'améliorer l'efficacité globale des véhicules, l'introduction de sources d'énergies alternatives embarquées est une solution. Deux solutions émergent actuellement : l'hybridation du moteur thermique par une source d'énergie électrique avec un taux d'hybridation plus ou moins important et la solution 100% électrique avec des problèmes d'autonomie et de coût qui lui sont associés. Ce travail de thèse entre dans le cadre des véhicules 100% électriques et s'intéresse à leurs chaînes de tractions ainsi que l'alimentation de leurs auxiliaires.

La chaîne de traction électrique est généralement composée des sources (batteries ou piles à combustible (PàC)) et des récepteurs (moteur de traction et des auxiliaires). La gestion d'énergie entre ces deux derniers nécessite l'utilisation des convertisseurs d'électronique de puissance pour conditionner le flux d'énergie entre eux, figure 1.1.

Dans un premier temps, nous nous intéresserons aux sources d'alimentation : batteries ou pile à combustible (PàC) ainsi qu'aux super condensateurs (SC) comme source auxiliaire très utile dans le cas de forte demande de puissance, et dans le cas de freinage pour la récupération d'énergie. Puis, nous traiterons du moteur de traction et des auxiliaires. Après cela nous approfondirons la problématique de la gestion d'énergie dans la voiture électrique par une comparaison entre plusieurs topologies des convertisseurs DC-DC multi-sources. Cette comparaison sera présentée notamment sur la base des topologies isolées et non isolées. En se basant sur cette comparaison nous montrons l'intérêt de développer une nouvelle topologie à la base d'une structure non isolée.

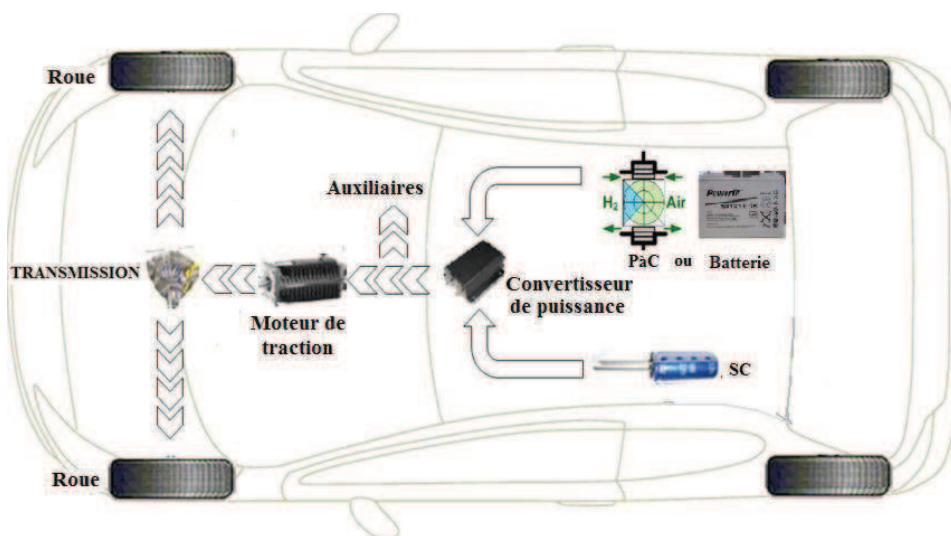


Figure 1.1. Architecture d'une chaîne de traction électrique

1.2. Les sources d'énergie embarquée

Depuis plus de 160 ans, les sources d'énergie restent toujours un problème majeur du véhicule électrique. Il y a trois principales technologies des sources embarquées utilisées dans le domaine de traction électrique (véhicule électrique). La première technologie est la batterie utilisée dans toutes les voitures électriques actuelles. La seconde technologie est la pile à combustible, une solution considérée comme étant une solution d'avenir d'après les spécialistes de ce domaine. Enfin, la dernière technologie est représentée par les super condensateurs, une source d'énergie d'appoint capable d'assurer les forts appels de puissance et la récupération d'énergie en cas de freinage [1.1].

1.2.1 Les Batteries

Ce paragraphe donne des éléments de réponses à des simples questions : qu'est-ce qu'une batterie¹? Quelle est le principe de fonctionnement d'une batterie ? Quelle sont les types des batteries idéales pour les voitures électriques ?

Un peu d'histoire : l'année 1800 est l'année de l'invention de l'élément clef de la voiture électrique, dans laquelle Alessandro volta (1745,1827) a inventé la première batterie [1.2].

Une batterie est le siège d'une réaction chimique réversible au cours de laquelle il peut y avoir soit libération d'énergie soit accumulation (conversion dans un sens ou dans l'autre d'énergie chimique en énergie électrique). La batterie est actuellement composée de plusieurs blocs élémentaires [1.3].

Pour comprendre le principe de fonctionnement d'une batterie, il suffit de connaître le principe chimique de l'oxydoréduction, selon lequel l'association d'un oxydant et d'un réducteur implique un échange d'électrons. Ainsi, une batterie est composée de deux métaux (une positive, une négative, appelées généralement cathode et anode) reliés par un pont électrolytique.

Pendant la charge, sous l'effet d'une sollicitation extérieure, le système passe d'un état A (de faible énergie) à un état B (d'énergie plus élevée) en suivant un processus réversible (on « force » une réaction chimique). Au cours de la décharge, le système repasse de l'état B à l'état A en libérant, sous forme électrique, l'énergie chimique accumulée au cours de la charge, comme le montre le tableau 1.1 [1.5].





	Électrode négative	Électrolyte Conducteur ionique	Électrode positive
Décharge	Oxydation	Ox_1 (cation)  Red_2 (anion) 	Réduction
Charge	Réduction	Red_1 (anion)  Ox_2 (cation) 	Oxydation

Tableau 1.1. : Réactions aux électrodes de systèmes électrochimiques en charge et en décharge

Il existe des batteries de différentes formes (structure ou technologie), par contre l'utilisation des ces différentes technologies dans les voitures électriques doit respecter certaines conditions [1.4]. [1.5], [1.22] parmi lesquelles :

- Une bonne puissance massique (rapport puissance /poids en W/kg) permettant des accélérations importantes.
- une bonne énergie massique (Wh/kg) synonyme d'une bonne autonomie.
- Une tension stable engendrant des performances régulières.
- Un durée de vie élevée, calculée en nombre de cycles charge/ décharge, conduisant à une diminution du coût pour l'utilisateur.
- Entretien faible et recyclable.

Parmi ces différentes technologies de batteries, certaines batteries peuvent être utilisées sur les véhicules électriques notamment [1.3] :

- La batterie plomb (Pb) utilisée sur la C15 électrique.
- La batterie nickel cadmium (Ni Cd) utilisée sur les 106 et Saxo électriques.
- La batterie nickel métal hydrure (Ni-MH) est utilisée sur les véhicules japonais et américains.
- La batterie lithium-ion (Li-ion) est montée sur le prototype 106 Vedlic qui embarque 25000Wh pour 250 kg de batterie.

Le tableau 1.2 et la Figure 1.2 résument les principales caractéristiques des batteries utilisées ou à l'étude pour la traction d'un véhicule terrestre. Les couples nickel-hydrure métallique (Ni-MH) et lithium-ion (Li-ion) présentent des énergies massiques et des densités

énergétiques très supérieures à celles des batteries traditionnelles plomb ou nickel-cadmium (Ni-Cd). Ces couples électrochimiques sont très utilisés dans les appareils nomades portatifs (téléphones mobiles, ordinateurs portables...). Mais le passage aux puissances et aux tailles de batteries exigés pour la motorisation automobile pose des problèmes de fonctionnement et de fiabilité non encore résolus à ce jour [1.22]. Le type Zebra, qui offre une densité énergétique intéressante, a pour l'instant vu son développement limité à l'équipement d'autobus et de véhicules routiers lourds [1.4], [1.5], [1.22]. Les véhicules électriques de batterie Nickel hydrure de métal sont d'ailleurs déjà commercialisés [1.4]. Certains pensent que les batteries Lithium-ion est l'espoir principal du véhicule électrique pur [1.4], [1.5]. [1.6], [1.7]. Grâce à ses performances massiques et volumiques de capacité énergétique, ce système présente la tension élémentaire la plus élevée (4 volt/élément, à comparer à 2V, 1V et 1,2V pour respectivement les technologies plomb, Ni/Cd et Ni/MH). Cette haute tension élémentaire reflète la très haute réactivité du couple électrochimique mis en jeu et illustre un des inconvénients majeurs de cette technologie : la sécurité. Des véhicules ont cependant déjà été produits, avec, en particulier, l'Altra *EV* de Nissan en 1998 [1.5].

	Plomb	Ni-Cd	Ni-MH	ZEBRA	Lithium phosphate	Li-ion	Lithium polymère
Energie spécifique (Wh/kg)	30-50	45-80	60-110	120	120-140	150-190	150-190
Densité d'énergie (Wh/litre)	75-120	80-150	220-330	180	190-220	220-330	220-330
Puissance en pointe (W/kg)	Jusqu'à 700		Jusqu'à 900	200	Jusqu'à 800	Jusqu'à 1500	Jusqu'à 250
Nombre de cycles¹	400-600 ² 1200 ³	2000	1500	800	> 2000	500-1000	200-300
Autodécharge par mois	5 %	20 %	30 %	12% par jour	5 %	10 %	10 %
Tension nominale d'un élément	2 V	1,2 V	1,2 V	2,6 V	3,2 V	3,6V	3,7V
Gamme de température de fonctionnement	- 20°C à 60°C	- 40°C à 60°C	- 20°C à 60°C	- 20°C à 50°C	-0°C à 45°C (charge) -20°C à 60°C (décharge)	20°C à 60°C	0°C à 60°C
Avantages	Faible coût	Fiabilité, Performance à froid.	Très bonne densité énergétique	bonne densité énergétique, bonne cyclabilité	Très bonne densité d'énergie, sécurité, coût, cyclabilité	Excellente énergie et puissance	Batteries minces possibles
Inconvénients	Faible énergie, mort subite	Relativement basse énergie, toxicité	Coût des matériaux de base, danger en cas de température élevée	Puissance limitée, autoconsommation	Charge à température positive	Sécurité des gros éléments, coût	Performance à froid, coût
Coûts indicatifs (€/kWh) 3	200 à 250 200	600	1500 à 2000	800 à 900	1000 à 1800	2000	1500 à 2000

Tableau 1.2 : Caractéristiques de différents types de batteries de traction [1.4]. [1.5].

¹⁾« Cyclabilité » : exprimée en nombre de cycles, correspondant à une charge et une décharge, elle caractérise la durée de vie de l'accumulateur, soit le nombre de fois où il peut restituer le même niveau d'énergie (après chaque recharge).

²⁾Conception étanche

³⁾Conception tubulaire

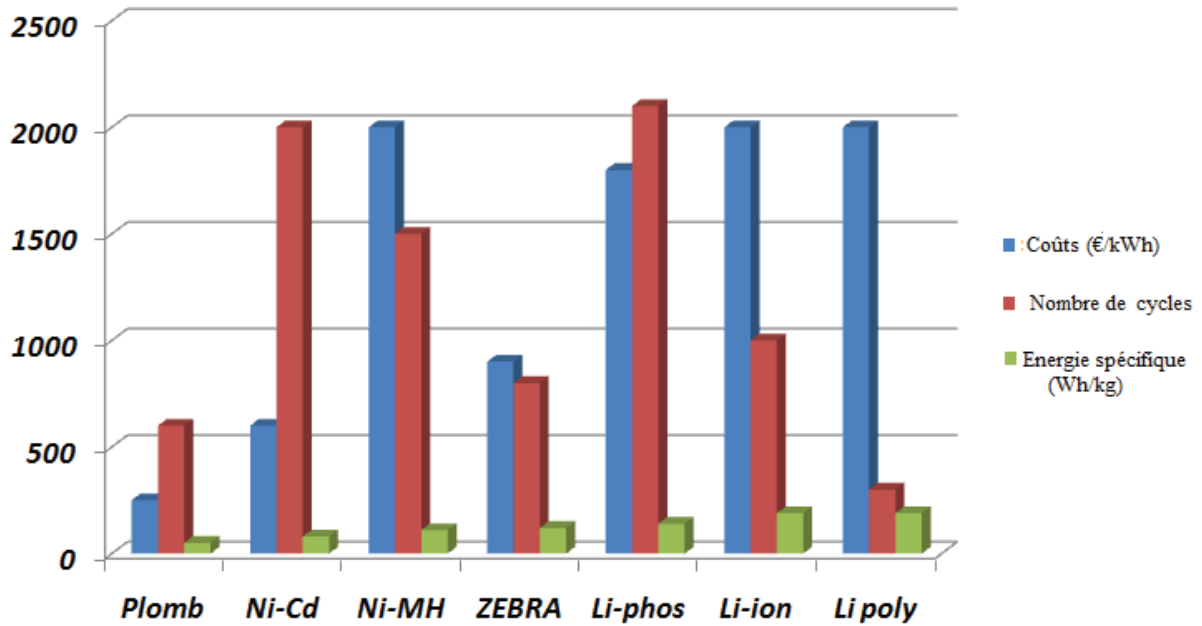


Figure 1.2. Comparatif des différents types des batteries pour VE

Logiquement, le poids de la batterie est dimensionné en fonction de la puissance demandée par la voiture (électrique ou hybride électrique). Donc à une puissance demandée correspond une densité massique et une densité massique correspondant à un poids. Le Tableau 1.3 montre les variations de la masse en fonction de la puissance du moteur de traction de la voiture électrique [1.50].

Batteries			200 Wh/kg			100 Wh/kg			70Wh/kg		
Distance (km)	énergie demandé *kWh	énergie Stockée kWh**	** kg	50 kW kW/kg	70kW kW/kg	kg	50kW kW/kg	70kW kW/kg	kg	50kW kW/kg	70kW kW/kg
16	2.52	3.6	18	2.78	3.89	36	1.39	1.94	51	.98	1.37
24	3.78	5.4	27	1.85	2.59	54	0.92	1.30	77	.65	.91
32	5.04	7.2	36	1.39	1.94	72	0.69	0.97	103	.49	.68
48	7.56	10.8	54	0.93	1.30	108	0.46	0.65	154	.32	.46
64	10.1	14.4	72	0.69	0.97	144	0.35	0.49	206	.24	.34

*la consommation d'énergie de véhicule à partir de la batterie.250Wh/1.6km.

**états de charge de la batterie est 70%, le poids c'est juste le poids des cellules sans emballage.

Tableau 1.3. : Variations du poids en fonction de la puissance du moteur de traction de la voiture électrique

On remarque bien que la masse de la batterie est proportionnel à l'énergie spécifique de la batterie pour une gamme de puissance destinée à une voiture électrique ou hybride électrique.

1.2.2 Les piles à combustibles

Une pile à combustibles 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 combustibles 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 [1.13].

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 [1.8],[1.12], figure .1.3

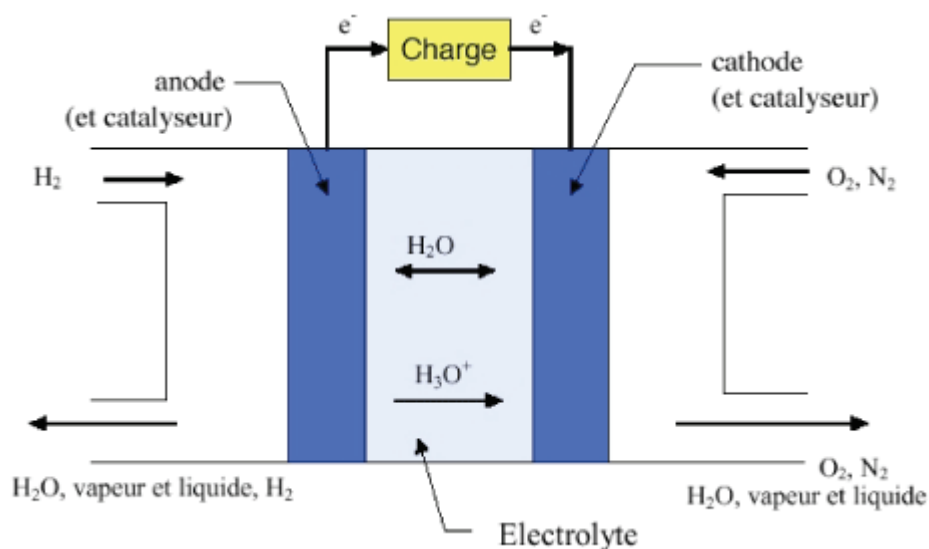


Figure 1.3. Schéma du principe de fonctionnement d'une cellule de pile à combustible. [1.11]

L'effet physico-chimique à l'origine des piles à combustibles 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 combustibles" 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 Ostwald⁴ (qui a reçu le prix Nobel en 1909) dit en 1884 :

La pile à combustibles 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 combustibles furent délaissées jusqu'au milieu du 20ème siècle, [1.9]. Les premières applications « automobiles » firent leur apparition sous forme de démonstrateurs⁵ 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 (de 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 [1.12].

Un système pile à combustibles 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 Figure 1.4 [1.50].

⁴*Friedrich Wilhelm Ostwald (née le 2 septembre 1853 à Rīga, Lettonie, Empire russe - 4 avril 1932 à Grossbothen, Allemagne) est un chimiste germano-balte. Il a notamment reçu le prix Nobel de chimie de 1909 « en reconnaissance de ses travaux sur la catalyse et pour ses recherches touchant les principes fondamentaux gouvernant l'équilibre chimique et les vitesses de réaction[1.10].*

⁵*Les démonstrateurs sont des dispositifs expérimentaux qui permettront de vérifier, dans des conditions représentatives de l'utilisation réelle, que le niveau de performances espéré peut être raisonnablement atteint. Un démonstrateur technologique peut ainsi être défini comme une action de validation technologique qui préfigure certaines fonctionnalités techniques d'un futur produit.*

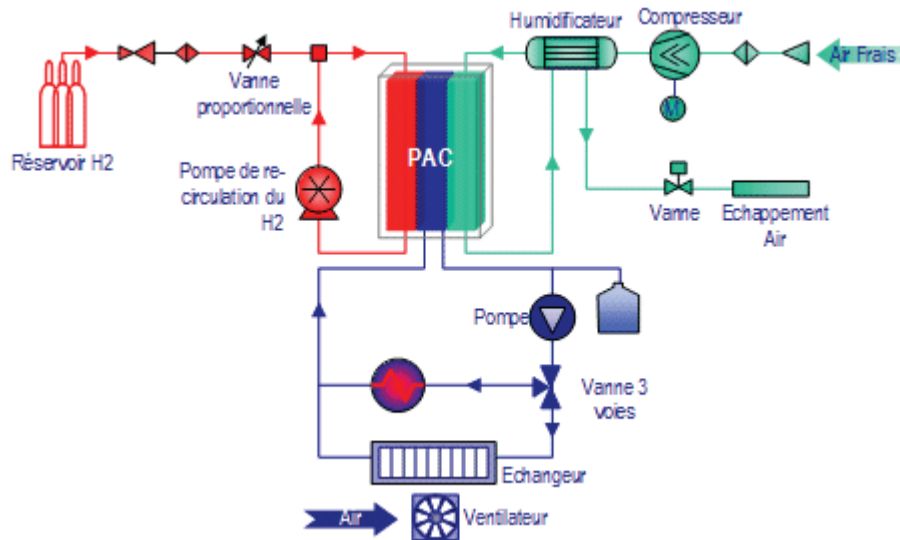


Figure 1.4. Schéma de principe d'un système pile à combustible [1.50]

Sur la Figure 1.4, 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 ces 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'ion assurant la conduction ionique. De ce fait, six filières différentes sont aujourd'hui recensées [1.8] :

- 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 oxide fuel cell*) (800°C-1000°C).

La Figure 1.5 montre une classification des différents types de pile à combustible en fonction de la température.

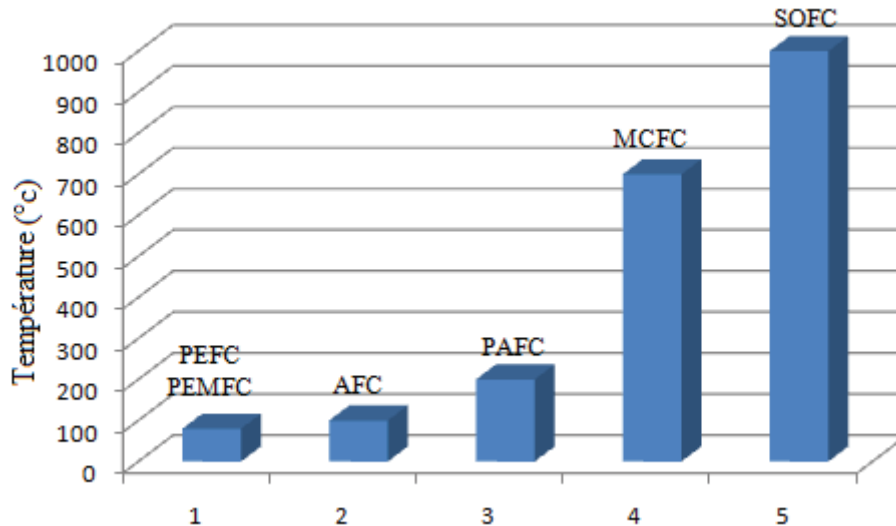


Figure 1.5. Classification différents types de pile à combustible en fonction de la température

Concernant l'application embarquée dans le domaine automobiles environ 60 millions de voitures neuves sont vendues chaque années à travers le monde et beaucoup de constructeurs automobiles ont spéculé que dans les 20 prochaines années 20% à 25% des ventes seront des véhicules « pile à combustible ». A cet effet certains programmes européens, américains, japonais ont été réalisés dans le secteur automobile [1.8] :

- VPE (véhicule propre autonome (1992-1997))
- FEVER (fuel cell electrica vehicle for efficiency and range) 1994-1997 s'est achevé par la réalisation d'un prototype (Renault Laguna Break) alimenté par une pile PEFC de 30Kw.
- HYDRO-GEN qui a débuté en 1996 est s'est achevé en 2000 par la réalisation d'un prototype PSA Partner qui a débuté les essais en 2001.

Dans le domaine automobile il y a deux applications qui sont distinctes [1.8]. 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.

1.2.3 Les supercondensateurs

P. Van Musschenbroek découvrit en 1745 l'accumulation statique de l'électricité. Les super-condensateurs ont été développés pour les applications de mémoire et ils s'ouvrent aujourd'hui à de nouvelles applications permettant ainsi de réduire la consommation d'énergie.

Un super-condensateur est un condensateur de technologie spécifique. Il permet d'obtenir une densité de puissance et d'énergie intermédiaire comparé aux batteries et aux condensateurs classiques.

Il existe plusieurs technologies de super-condensateur. Dans le cas des applications liées au stockage de l'énergie, on utilise un électrolyte organique qui limite la tension élémentaire à 3V et des électrodes de haute surface spécifique. L'objectif est d'apporter une réponse aux besoins de stockage et de restitution d'énergie sur de courtes durées.

Le principe de cette technologie s'appuie sur la théorie de la double couche d'Helmholtz (1853) [1.14] Cette théorie traduit l'accumulation de charges électriques entre un conducteur ionique et un conducteur électronique de haute surface spécifique. On crée ainsi un condensateur à valeur très élevée.

Un super-condensateur est composé de deux électrodes en charbon actif et imprégnées d'électrolyte. Elles sont séparées par une membrane. La double couche électrique est présente sur l'interface électrode-électrolyte figure .1.6.

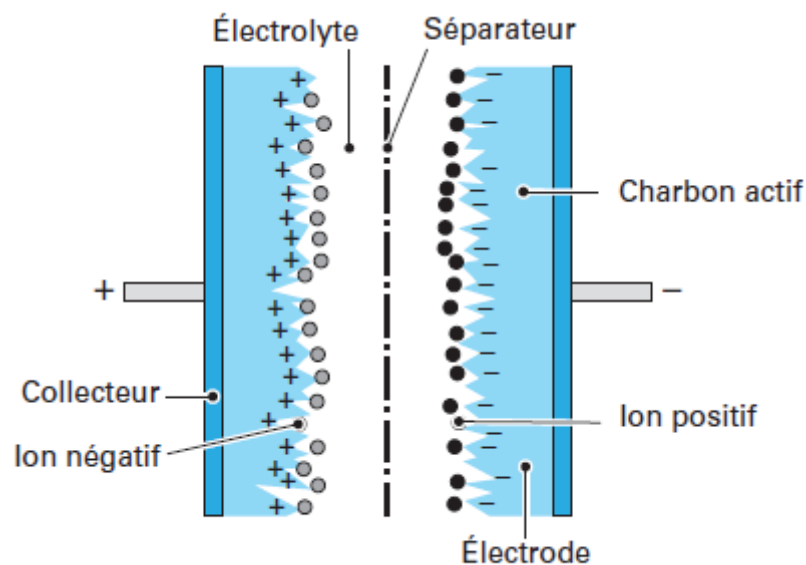


Figure 1.6. Condensateur électrolytique double couche[1.16]

La technologie de super-condensateur 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.

Les principales solutions actuelles sont formées à partir de charbon actif de surface spécifique supérieur à 1000 (m²/g) sous forme de poudre ou de tissus. Pour mettre en œuvre ces poudres, on utilise un solvant permettant le dépôt de charbon actif sur un collecteur de courant [1.15].

On obtient ainsi des capacités unitaires de l'ordre de la centaine voire du millier de Farads et dont les constantes de temps, bien inférieures à celle des batteries, sont de l'ordre de la seconde.

Le solvant joue ici le rôle de diélectrique de permittivité ϵ et correspond à une faible épaisseur d'isolant e et en conséquence la valeur de la capacité par unité de surface est élevée. On peut exprimer la capacité C à l'aide de la relation suivante:

$$C = \frac{\epsilon.S}{e} \quad (1)$$

La densité d'énergie d'un élément de super-condensateur peut alors atteindre plusieurs Wh/kg ce qui est considérable par rapport aux condensateurs, faible par rapport aux batteries et une densité de puissance de plusieurs kW/kg [1.15].

Les principaux atouts du super-condensateur par rapport aux autres solutions de stockage d'énergie sont sa puissance massique élevée, qui autorise des cycles de charge et décharge à courant fort (centaine d'ampères), une durée de vie très élevée (centaine de milliers de cycles) et une relative stabilité de ses caractéristiques en température par rapport aux batteries [1.15]

Ainsi, on peut estimer que le domaine d'intérêt privilégié des super-condensateurs regroupe des applications exigeant :

- une puissance spécifique de charge et/ou décharge élevée (> 2 kW/kg) ;
- un courant de charge et/ou de décharge élevé (> 100 A) ;
- une faible durée de décharge (1-20 s) ;
- un nombre de cycles élevé (> 100 000 cycles) ;
- un fonctionnement sur une gamme de température étendue (– 30 à + 60 °C).

On peut alors dire que les applications pour de tels matériels sont multiples. On a notamment :

- L'automobile avec les modèles hybrides.
- Les transports collectifs : bus, tramway, train.
- Les alimentations sans interruption et de secours.

Dans le cadre du secteur automobile, les super-condensateurs répondent particulièrement aux besoins suivants :

- Démarrage et contraintes à basse température.
- Assistance à l'accélération et récupération d'énergie.
- Alimentation des organes auxiliaires.

Les super-condensateurs sont sous la forme d'auxiliaires, d'accumulateurs ou de piles à combustible dans des montages hybrides. Ici, chaque pièce joue un rôle. Pour le véhicule électrique, les accumulateurs permettent la traction [1.21]. [1.45]. Le démarrage ou l'accélération utilisent la puissance des super-condensateurs rechargés au freinage. Le super-condensateur permet à l'accumulateur de filtrer les demandes de puissance et d'augmenter les potentialités de l'accumulateur en matière d'énergie.

Sur la Figure 1.7 le diagramme exprime la densité massique de puissance des condensateurs électrochimiques importante mais avec une faible énergie. Leur utilisation s'exprime généralement pour des constantes de temps inférieures à quelques centaines de ms. Les batteries ont une densité de puissance très faible et une énergie élevée pouvant être utilisée avec une constante de temps supérieure à quelques minutes. La pile à combustible est pour sa part un convertisseur d'énergie et non un élément de stockage. Les super-condensateurs quant à eux, ont une constante de temps inférieure à quelques dizaines de secondes, une forte densité de puissance mais une énergie assez faible [1.19].

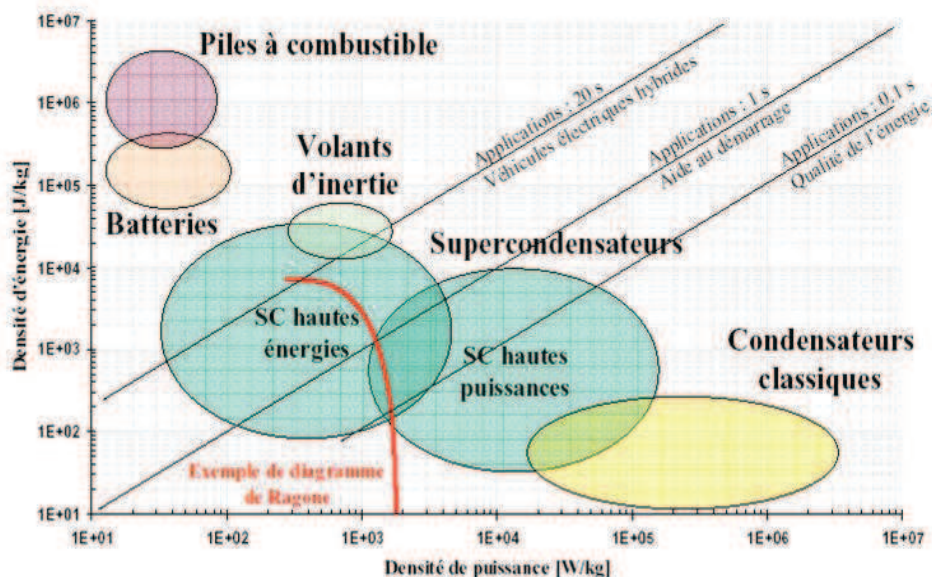


Figure 1.7. Comparaison des densités de puissance d'énergie pour différents éléments de stockage [1.19]

1.3.4 Les Moteurs électriques

Très utilisé, depuis plus d'un siècle⁶, la machine électrique est le composant principal de la voiture électrique, elle est souple, silencieux, ne pollue pas et elle s'adapte à toutes les situations.

De manière spécifique, la machine électrique de traction doit répondre aux critères suivants :

- il doit pouvoir tourner et freiner dans les deux sens de rotation ;
- il doit posséder un couple important à bas régime, ainsi qu'un bon rendement.

La Figure.1.8 présente la caractéristique couple/vitesse des moteurs électriques dédiés à l'entraînement direct dans le domaine du transport. On distingue deux zones de fonctionnement : dans la première, le moteur électrique fournit un couple constant afin de ramener le véhicule à une première vitesse de croisière appelée « vitesse de base, Ω_{\max} ». Une fois que la limite du système d'alimentation électronique est atteinte, on fait fonctionner celui-ci en puissance absorbée constante. Ceci se traduit par une diminution du couple et une accélération si l'on réduit le flux d'excitation du moteur. Ce dernier régime de fonctionnement (zone 2 sur la Figure .1.8) atteint une vitesse $\chi \cdot \Omega_{\max}$. Le paramètre χ supérieur à 1, est le coefficient de survitesse par rapport à la vitesse de base ; il peut atteindre typiquement 2,5 [1.46].

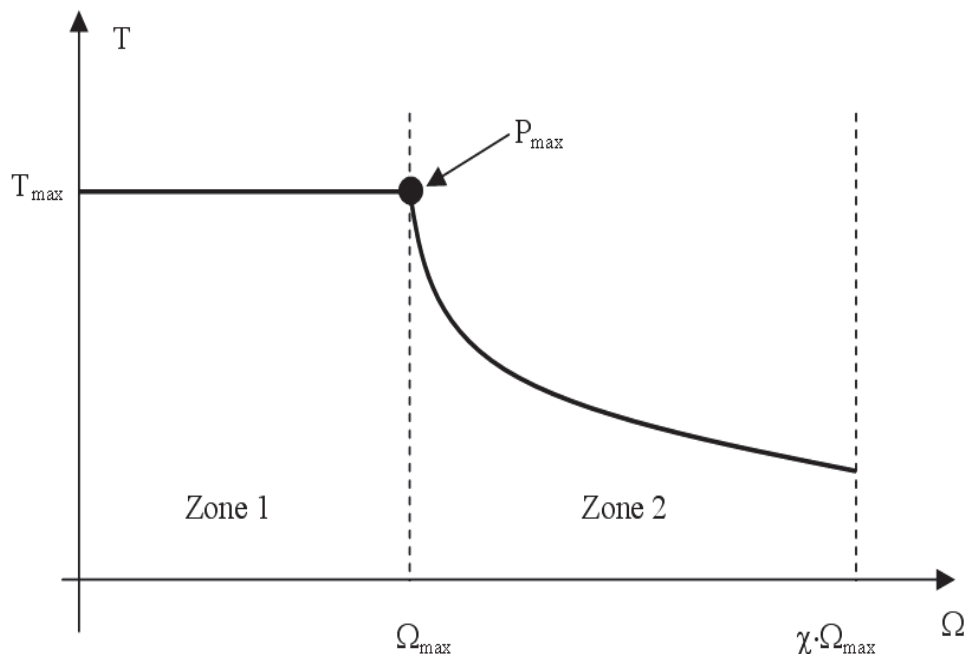


Figure 1.8. Caractéristique mécanique dimensionnante de motorisations électriques [1.46]

⁶En 1821, après la découverte du phénomène du lien entre électricité et magnétisme, l'électromagnétisme, par le chimiste danois Orsted, le physicien anglais Michael Faraday construit deux appareils pour produire ce qu'il appelé une rotation électromagnétique : le mouvement circulaire continu d'une force magnétique autour d'un fil, en fait la démonstration du premier moteur électrique. Le premier moteur à courant continu fabriqué avec l'intention d'être commercialisé a été inventé par Thomas Davenport en 1834 puis breveté en 1837(source wikipedia).

Il existe principalement deux types de motorisation électrique destiné à la voiture électrique ou hybride électrique, la motorisation avec balais (Brushed) et motorisation sans balais (Brushless). Les Figure .1.9 et 1.10 résument respectivement ses deux familles de technologies et topologies [1.49].

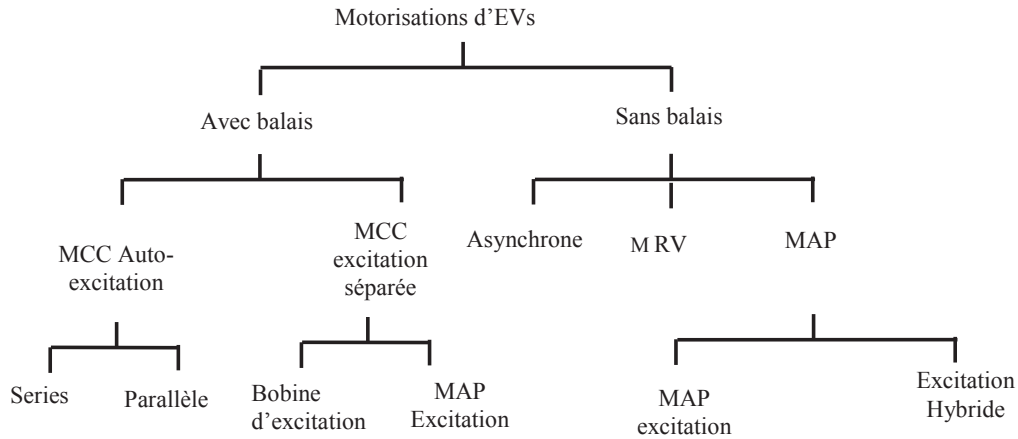


Figure 1.9. Classification de motorisation électrique pour l’application EVS

MAP : Aimant permanent. MCC : Machine à courant continu. MRV : Machine à réluctance variable.

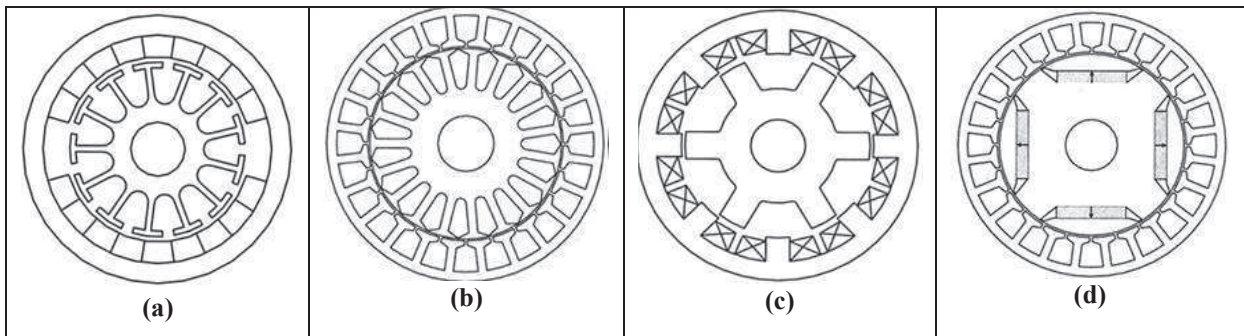


Figure 1.10. Différentes topologies des machines pour (VE): (a)MCC,(b) M asynchrone,(c)MRV,(d) MAP

Le tableau 1.3 présente quelques applications des différentes technologies pour différents modèles de voitures.

Modèles EVs	Type de motorisation
Fiat Panda Elettra	MCC Series
Mazda Bongo	MCC séparé
Conceptor G-Van	MCC à excitation séparé
Suzuki senior tricycle	AM MCC
GM EV1	Moteur asynchrone
Toyota Prius	MSAP
Chloride Lucas	Moteur à RV

Tableau1.4 : Exemples de l’application de différentes motorisations dans la voiture électrique [1.49]

Donc en fonction du type du véhicule fabriqué, les constructeurs orientent leurs choix sur trois principaux types des moteurs électriques :

- la machine à courant continu
- la machine synchrone
- la machine asynchrone.

En ce qui concerne le choix d'une technologie de motorisation, la solution de référence a été pendant longtemps la motorisation à courant continu (excitation série ou parallèle) [1.18], mais l'évolution d'électronique de puissance et les matériaux tels que les aimants permanents conduit aujourd'hui à s'orienter vers des solutions plus performantes telles que les motorisations synchrone ou asynchrone [1.4p23]

Le moteur à courant continu

Le moteur à courant continu est la technologie la plus ancienne utilisée dans le domaine automobile. Elle est classique et peu chère (en tenant compte de l'électronique) car elle bénéficie d'une production importante. Mais ses performances sont limitées [1.4], [1.17], [1.18].

⇒ **Avantages :**

- il bénéficie d'une grande maturité industrielle ;
- sa commande est très simple, tout comme son alimentation ;
- son coût est faible par rapport aux autres machines électriques en vitesse variable, du fait de sa production et de la simplicité de son électronique.

⇒ **Inconvénients :**

- les balais nécessitent un entretien régulier (maintenance) ;
- elle a une inertie importante et est limitée en vitesse maximale, du fait du frottement des balais et du rotor bobiné.
- elle est limitée en couple (commutation des courants par le collecteur et pertes Joule au rotor)
- elle peut être dangereuse en milieu explosif, à cause des arcs électriques entre les balais et les lames du collecteur (à proximité d'une batterie Li-Ion par exemple, ou un réservoir d'hydrogène).
- les accélérations réalisables ($\approx 2\ 500$ tr/min) ne sont pas assez élevées dans certains cas.

Le moteur *asynchrone* à aimant permanent

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) plus performant et plus compact grâce à sa puissance massique élevée. Les aimants permanents frittés en terres rares en samarium cobalt ou en néodyme-fer-bore ont fait de gros progrès et leur introduction en traction électrique est en plein essor depuis une dizaine d'années. Par exemple la dernière génération de trains à grande vitesse d'Alstom, l'AGV (automotrice grande vitesse) a fait appel à un moteur synchrone à aimants très performant développant plus de 800 kW pour 768kg. C'est à dire moins de 1kg/kW [1.22].

⇒ **Avantages :**

- elle dispose d'excellentes performances en couple et puissance ;
- l'inertie du rotor est très faible ;
- C'est la technologie de machine qui a les meilleures performances en couple et en dynamique.

⇒ **Inconvénients :**

- son prix est encore élevé ;
- problème de tenu en température des aimants ;
- électronique de commande assez compliquée;
- fragilité des aimants et complexité du montage du rotor aimanté.
- Désaimantation des aimants [A.1]

Le moteur *asynchrone*

La machine asynchrone bénéficie des progrès technologiques de sa commande de puissance qui lui permettent une excellente dynamique d'accélération et des vitesses de rotation élevées.

Le principal avantage de la machine asynchrone est la simplicité de sa structure et donc sa robustesse.

⇒ **Avantage :**

- elle a de bonnes performances à puissance maximale et une vitesse maximale élevée.
- elle possède de grandes qualités de dynamique de couple (avec des accélérations supérieures à 10 000 tr/min/s).
- la machine asynchrone avec un rotor à cage est particulièrement robuste.

⇒ **Inconvénients :**

- le coût est élevé, essentiellement dû à l'électronique d'alimentation et de contrôle.

- le couple maximal est assez faible.
- Appel de courant très important Intensité de Démarrage = 4 à 8 Intensité Nominale.
- Démarrage brutal.

En résumé le tableau 1.5 donne quelques points de comparaison des différentes technologies des moteurs électriques destinés à l'application automobile.

	MCC	MSAP	MAS
Rendement maximal	Bon	Très bon	Passable
Rendement moyen	Moyen	Très bon	Bon
Vitesse maximale	passable	Bon	Bon
Coût d'électronique de puissance	Très bon	Moyen	Passable
Coût du moteur	Passable	Moyen	Bon
Espace couple-vitesse	Moyen	Très bon	Moyen

Tableau 1.5 : comparatifs des différentes technologies des moteurs électriques [1.4 p29]

On peut remarquer que pour une application automobile purement électrique, la machine synchrone à aimants permanents est préférée pour de nombreuses raisons, parmi laquelle son rendement dans la zone d'utilisation véhicule électrique, compacité et masse.

1.3. Les Auxiliaires

Il s'agit de tous les équipements électriques, pneumatiques et hydrauliques qui ne participent pas à la traction du véhicule.

Comme la voiture thermique, la voiture électrique possède les mêmes auxiliaires. De très nombreuses fonctions sont apparues au cours des trente dernières années. Citons le verrouillage centralisé et la protection contre le vol, la direction assistée, les vitres électriques, la climatisation, l'ABS⁷, les airbags qui deviennent incontournables vers 1995, citons aussi les essuie-glaces électriques, l'éclairage intérieur, les clignotants, le poste radio, les tableaux de bord avec lampes témoin qui sont apparus après la 1^{er} guerre mondiale. La Figure 1.11 présente une synthèse de l'apparition des fonctions électriques de l'automobile au cours du 20^{ème} siècle [1.24].

⁷⁾ABS a été introduit dans les années 1980

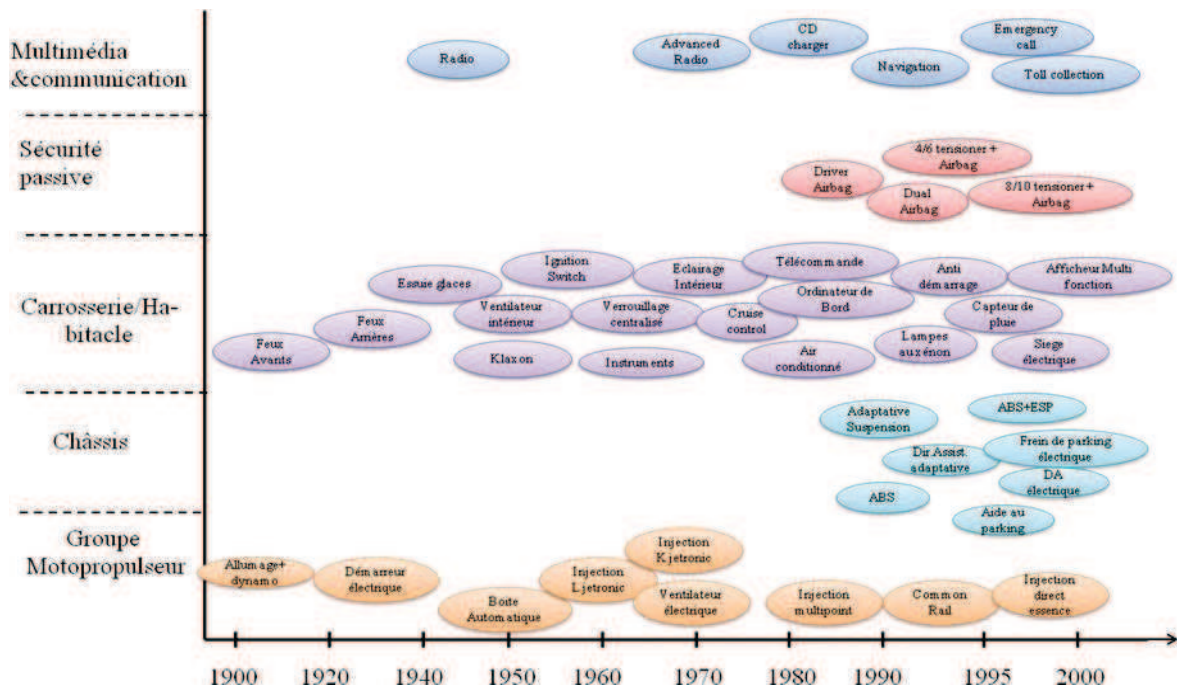


Figure 1.11. Apparition des fonctions électriques [1.24]

1.4. Les convertisseurs de puissance

L'utilisation de plusieurs sources d'énergie de caractéristiques différentes, à bord du véhicule électrique (VE) nécessite l'adoption des convertisseurs statiques. Ces derniers peuvent avoir la fonction de conditionneur d'énergie conversion DC/DC [A.2],[1.23][1.25], ou onduleur conversion DC/AC, ou hacheur conversion DC/DC.

1.4.1 Topologies existantes des convertisseurs conditionneurs d'énergie

Dans un système de traction d'une voiture électrique, les sources d'alimentation embarquées sont soit une batterie d'accumulateur de capacité appropriée à l'autonomie souhaitée de véhicule, soit une pile à combustible (PàC), avec une source auxiliaire de type super-condensateur ou batterie. La chaîne de traction assure la transmission mécanique du mouvement, ainsi que le moteur de traction qui peut-être un moteur à courant alternatif (MSAP, MAS, MRV..) ou un moteur à courant continu (MCC). Entre les deux, un système d'adaptation gère l'énergie entre les sources et les charges. Ce système est un convertisseur d'électronique de puissance qui doit conditionner et gérer l'énergie via un Bus DC. Ce dernier peut être fixe ou variable suivant le cahier des charges et le mode de fonctionnement du système.

Dans la littérature, les recherches qui ont été effectuées sur les conditionneurs d'énergie d'une source ou multi sources d'entrée sont limitées. Selon la littérature il existe trois types d'architecture des convertisseurs multi-sources d'entrée: la première résulte d'une mise en parallèle ou mise en série des sources à travers un Bus DC [1.26], [1.27], [1.33], [1.34], [1.35] ou interface non isolée, la seconde résulte à travers un couplage magnétique (CM) ou interface isolée [1.28], [1.29]. La troisième résulte de la combinaison des deux topologies ensemble (Bus DC, CM) [1.30], [1.31].

Selon la propriété des éléments de transfert d'énergie entre les sources et les charges, on distingue deux types d'alimentations : l'une à courant électrique ou l'utilisation d'une inductance de stockage d'énergie est indispensable pour le transfert d'énergie entre différents étages de puissance de système, et l'autre l'alimentation à tension électrique ou l'utilisation de l'inductance n'est pas nécessaire pour le transfert d'énergie.

Donc, on peut dire que toutes les topologies des conditionneurs de conversion d'énergie entre les sources et les charges peuvent être répertoriées en cinq classes comme suite :

- topologie Bus DC à courant électrique (Bus-DC I).
- topologie Bus DC à tension électrique (Bus-DC V).
- topologie à couplage magnétique à courant électrique (CM I) [1.29].
- topologie à couplage magnétique à tension électrique (CM V) [1.37], [1.38]
- topologie hybride entre les deux topologies isolée et non isolée (Bus-DC, MC) [1.30], [1.31].

Les Figures de .1.12 jusqu'à 1.17 illustrent les cinq topologies évoquées ci dessus.

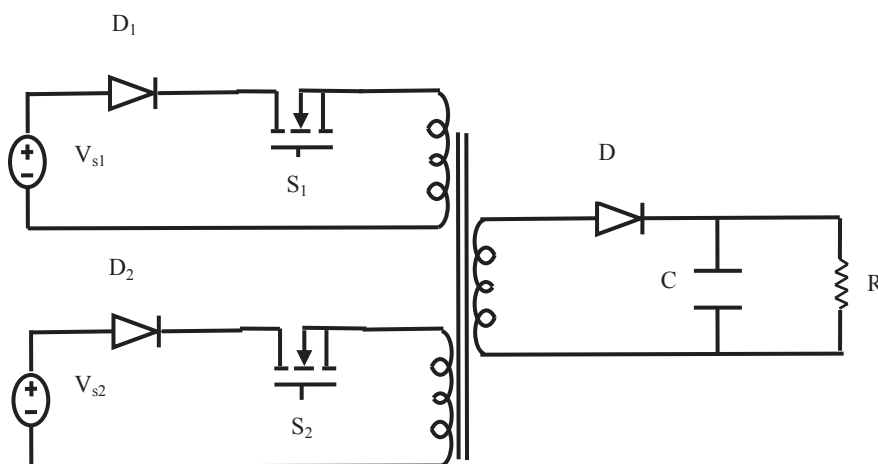


Figure 1.12. Topologie à couplage magnétique à tension électrique (CM V) [1.37]

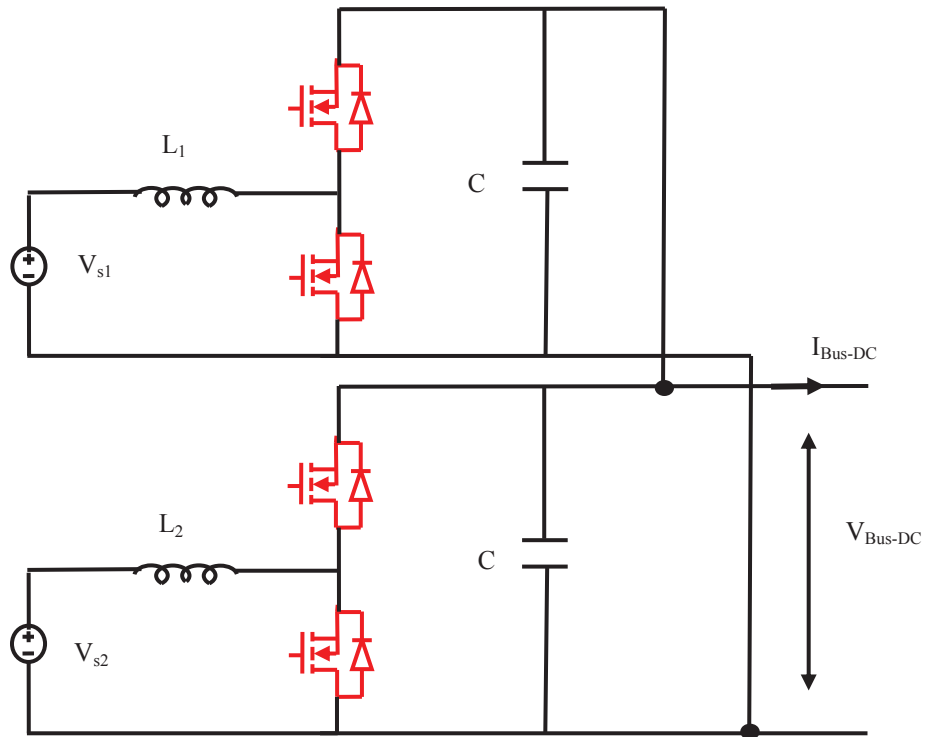


Figure 1.13. Topologie Bus DC à tension électrique (Bus-DC V) [1.26]

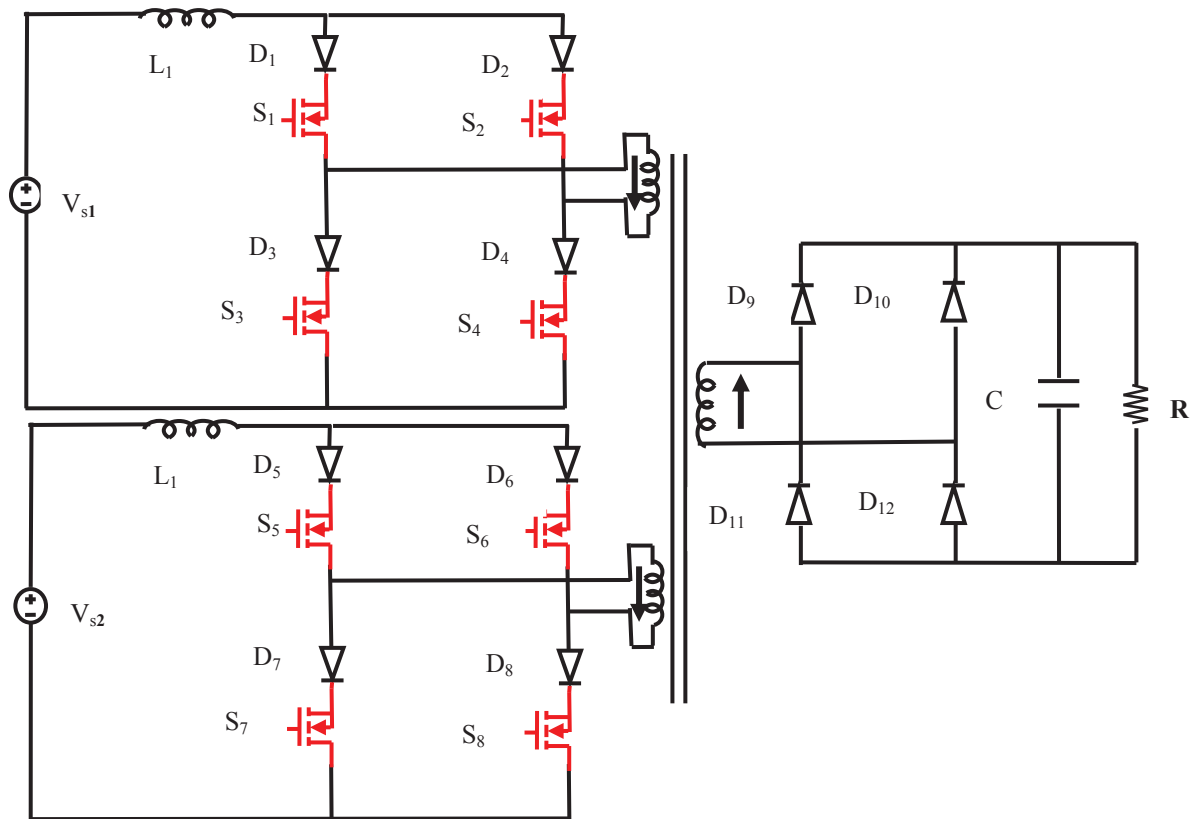


Figure 1.14. Topologie à couplage magnétique à courant électrique (CM I) [1.29]

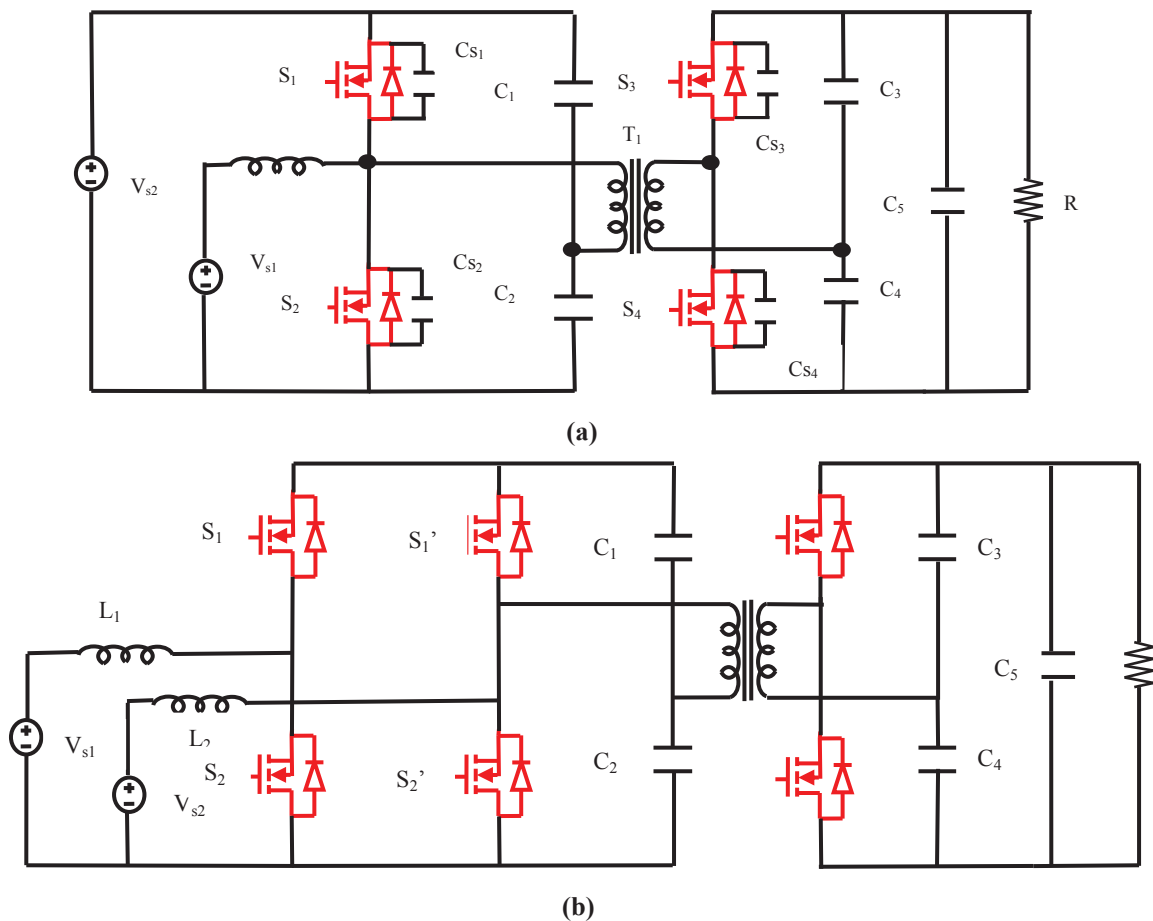


Figure 1.15. (a) et (b) topologie combinatoires entre les deux topologies isolée et non isolée (Bus-DC, MC) [1.30], [1.31]

Parmi les avantages des trois topologies à couplage magnétique (CM I, CM V, Bus-DC, MC) on trouve leur rendement énergétique estimé à environ 80% [1.29] et l'isolation galvanique qui sont les plus importantes. En revanche leur poids et leur encombrement restent très conséquents même lorsqu'on adopte un fonctionnement à hautes fréquences de découpage donc le coût est très élevé [1.36]. Un autre inconvénient majeur de ces derniers est leur Bus DC fixe qui est imposé par le secondaire de transformateur ainsi que la complexité de la commande. Les convertisseurs isolés à la base d'un transformateur de fréquence sont essentiellement avantageux dans les applications des petites puissances jusqu'à 5kW environ.

Concernant les convertisseurs DC-DC multi-sources non isolée, les auteurs de [1.26], [1.33] ont proposé l'architecture présentée sur la figure 1.13. Cette topologie consiste à mettre en parallèle des convertisseurs Buck-Boost où chaque sources et reliée au Bus DC à travers un convertisseur DC-DC bidirectionnel qui transfère l'énergie en mode Boost vers le Bus DC

et la charge, l'autre mode est le mode de récupération à travers le Buck pour charger la super-capacité ou la batterie. Parmi les avantages de cette topologie nous avons :

- la simplicité de montage (deux semi-conducteur pour chaque source).
- La commande est aisée.

Parmi les inconvénients :

- Chaque étage est relié à un condensateur pour rejoindre le Bus DC
- La tension de Bus DC est constante et élevée quelque soit le mode de fonctionnement de convertisseurs.
- Le fonctionnement permanent de mode Boost augmente les pertes par conduction et par commutation qui va influencer directement sur le rendement de système.
- En cas de défaillance d'un composant le système est bloquer.
- Les modes de fonctionnement sont limités.

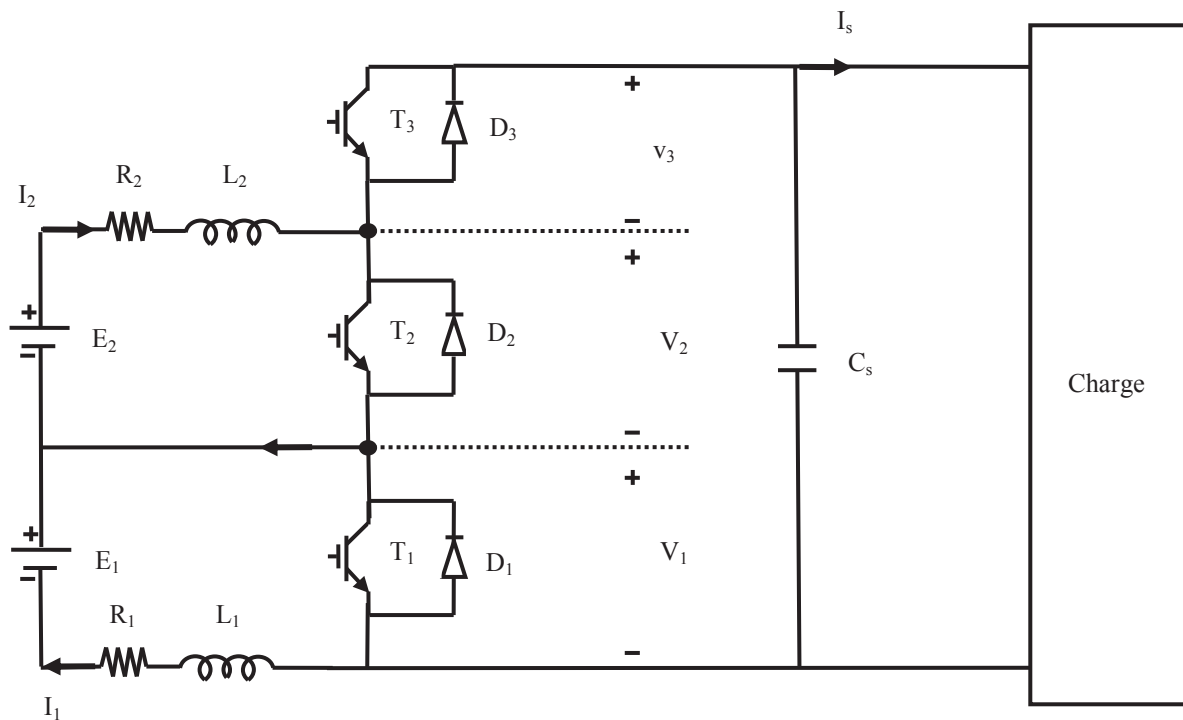


Figure 1.16. Topologie proposé par les auteurs de [1.34]

Une Autre topologie a été proposé par les auteurs de [1.34] c'est une structure de conditionneur concurrente à la topologie proposée par les auteurs de [1.26]. Figure 1.16.

Parmi les avantages de cette topologie :

- La simplicité avec son étage de trois interrupteurs reliant les sources avec la charge
- La bidirectionnalité dans le cas de freinage c'est-à-dire mode de récupération.

- La commande est aisée.

En revanche cette structure présente quelques inconvénients

- La tension permanente élevée de Bus DC quelque soit le mode de fonctionnement du système qui va diminuer la durée de vie des composants et augmenter les pertes.
- Le rendement reste toujours limité.
- En cas de défaillance, le système est bloqué aussi.
- Les modes sont limités.

Les auteurs de [1.35] proposent une topologie d'un conditionneur multi sources figure .1.17

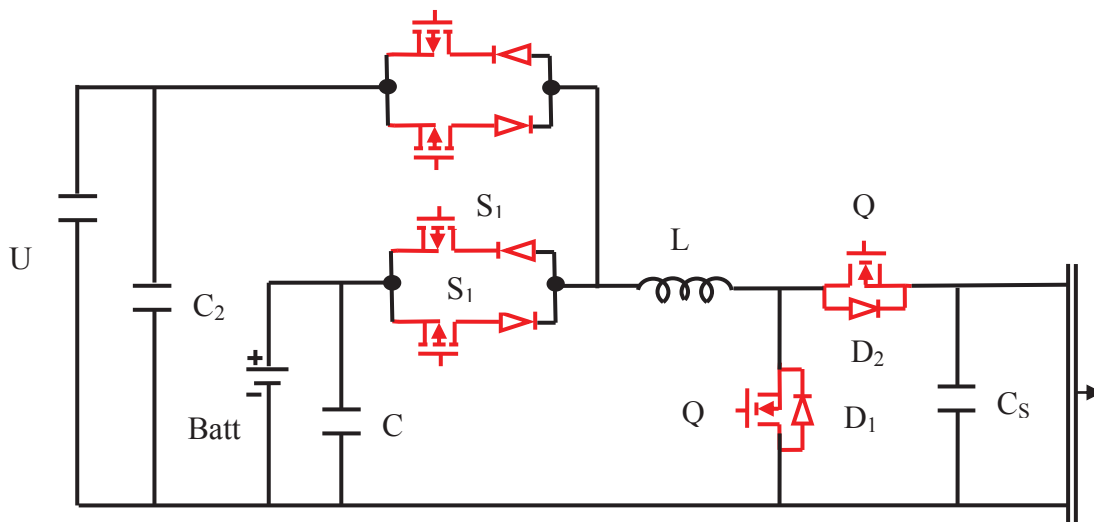


Figure 1.17. Conditionneur multi sources proposé par [1.35]

Le principe de fonctionnement de cette topologie reste le même que les topologies présentées précédemment c'est-à-dire un mode Boost dans le cas de traction et un mode buck dans le cas de freinage par récupération d'énergie. Parmi les avantages de cette topologie nous avons :

- Utilisation d'un seul élément de stockage d'énergie qui s'adapte avec les deux modes de fonctionnements Boost et Buck qui réduit le poids et par conséquent le coût.
- la simplicité de commande.

Cette topologie présente aussi quelques inconvénients :

- la tension de Bus DC fixe est élevée quelque soit le mode de fonctionnement
- dans le cas de défaillance d'un élément de la structure de conditionneur, le système est bloqué.
- Le rendement reste toujours limité.

En recensant les conditionneurs d'énergie proposés par les chercheurs dans le cas de domaine de conversion d'énergie et précisément dans l'application automobile multi-sources, on remarque bien que les topologies proposées sont basées sur deux modes principaux l'un pour élever la tension le cas de Boost, l'autre un abaisseur de tension mode Buck très utilisé dans le cas de récupération d'énergie (freinage). On a distingué que ces derniers présentent tous les mêmes avantages ainsi que les inconvénients, et les inconvénients majeurs s'étant :

- L'utilisation permanente de la tension Bus DC très élevée et fixe quelque soit le mode de fonctionnement. Ceci augmentant les pertes et par conséquent le rendement, l'autre conséquence, est la diminution de la durée de vie des composants et les sources qui vont influencer directement sur le coût.
- La limitation des modes de fonctionnement.

1.4.2. Problématique du bus-DC dans les véhicules électriques

La voiture électrique est généralement constituée de plusieurs blocs ; principalement le moteur de traction et les auxiliaires, tous reliés au même bus continu. Pour cela plusieurs recherches dans le domaine d'automobile et concernant notamment le voiture électrique (VEs), et la voiture hybride électrique (VHEs) ont proposé des topologies des convertisseurs d'électroniques de puissance pour faire face à ce problème.

La majorité de ces travaux considère un bus continu à tension constante élevée [1.26], [1.28], [1.29], [1.31], [1.32], [1.33], car la tension de Bus-DC est imposée par la tension fixe des variateurs de vitesse qui existent déjà dans le marché.

D'autres pensent qu'un bus continu variable est la solution idéale pour ce problème [1.40],[A.2],[A.3],[A.4].

- Bus-DC fixe : Avantages et inconvénients

Dans ce cas, le système électrique est alimenté en permanence par une tension fixe au Bus-DC soit on branche le Bus-DC à une source continue, batteries par exemple, soit on utilise un étage intermédiaire généralement un convertisseur statique qui doit assurer une tension fixe au Bus-DC.

⇒ **Avantages :**

- interconnecter plus aisément divers systèmes.
- Disponibilité des variateurs de vitesse dans le marché à Bus-DC fixe
- Simplicité de la commande.

⇒ Inconvénients :

- Bilan des pertes très important.
- Faible rendement dans le régime de fonctionnement urbain.
- Diminue la durée de vie des composants dans le cas d'utilisation d'un convertisseur statique.
- Diminue l'autonomie des sources.

- Bus-DC variable : Avantages et inconvénients

Dans ce cas, la tension de Bus-DC est réglable en fonction des besoins du système, autrement dit la tension de Bus-DC s'adapte en fonction de la puissance demandée par la charge. Dans ce contexte le lien intermédiaire entre les sources et les charges est assurée par un convertisseur statique.

⇒ Avantages :

- Interconnexion plus aisée de divers systèmes.
- Diminution des pertes
- Le rendement est plus élevé par rapport au Bus-DC fixe en mode urbain ou autoroute.
- Souplesse d'adaptation vis-à-vis du fonctionnement de système branché au Bus-DC.
- Augmentation de la durée de vie des composants de convertisseur statique.
- L'autonomie des sources est plus élevée.
- Le remplacement des nombreux systèmes convertisseurs-sources-commande par un seul

⇒ Inconvénients :

- Complexité de la commande.
- Absence de variateurs de vitesse adaptés.

1.4.3 Commandes des convertisseurs de puissance

Observons la configuration générale d'un système d'électronique de puissance. Notons que ce système comprend des convertisseurs statiques ainsi qu'une charge. Cette charge peut être une machine ou une installation électrique. Soulignons que ce système comprend par

ailleurs des dispositifs de réglage et de commande ou encore des organes de mesure et capteurs Figure .1.18 . Cette figure représente un convertisseur statique connecté à un réseau d'alimentation qui peut être un réseau alternatif triphasé ou une source de tension continue (PàC, batterie,SC). Il se produit alors une fluence d'énergie du réseau d'alimentation au travers du convertisseur statique vers la charge (flèches larges en noir). La charge peut être une machine électrique entraînant une charge mécanique. Notons que cette charge peut être formée d'un accumulateur et qu'il existe des rétroactions (flèche en traits interrompu). La charge exerce d'une part une influence sur le convertisseur statique qui se manifeste par des chutes de tension. Le convertisseur statique provoque d'autre part des perturbations dans le réseau d'alimentation sous forme d'harmoniques en tension et en courant, de puissances réactives, etc.

Chaque système d'électronique de puissance a besoin de dispositifs de réglage appropriés. Ils permettent de régler une grandeur au niveau de la charge et de limiter des grandeurs internes afin d'éviter des surcharges sur la charge et le convertisseur statique. Ainsi, les circuits de réglage sont complexes et nécessitent des signaux, fournis par les organes de mesure. Il est nécessaire également de compter des dispositifs de commande pour commander le convertisseur. On note une influence de signaux (flèches en trait continu) au départ du convertisseur statique, au travers de la charge, des organes de mesure vers les dispositifs de réglage, les dispositifs de commande et se terminant sur le convertisseur statique composant une boucle fermée. C'est le circuit de réglage [1.41]. Il est indispensable de prévoir des dispositifs de protection contre une défaillance comme le court circuit, suréchauffement, ou encore défaillance des composants de semi conducteurs.

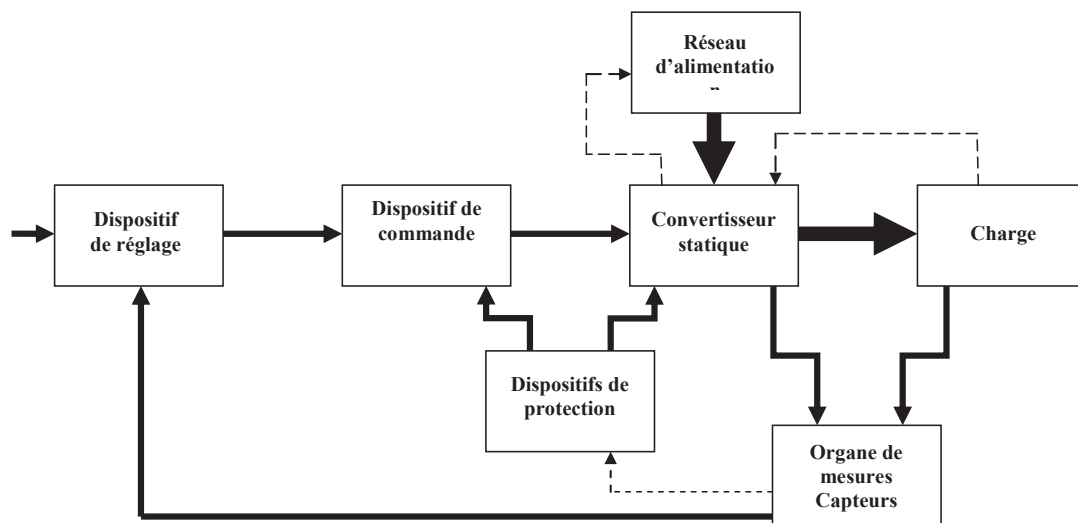


Figure 1.18. Présentation schématique d'un système d'électronique de puissance [1,41]

1.4.4 Pertes et rendements énergétique : bilan de puissance, bilan des pertes

Le rendement η du convertisseur DC-DC s'exprime simplement comme le rapport entre la puissance moyenne de sortie du convertisseur P_{ch} et la puissance moyenne d'entrée P_e , qui alimente le convertisseur, soit:

$$\eta = \frac{\pi P_{ch} \phi}{\pi P_e \phi} \quad (2)$$

La puissance disponible à la sortie du convertisseur peut aussi s'exprimer comme la différence entre la puissance moyenne d'entrée et les pertes qu'entraîne le convertisseur dû aux semi-conducteurs, aux composants passifs et à la connectique.

$$\pi P_{ch} \phi = \pi P_e \phi - \pi P_{ertes} \phi \quad (3)$$

Par conséquent, un faible rendement serait dû à des pertes trop importantes car l'écart entre la puissance moyenne d'entrée et la puissance moyenne de sortie serait trop importante. A contrario si les pertes de puissances sont plus faibles, l'écart est aussi faible, et ceci induit plutôt un bon rendement. Pour cela, on doit connaître les pertes des sources et les pertes dans le convertisseur donc les pertes dans les semi conducteurs sans oublier aussi les pertes d'interconnexion.

Théorie sur les pertes de puissance des semi-conducteurs

Les pertes dans les semi-conducteurs sont présentées généralement par deux types : Les pertes par conduction P_{cond} et les pertes par commutation P_{com} . La Figure .1.19 illustre les caractéristiques dynamiques d'un semi-conducteur. [1.42]:

En analysant la courbe, on remarque que

$$t_{on} = t_{rd} + t_r$$

Avec t_r le temps de montée en courant du composant à la fermeture et le début de la variation de courant dans le semi-conducteur et t_{rd} le retard entre la commande à la fermeture et le début de la variation du courant $i_k(t)$ dans l'interrupteur (k).

Et, d'autre part la durée de la commande à l'ouverture est :

$$t_{off} = t_f + t_{fd}$$

Avec t_{fd} le retard entre la commande à l'ouverture et le début de variation de $i_k(t)$ et t_f le temps de descente (ou de blocage).

La modélisation linéaire de la commutation du courant du semi-conducteur et la variation de la tension V à $t=0$, nous permet de préciser que les pertes par commutation peuvent s'exprimer comme suit :

$$\begin{cases} P_{kr} = V \cdot I \cdot \frac{t}{t_r} \\ P_{kf} = V \cdot I \cdot \left(1 - \frac{t}{t_r}\right) \end{cases} \quad (4)$$

La puissance moyenne dissipée par période par commutation est donnée par :

$$P_{com} = \frac{1}{T_c} \cdot \left[\int_0^{t_r} p_{kr}(t) \cdot dt + \int_0^{t_f} p_{kf}(t) \cdot dt \right] \quad (5)$$

D'après la courbe, le calcul de cette intégrale donne :

$$P_{com} = \frac{t_r + t_f}{2 \cdot T_c} \cdot V \cdot I \quad (6)$$

Lorsque le semi-conducteur est passant, la puissance dissipée par ce dernier représente les pertes. A ceci on ajoute les pertes par conduction qui se caractérisent par la puissance dissipé par le composant à l'état passant. Si l'on considère t_{on} comme le temps de conduction d'un interrupteur et f_c sa fréquence de commutation, la puissance par conduction dissipée pendant une période de commutation T_c est donnée par l'expression suivante :

$$P_{cond} = \frac{1}{T_c} \int_0^{t+T_c} V_I(t) \cdot i_I(t) dt \quad (7)$$

Avec i_I et V_I représentant respectivement la tension et le courant de l'interrupteur. Si ces grandeurs sont constantes, l'intégrale est facile à calculer et l'expression devient :

$$P_{cond} = f_c \cdot t_{con} \cdot V \cdot I \quad (8)$$

Par conséquent les pertes totales dans le composant valent :

$$P_{semicond} = \frac{1}{T_c} \int_0^t V_{cond}(t) \cdot i(t) dt + \frac{t_r + t_f}{2 \cdot T_c} \cdot V \cdot I \quad (9)$$

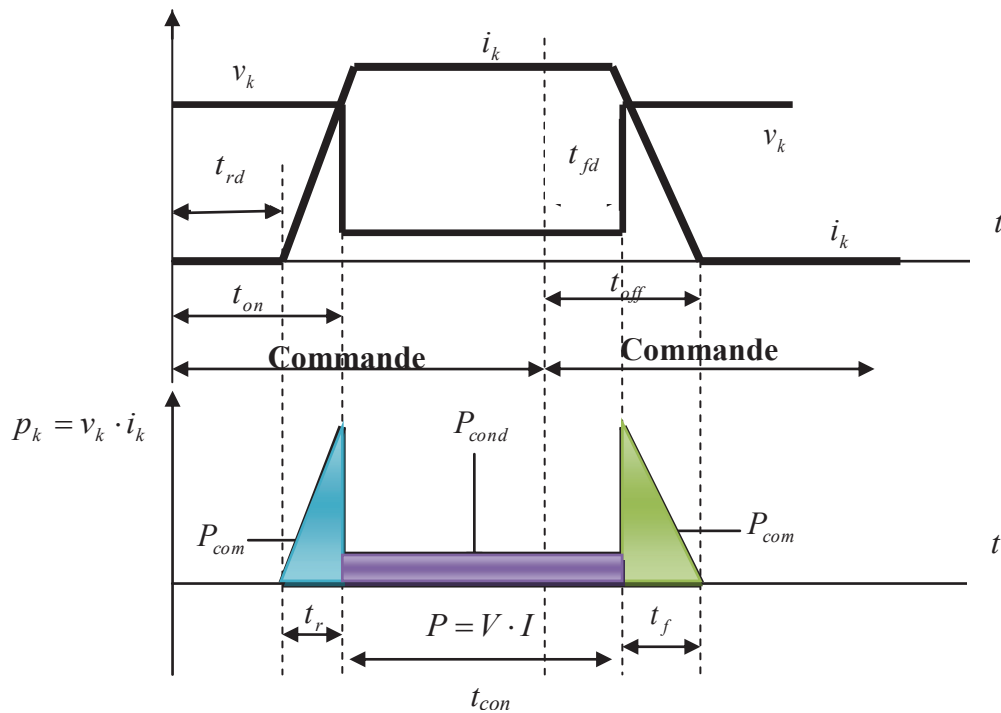


Figure 1.19. Caractéristique dynamique d'un semi-conducteur

Influence de la tension du bus-DC sur le rendement [1.36]

Dans cette section nous reprenons l'étude publiée dans [A.4] où nous supposons, d'une part que la totalité de l'énergie fournie en sortie provient de la (PàC) ou (SC) Figure .1.20, d'autre part que les relations aux valeurs moyennes, associées au conditionneur d'énergie, c'est-à-dire :

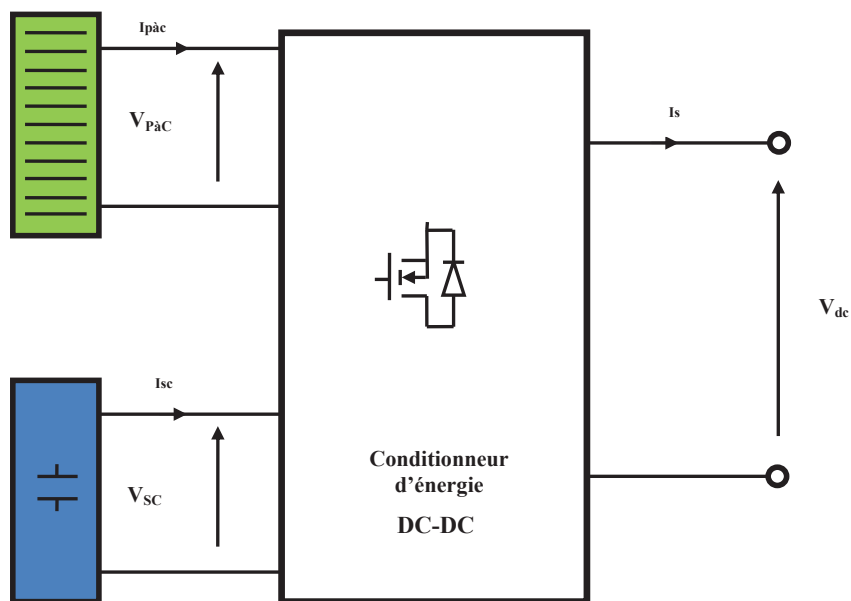


Figure 1.20. Couplage de la PàC et du SC sur un bus continu à travers le un conditionneur d'énergie

$$\begin{cases} V = (1 - \alpha) \cdot V_{dc} \\ I_s = (1 - \alpha) \cdot I \end{cases} \quad (10)$$

Avec

$$\begin{cases} V = V_{PaC} \\ I = I_{PaC} \end{cases} \quad \text{Ou} \quad \begin{cases} V = V_{SC} \\ I = I_{SC} \end{cases} \quad (11)$$

α Étant le rapport cyclique, soit x et y deux grandeurs à dimensionner définies par

$$\begin{cases} x = \frac{V}{V_{dc}} \\ y = \frac{V}{V_0} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \alpha = 1 - x \\ x = x_0 \cdot y \end{cases} \quad (12)$$

x_0 , valeur initiale de x , étant le paramètre de l'étude. V_0 tension initial de la PàC ou des SC.

Les pertes par conduction de la fonction interrupteur peuvent être séparées en deux termes, (14) et (15) :

$$W_{CT1}(\Delta t) = V_{T0} \cdot I_s \cdot \Delta t \cdot \left(\frac{4}{3x_0} - 1 \right) \quad (13)$$

$$W_{CT2}(\Delta t) = \frac{8}{3} \cdot \frac{r_T}{x_0} \cdot I_s^2 \cdot \Delta t \cdot \left(\frac{\ln(2)}{x_0} - \frac{1}{2} \right) \quad (14)$$

Avec,

W_{CT1} : pertes en conduction d'origine bipolaire (J),

W_{CT2} : pertes en conduction d'origine ohmique (J)

I_s : courant de sortie (A),

V_{T0} : tension de seuil d'origine bipolaire (V),

r_T : résistance série de la fonction interrupteur (Ω),

Δt : durée de l'appel en courant de sortie (s).

Sachant qu'une résistance r_T varie en x_0 , on aboutit à des fonctions $W_{CT1}(\Delta t)$ et $W_{CT2}(\Delta t)$ variant en $1/x_0$. Nous présentons Figure .1.21 l'évolution des pertes statiques dans la fonction interrupteur en fonction du niveau de tension initial V_0 .

$$W_{CD1}(\Delta t) = V_{D0} \cdot I_s \cdot \Delta t \quad (15)$$

$$W_{CD2}(\Delta t) = \frac{4}{3} \cdot \frac{r_D}{x_0} \cdot I_s^2 \cdot \Delta t \quad (16)$$

Avec,

W_{CD1} : pertes en conduction d'origine bipolaire (J),

W_{CD2} : pertes en conduction d'origine ohmique (J),

V_{D0} : tension de seuil d'origine bipolaire (V),

r_D : résistance série de la fonction diode (unité : Ω).

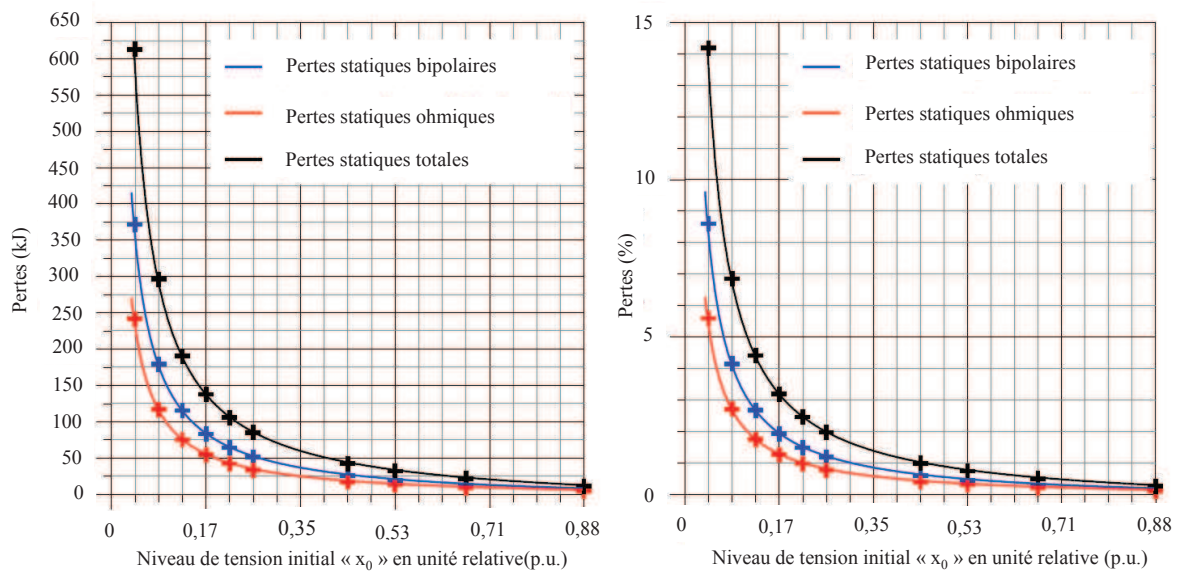


Figure 1.21. Pertes énergétiques par conduction dans la fonction « interrupteur » pour V_{dc} fixe.[1.41]

Dans le cas des pertes en commutation, on a le taux d'ondulation initial η , défini par :

$$\Delta i = \eta \cdot \frac{I_s}{x_0} \quad (17)$$

Et la fréquence maximum de découpage F_{max} . K étant le coefficient de pertes dynamiques de l'interrupteur ou de la diode ($J \cdot V^{-1} \cdot A^{-1}$).

Après calcul, on obtient l'expression des pertes en commutation W_s (J) :

$$\begin{cases} W_s(\Delta t) = \frac{K \cdot E \cdot I_s \cdot F_{max}}{x_0 \cdot (1 - x_0)} \cdot \Delta t \cdot \left(1 - \frac{7}{9} \cdot x_0\right) & ; x_0 < \frac{1}{2} \\ W_s(\Delta t) = 4 \cdot K \cdot E \cdot I_s \cdot F_{max} \cdot \Delta t \cdot \left(1 - \frac{7}{9} \cdot x_0\right) & ; x_0 > \frac{1}{2} \end{cases} \quad (18)$$

Les pertes en commutation, dans les deux cas et tant pour la fonction interrupteur que pour la fonction diode, sont des fonctions décroissantes de x_0 , Figure .1.22. Le bilan des pertes dans les composants semi-conducteurs, en valeur absolue (à gauche) et en valeur rapportée à l'énergie fournie en sortie (à droite) Figure .1.23.

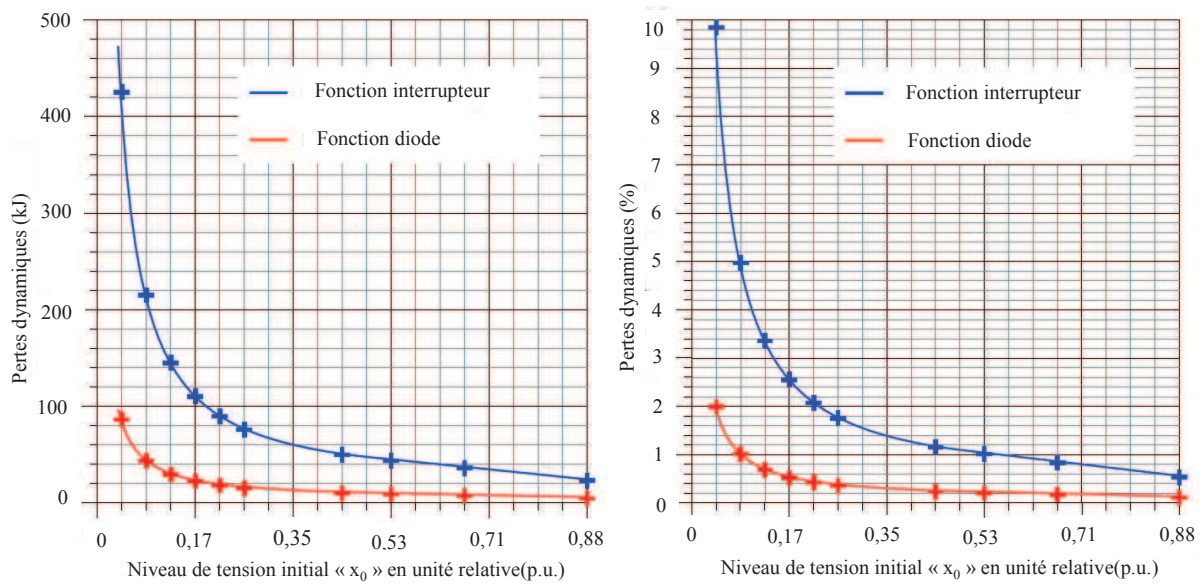


Figure 1.22. Pertes énergétiques dynamiques dans les composants ($\eta=10\%$, $F_{max} = 10$ kHz)

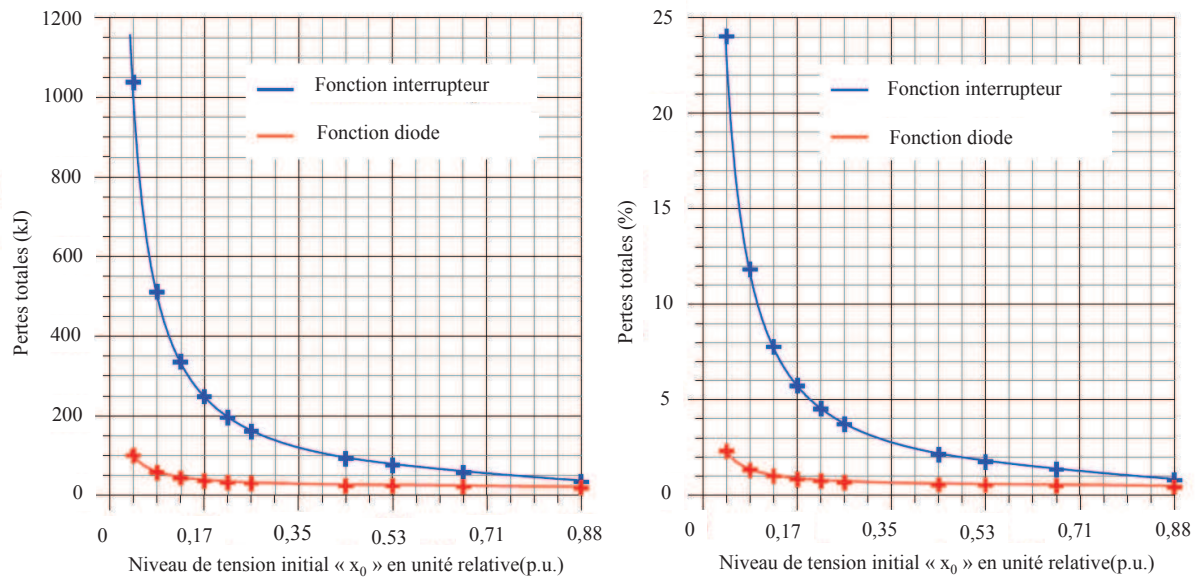


Figure 1.23. Pertes énergétiques totales dans les composants ($\eta=10\%$, $F_{max} = 10$ kHz)

Cette étude montre que le choix de la tension des sources pour V_{dc} fixe dans ce cas $V_{dc}=540v$ en prenant les pertes comme critère, nous pouvons dire qu'il faudrait un niveau de

tension des sources le plus proche possible de la tension du bus DC. En effet, les diverses pertes sont soit indépendantes du niveau de tension, soit des fonctions décroissantes dudit niveau.

Si V_{dc} est variable et que l'on s'adapte avec la tension demandée par la charge notamment dans le mode urbain ou V_{dc} est proche de V_{pac} (ou V_{sc}) pour une vitesse et puissance bien définie, les pertes par commutation seront nulles car $\alpha=0$, d'où une limitation des pertes par conduction et dans ce cas le rendement sera logiquement plus intéressant et il sera très avantageux de choisir une topologie ou la tension de bus est variable.

1.4.5 Alimentation de la motorisation

Dans une chaîne de traction électrique, le Bus-DC doit alimenter le moteur de traction et les auxiliaires, pour cela, il est évident d'utiliser un onduleur ou hacheur pour alimenter le moteur de traction suivant le choix de la motorisation, et assurer aussi l'alimentation des auxiliaires.

Onduleurs (DC-AC, commande de moteur)

L'onduleur est un convertisseur qui transforme l'énergie électrique à courant continu en énergie électrique à courant alternatif et qui permet de réaliser la commande du couple des moteurs et le réglage de la vitesse du véhicule tant en mode traction qu'en mode freinage. Donc l'onduleur doit être réversible en courant. En général le moteur de traction alternatif est triphasé, ceci implique que la structure d'onduleur doit être composée de six interrupteurs bidirectionnels constitués par l'association d'un semi-conducteur (IGBT, MOSFET..) avec une diode montée en antiparallèle. L'ouverture et la fermeture des interrupteurs doit être assurées par l'utilisation d'une loi de commande fiable qui peut être du type MLI (Modulation de largeur d'impulsion), commande par hystérésis, commande matriciel, commande vectoriel...ect. La Figure .1.24 montre la structure de la topologie de l'onduleur.

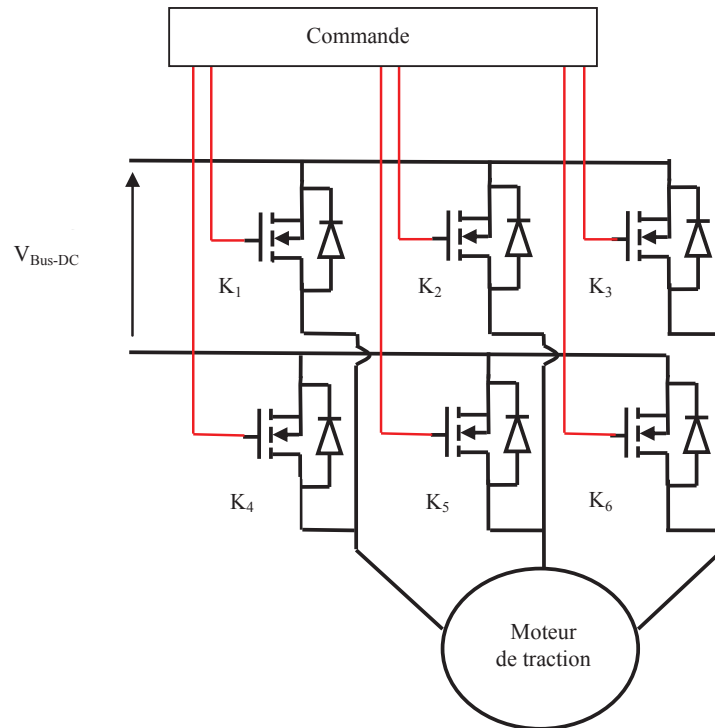


Figure 1.24. Topologie d'un onduleur avec la commande

Hacheur

Un hacheur est un convertisseur de courant qui permet d'obtenir à partir d'une source de tension à courant continu de valeur sensiblement constante, des tensions et des courants contrôlés, réglables, différents des valeurs d'entrée et adaptés aux besoins nécessaires à l'alimentation de divers récepteurs (moteurs, batteries,...ect). Dans un véhicule électrique, les hacheurs ont deux usages essentiels :

- ils sont indispensables dans l'alimentation du moteur de traction lorsque ceux-ci sont des moteurs à courant continu.
- Ils sont nécessaires dans l'alimentation de quelques auxiliaires électroniques.

En effet, on ne peut envisager le branchement brutal d'un moteur à courant continu sur une source d'énergie à tension fixe (batterie par exemple) pour les raisons suivantes :

- Aucun réglage du couple moteur ni de la vitesse du moteur ne serait possible ;
- Le régime transitoire à mise sous tension directe du moteur serait destructif tant du point de vue électrique (surintensité) que mécanique (sur-couple).

L'utilisation d'un hacheur permet donc de maintenir le courant moteur à la valeur souhaitée tout en assurant le réglage progressif et sans perte notable de la tension du moteur. Il permet surtout de régler le couple et la vitesse du moteur et donc du véhicule en traction mais aussi en freinage électrique. La Figure 1.25 montre un hacheur quatre quadrants utilisé dans le cas d'une application de traction électrique [1.43].

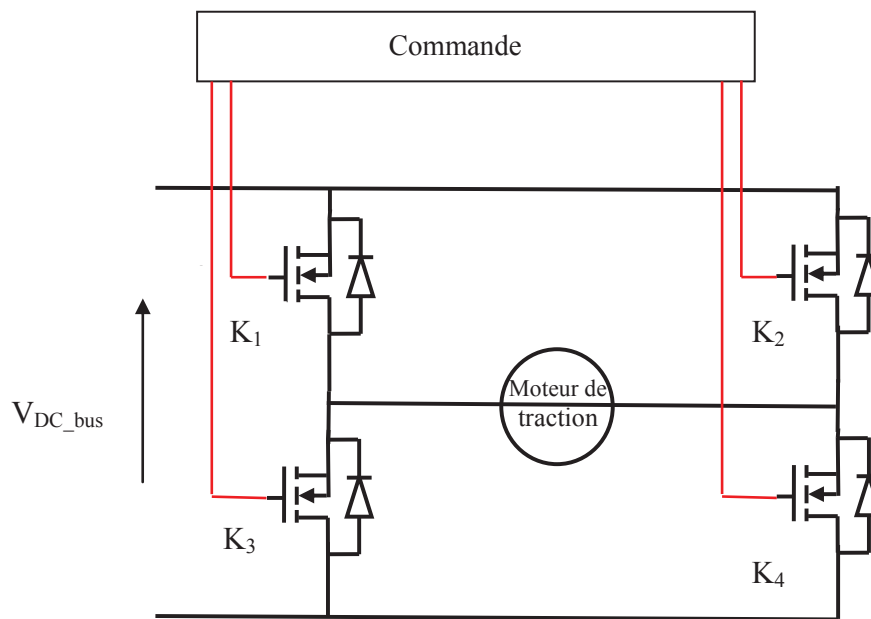


Figure 1.25. Hacheur quatre quadrants utilisé dans la traction électrique

Alimentation des Auxiliaires

L'alimentation des auxiliaires est une problématique importante de la voiture électrique. Les auxiliaires représentent une grande partie dans la voiture, comme la climatisation, l'éclairage, etc. Dans le tableau 1.6, nous listons la consommation des auxiliaires répertoriés dans la majorité des véhicules [1.44].

Ordres de grandeur De puissances électriques	puissance (W)
Phares et éclairage additionnel	250
Feux de brouillard avant	110
Feux de brouillard arrière	30
Radio — système audio	15 – 100
Vitre arrière dégivrante	150
Chauffage de siège	150
Essuie-glace avant	50
Air conditionné	2500 W installés
Chauffage (véhicule électrique)	5000W installés

Tableau 1.6 : Puissances consommées par les auxiliaires des véhicules conventionnels

Les auxiliaires ne consomment pas toujours de façon simultanée leur puissance maximale. Ainsi, la consommation du chauffage et de l'air conditionné est modifiable en fonction de la température extérieure, de l'humidité et du rayonnement solaire.

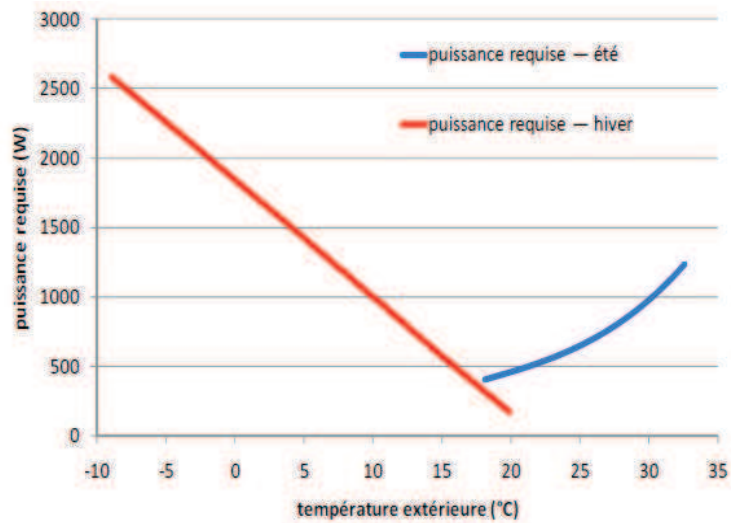


Figure 1.26. Puissance requise pour chauffer ou refroidir l'habitacle d'un véhicule en régime stabilisé (22°C en hiver, 24°C en été, 50 % d'humidité relative) données météorologiques de Paris

La Figure 1.26 illustre, la puissance en chauffage ou en refroidissement nécessaire pour maintenir un véhicule à une température et une humidité intérieure à des niveaux correctes. La source des données chiffrées sont sur la base des conditions météorologiques observées à Paris. La courbe ne tient pas compte des régimes transitoires pour le chauffage de l'habitacle. A cette occasion, la puissance demandée peut être de deux à trois fois plus élevée qu'en régime stationnaire. La phase transitoire est plus longue pour le refroidissement. Elle peut s'étendre de 10 à 20 minutes. Pour offrir aux véhicules électriques une plus grande autonomie, ils peuvent être équipés de systèmes de pré-chauffage. Ces systèmes amènent le véhicule à la température souhaitée tout en étant branché sur le secteur :

Ce graphique présente les puissances utiles pour chauffer ou refroidir un habitacle. Les puissances consommées dépendent de la technologie utilisée pour chauffer ou refroidir et des rendements liés à cette technologie. La distance parcourue par la voiture n'a aucune influence sur la consommation des auxiliaires. En revanche, cette dernière est proportionnelle au temps d'utilisation.

En ville, à vitesse modérée, les auxiliaires peuvent être dommageables à l'autonomie des véhicules électriques. La figure 1.27 présente cet impact. L'ensemble des instrumentations est alimenté le plus souvent à partir d'une batterie auxiliaire de 12 V, munie d'un chargeur spécifique. Dans certaines réalisations [1.45].

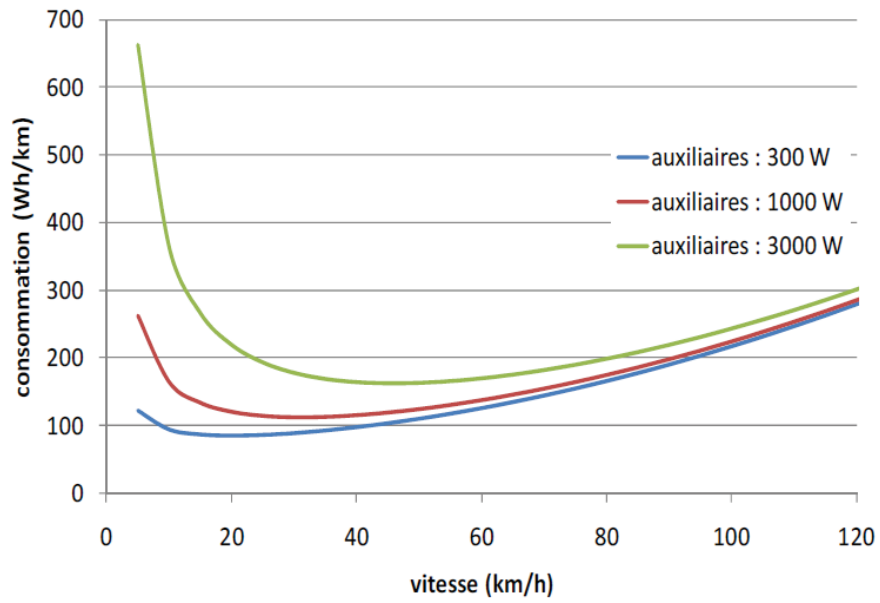


Figure 1.27. Évolution de la consommation en fonction de la vitesse et des auxiliaires

1.5. Objectif de la thèse

Les recherches actuelles dans le domaine de l'électronique de puissance dans l'application automobile notamment le véhicule électrique (EVs) et le véhicule hybride électrique (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.

Tel qu'il a été démontré précédemment les pertes énergétique du convertisseur de conditionnement (convertisseur DC-DC) sont d'autant plus importantes (c-à-d 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 AC-DC où les pertes sont proportionnelles au rapport entre la tension du bus continu et la la 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 10^{aines} de volts). Ainsi les sources telles que les piles à combustibles 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 une nouvelle architecture de convertisseur basée 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 fem 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. Par ailleurs, afin de réduire le volume de l'électronique de puissance, nous intégrerons d'une part, tous les composants semi-conducteurs sur un même boîtier avec un seul refroidisseur et d'autre part, nous mutualiserons les condensateurs de filtrage (côté sources côté moteurs) en un seul. Le branchement de ce condensateur et les bobines des sources ne sera plus permanent mais intermittent en fonction du régime de fonctionnement. De plus, il sera également, possible de centraliser toute l'électronique de commande, de mesure et d'acquisition.

1.6. Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art sur la chaîne de traction électrique. Ensuite, nous avons donné les étapes nécessaires à leur conception où l'on a traité les différentes sources embarquées (batteries, pile à combustible, super-condensateur), et les différentes technologies de motorisation les mieux adaptées à cette application. Une grande partie de ce chapitre a été consacrée à la problématique du conditionnement d'énergie multi-source où l'on a présenté les différentes topologies existantes de convertisseurs DC-DC avec leurs avantages et leurs inconvénients. Il en est sorti, qu'une nouvelle topologie dans laquelle le niveau de tension du bus continu est variable, serait très intéressante en termes d'efficacité énergétique.

Dans le chapitre 2 le convertisseur proposé sera présenté avec une étude détaillée de tous ses modes de fonctionnements notamment à travers la simulation. Les programmes de simulation développés pour mener à bien cette étude ainsi que les modèles qui ont été utilisés seront également exposés.

1.7. Bibliographie du Chapitre 1

- [1.1] Michael H. Westbrook, « THE ELECTRIC CAR » Development and future of battery hybrid and fuel-cells cars, pp 65.88.
- [1.2] Dr. Ernest H. Wakefield “The electric phoenix an illustrated history of electric cars, motors, controllers, and batteries” Vehicular Technology Conference, 1978. 28th IEEE Volume: 28 Digital Object Identifier: 10.1109/VTC.1978.1622512 Publication Year: 1978, pp: 73 – 74.
- [1.3] Josèphe Beretta pp-47, « Le génie électrique automobile (la traction électrique) »
- [1.4] Nouh Aïman, « Contribution au développement d’un simulateur pour les véhicules électriques routiers ». Thèse doctorat 26 mars 2008.
- [1.5] MOSDALE Renault, « Transport électrique routier Batteries pour véhicules électriques » Techniques de l’ingénieur Référence D5565 / Date de publication : 10 févr. 2003. pp.3.4.
- [1.6] Bertrand Theys, « Les batteries pour le stockage de l’électricité dans les véhicules tout électriques ou hybrides » PREDIT, février 2006.
- [1.7] <http://www.romanschmitz.com/VE.pdf> pp.9.
- [1.8] 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
- [1.9] W. Vielstich, A. Lamm, H.A. Gasteiger, “Handbook of Fuel Cells. Fundamentals, Technology and Applications”, Editors, 2003, John Wiley ET Sons, Chichester.
- [1.10] http://fr.wikipedia.org/wiki/Wilhelm_Ostwald.
- [1.11] <http://www.epiceriesavoyarde.com/blog/wp-content/uploads/2010/02/schemaprincipepacmilieuacide.png>
- [1.12] Renault MOSDALE « Transport électrique routier Véhicules électriques à pile à combustible » Techniques de l’ingénieur Référence D5570 pp.2
- [1.13] J.J. Bezian, ‘Systèmes de Piles à Combustibles pour la Cogénération - Etat de l’Art’, Rapport réalisé pour l’ADEME, Octobre 1998.
- [1.14] Mohamed yacine Ayad, thèse doctorat INPL 2004 « Mise en oeuvre des super-condensateurs dans les sources hybrides continues » PP.7
- [1.15] « Super-condensateurs : applications et environnement » - Eric planchais, Frédéric Tertrais 2001. <http://www.electrochimie.free.fr/telecharg/supercond.pdf>
- [1.16] Hamid Galous, Roland Gallay « Applications des Super-condensateurs » : Techniques de l’Ingénieur, référence D3335/date de publication : 10 août 2007.
- [1.17] Daniel DRECQ « Essais des moteurs automobiles Moyens de mesure » Techniques de l’Ingénieur –2007 Référence BM2963.
- [1.18] Ali Imadi « Handbook of automotive power electronics and motor drives » Part IV Automotive Motor Drives.
- [1.19] Mamadou Baïlo CAMARA thèse doctorat 2007 « Supercondensateurs pour échange dynamique d’énergie a bord du véhicule électrique hybride » : Modélisation, étude des convertisseurs et commande pp 8.
- [1.20] Jean SYROTA Mission « Véhicule 2030 » Perspectives concernant Le VÉHICULE « Grand public » d’ici 2030, rapport 28 septembre 2008.
- [1.21] A. Djerdir, D. bouquin, H. Gualous. Alain berthou « Managing ultracapacitors energy to feed electric vehicles DC bus. In EPE 2001. P26.
- [1.22] Marc DEBRUYNE « Apport de l’électronique de puissance pour la traction électrique » technique d’ingénieur ti301-d3278

- [1.23] A. Djerdir , K. Elkadri et A. Miraoui « Alimentation par biberonnage solaire photovoltaïque d'une chaîne de motorisation électrique », *Revue des énergies renouvelables*, Vol.9, N°2, pp 63-74, juin 2006.
- [1.24] Philippe Louvel « Systèmes électroniques embarqués et transports » pp224
- [1.25] JEAN-PAUL FERRIEUX, EMMANUEL TOUTAIN, AND HOANG LE-HUY «A Multifunction DC-DC Converter as Versatile Power Conditioner » *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, VOL. IA-22, NO. 6, NOVEMBER/DECEMBER 1986.
- [1.26] A. Di Napoli, F. Crescimbeni, S. Rodo, and L. Solero, "Multiple input dc-dc power converter for fuel-cell powered hybrid vehicles," in *Proc.IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC'02)*, 2002, vol. 4, pp.1685–1690.
- [1.27] A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "A converter to interface ultra-capacitor energy storage to a fuel cell system," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Corsica*, April 2004.
- [1.28] M. Michon, J. L. Duarte, M. Hendrix, and M. G. Simoes, "A three-port bi-directional converter for hybrid fuel cell systems," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC'04)*, Jun. 2004, pp.4736–4742.
- [1.29] Y. M. Chen, Y. C. Liu, and F. Y. Wu, "Multi-input dc/dc converter based on the multiwinding transformer for renewable energy applications," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, no. 4, pp. 1096-1104, Jul./Aug. 2002.
- [1.30] H. Tao, A. Kotsopoulos, J.L. Duarte, M.A.M. Hendrix "Multi-input bidirectional dc-dc Converter combining DC-link and magnetic-coupling for fuel cell systems," in *Proc.IEEE IAS'05*, pp.2021-2028, 2005.
- [1.31] G.J. Su, F.Z. Peng, "A low cost, triple-voltage bus dc-dc converter for automotive applications," in *Proc. IEEE APEC'05*, pp.1015-1021, 2005.
- [1.32] M.Y.Ayad « Mise en œuvre des super-condensateurs dans les sources hybrides continues ».Thèse doctorat INPL décembre 2004.
- [1.33] L. Solero, A. Lidozzi J. A. Pomilio "Design of Multiple-Input Power Converter for Hybrid Vehicles" *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 20, NO. 5, SEPTEMBER 2005.
- [1.34] Mario Marchesoni, Member, IEEE, and Camillo Vacca "New DC–DC Converter for Energy Storage System Interfacing in Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles" *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS* Jan. 2007.
- [1.35] Zhihao Li, Omer Onar, and Alireza Khaligh "Design and Control of a Multiple Input DC/DC Converter for Battery/Ultra-capacitor Based Electric Vehicle Power System" *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*.
- [1.36] A.Djerdir, H.Gualous, D.Bouquin, A.Berthon, M.Y.Ayad, I.Rasoanarivo, S.Rael, B.Davat «Utilisation de supercondensateurs dans la motorisation de véhicule électrique à pile à combustible » congrée BELFORT Novembre 2000.
- [1.37] H. Matsuo, K. Kobayashi, Y. Sekine, M. Asano, and L. Wenzhong, "Novel solar cell power supply system using the multiple-input DC–DC converter," in *Proc. INTELEC'98*, pp. 797-802, 1998.
- [1.38] H. Matsuo, T. Shigemizu, F. Kurokawa, and N. Watanabe, "Characteristics of the multiple-input DC–DC converter," in *Proc. IEEE PESC'93*, 1993, pp. 115-120.
- [1.39] S.M. Naylor, V. Pickert, D.J. Atkinson, "Fuel Cell Drive Train Topologies - Computer Analysis of Potential Systems", *Power Electronics, Machines and Drives*, 2006. The 3rd IET International Conference On Mars 2006 pages: 398-403. The Contarf Castle, Dublin, Ireland.

- [1.40] M. Becherif and M.Y. Ayad “Advantages of variable DC bus voltage for Hybrid Electrical Vehicle”VPPC 2010 LILLE FRANCE.
- [1.41] Réglage de systems d'électronique de puissance par Handsruedi Buhler.Volumel.
- [1.42] Caponet, M.C. Profumo, F. Tenconi, A, “Evaluation of power losses in power electronic converters for industrial applications: comparison among hard switching, ZVS and ZVS-ZCS converters” Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002. Publication Date: 2-5 April 2002 Volume: 3 On page(s): 1073 - 1077 vol.3 Number of Pages: 3
- [1.43] Rui Santos, Fernando Pais, Carlos Ferreira, Hugo Ribeiro, Pedro Matos,“Electric Vehicle - Design and Implementation Strategies for the Power Train”conference???
- [1.44] Michel KANT «La voiture électrique», Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique D5560.
- [1.45] Andrew F. Burke “Batteries and Ultra-capacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles” Proceedings of the IEEE, Vol. 95, No. 4, April 2007.
- [1.46] A. Djerdir, « Modélisation et simulation en vue de conception des chaînes de motorisations électriques pour le transport », rapport d'HDR, 2007.
- [1.47] H. P. Nee, L. Lefevre, P. Thelin, Juliette Soulard, « Determination of d and q reactances of permanent magnet synchronous motors without measurement of the rotor position », IEEE Trans. On Ind. App., 2000, vol.36, n°.5, pp.1330-1335.
- [1.48] A. Viorel, G. Henneberger, R. Blissenbach, L. Lowenstein, « Transvers flux machine : their behavior, design, control and applications », Mediamira, Cluj-Napoca, Romania, 2003
- [1.49] K. T. Chau, C. C. Chan, Chunhua Liu “Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles” IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 55, NO. 6, JUNE 2008.
- [1.50] <http://www.sherpa-eng.com/IMG/gif/pac1.gif>

CHAPITRE 2

NOUVELLE STRUCTURE DE CONVERTISSEUR EMBARQUE

2.1. INTRODUCTION.....	53
2.3. SCHEMA GLOBAL DU CONVERTISSEUR PROPOSE.....	53
2.2. INTERACTIONS SOURCES- BUS CONTINU	55
2.2.1. MODES DE FONCTIONNEMENT DU CONVERTISSEUR DC-DC.....	56
2.2.1.1. Mode1 : charge du pack de super-condensateurs	57
2.2.1.2. Mode 2: Alimentation du véhicule par la PàC seule.....	59
2.2.1.3. Modes 3: Alimentation du véhicule par la PàC seule via un Boost	60
2.2.1.4. Mode 4: Alimentation du véhicule par les SC seuls	62
2.2.1.5. Modes 5: Alimentation du véhicule par les Sc seules via un Boost.....	63
2.2.1.6. Modes 6: Récupération de l'énergie du véhicule par les SC	65
2.2.1.7. Modes hybrides	67
2.2.1.8. Remarque.....	70
2.3. SIMULATION DES FONCTIONNALITES DU CONVERTISSEUR DC-DC PROPOSE.....	70
2.3.1. MODELE DU MOSFET	70
2.3.2. PROGRAMME DE SIMULATION DU CONVERTISSEUR DC-DC PROPOSE	70
2.3.2.1. Bloc convertisseur DC-DC	72
2.3.2.2. Bloc Charge	74
2.3.3. RESULTATS DE SIMULATION	75
2.3.3.1. Mode 1 : Charge SC à partir de la Pàc.....	76
2.3.3.2. Mode 2: Alimentation du véhicule par la PàC seule.....	77
2.3.3.3. Mode 3: Alimentation du véhicule par la PàC seule via un Boost.....	79
2.3.3.4. Mode 4: Alimentation du véhicule par les SC seuls	80
2.3.3.5. Mode 5 : Alimentation du véhicule par les SC seuls à travers un boos	81
2.3.3.6. Mode 6 : Recharge des SC à partir du bus DC	81
2.4. CONCLUSION	83
5. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2.....	84

2.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est de présenter la nouvelle structure du convertisseur proposée pour l'alimentation embarquée du véhicule électrique (à pile à combustible). Après l'exposition de l'architecture globale du convertisseur, une étude détaillée de ses modes de fonctionnement est réalisée. Ces derniers montrent d'une part, les interactions entre la pile à combustible (PàC), le pack de super-condensateur (SC) et le bus continu et d'autre part entre le bus continu et les charges embarquées à savoir, le moteur de traction, du réseau de bord et des auxiliaires. Afin de mettre en évidence la pertinence des fonctionnalités de ce convertisseur, des résultats de simulation ainsi que leurs modèles associés seront traités.

2.3. Schéma global du convertisseur proposé

La présence de deux sources d'énergies de caractéristiques différentes à bord du véhicule nécessite l'utilisation de convertisseurs statiques dans le but de conditionner les énergies de ses sources. Ce conditionneur d'énergie a comme premier objectif majeur de délivrer un niveau de tension variable du bus continu. La tension minimale devant être fournie correspond à la tension des sources qui est à son tour étroitement liée à la tension de démarrage requise par le moteur de traction. Ce niveau de tension minimale doit alors pouvoir assurer le fonctionnement du véhicule à faible vitesse c-à-d en mode urbain. Le niveau de tension maximal quant à lui, sera défini par la vitesse maximale du moteur correspondant à la vitesse maximale du véhicule en mode route et/ou autoroute [2.6].

La structure globale du convertisseur proposé est représentée par la figure 2.1. On distingue à gauche du schéma, une PàC et un pack de supercondensateurs et en bas, le moteur de traction du type triphasé à courant alternatif, le réseau de bord assurant l'alimentation des auxiliaires, et le condensateur de filtrage. Cette structure offre la possibilité d'assurer tous les échanges d'énergie possibles entre les sources et les charges à savoir :

- Alimentation du moteur (MSAP) à l'aide de la pile à combustible (PàC) et/ou le pack de super-condensateurs (SC).
- Alimentation du réseau de bord (auxiliaire).
- Charge des super-condensateurs à partir de la PàC.
- Charge des super-condensateurs à partir du bus continu.

On note que les convertisseurs connectés aux diverses charges sont dupliqués pour découpler la gestion d'énergie des deux sources, permettre le démarrage de la PaC et augmenter la fiabilité globale du système.

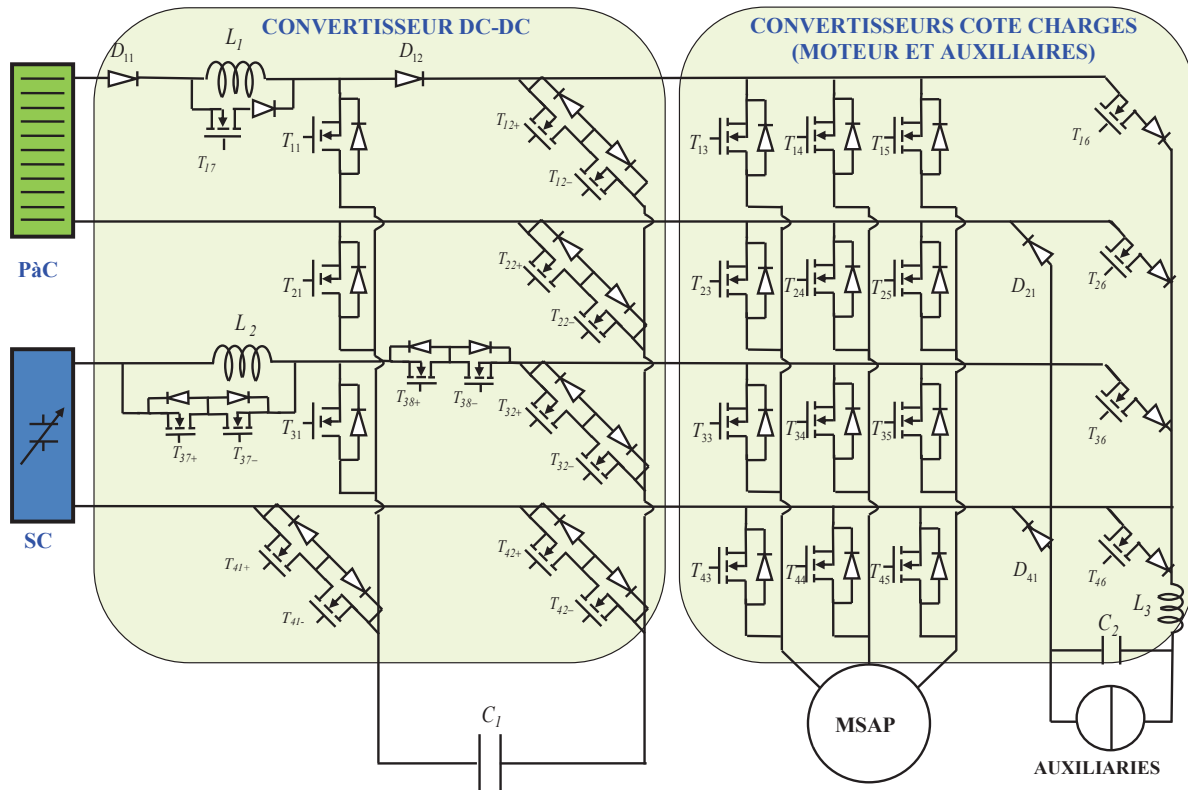


Figure 2.1. : Représentation du système global

Les interrupteurs nécessaires au bon déroulement de ces fonctionnalités sont représentés sur la figure 2.2. Ce choix d'interrupteurs a été réalisé à la base de l'analyse des séquences de fonctionnement de chacun des modes ci-dessus. Tous les interrupteurs sont du type commandé à la fermeture et à l'ouverture. En outre, on distingue une réversibilité en courant pour le premier type (figure 2.1 droite), une réversibilité en courant et en tension pour le deuxième type (figure 2.1 milieu) et une réversibilité en tension pour le troisième type (figure 2.1 gauche). Ces caractéristiques sont réalisées à l'aide de la combinaison d'une ou deux fonctions transistor et d'une ou deux fonctions diode. Les gammes des tensions, des courants et des fréquences données par le cahier des charges définiront les technologies d'interrupteurs les mieux adaptées à la construction finale du convertisseur.

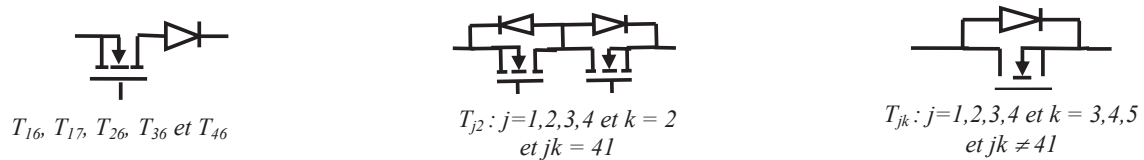


Figure 2.2. Interrupteurs du système

2.2. Interactions sources- bus continu

Dans cette section nous nous intéressons au fonctionnement de la partie du convertisseur assurant l'obtention d'un bus continu variable figure 2.3. Nous appelons ce dernier, le convertisseur de conditionnement. On distingue à son entrée les deux sources d'alimentation embarquées : une pile à combustible (PàC) et un pack de super-condensateurs (SC). D'un côté, la (PàC) doit permettre de fournir la puissance moyenne à la charge tandis que le dispositif de stockage représenté par les super-condensateurs doit permettre de fournir la puissance nécessaire pendant les périodes transitoires (accélération et freinage).

Le convertisseur de conditionnement est du type DC-DC et est constitué de deux étages. Le premier étage est relié à la (PàC), il est composé de la diode (D_{11}) pour la protection de la (PàC), les interrupteurs T_{17} , T_{11} , T_{12} , T_{21} , T_{22} et la diode (D_{12}). Le deuxième étage est relié aux supercondensateurs (SC) et est composé des interrupteurs T_{37} , T_{31} , T_{32} , T_{41} , T_{42} , T_{38}^+ , T_{38}^- . La mise en conduction et le blocage de chaque interrupteur de chaque étage sera détaillé dans les paragraphes suivants.

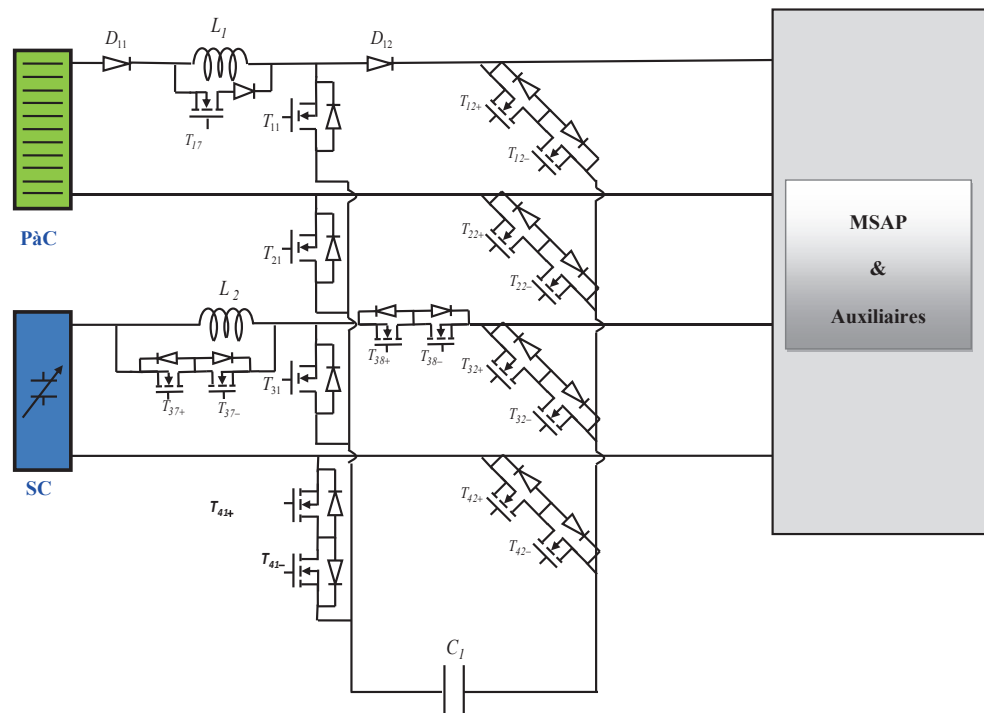


Figure 2.3. Topologie du Convertisseur de conditionnement « DC-DC »

2.2.1. Modes de fonctionnement du convertisseur DC-DC

Comme il est précisé précédemment, le bus continu doit permettre de fournir une tension dont la valeur est variable en fonction des énergies disponibles dans les sources et des contraintes en termes de tension et de courant dues aux sollicitations des charges. Le convertisseur conditionneur dispose d'une capacité de filtrage connectée au bus continu de manière intermittente à l'aide d'un jeu de 11 interrupteurs et une diode D_{12} . On peut alors distinguer dix modes de fonctionnement dont la variation des topologies obéit à l'organigramme représenté sur la figure 2.4, la signification des paramètres utilisés dans ce diagramme est définie dans la nomenclature.

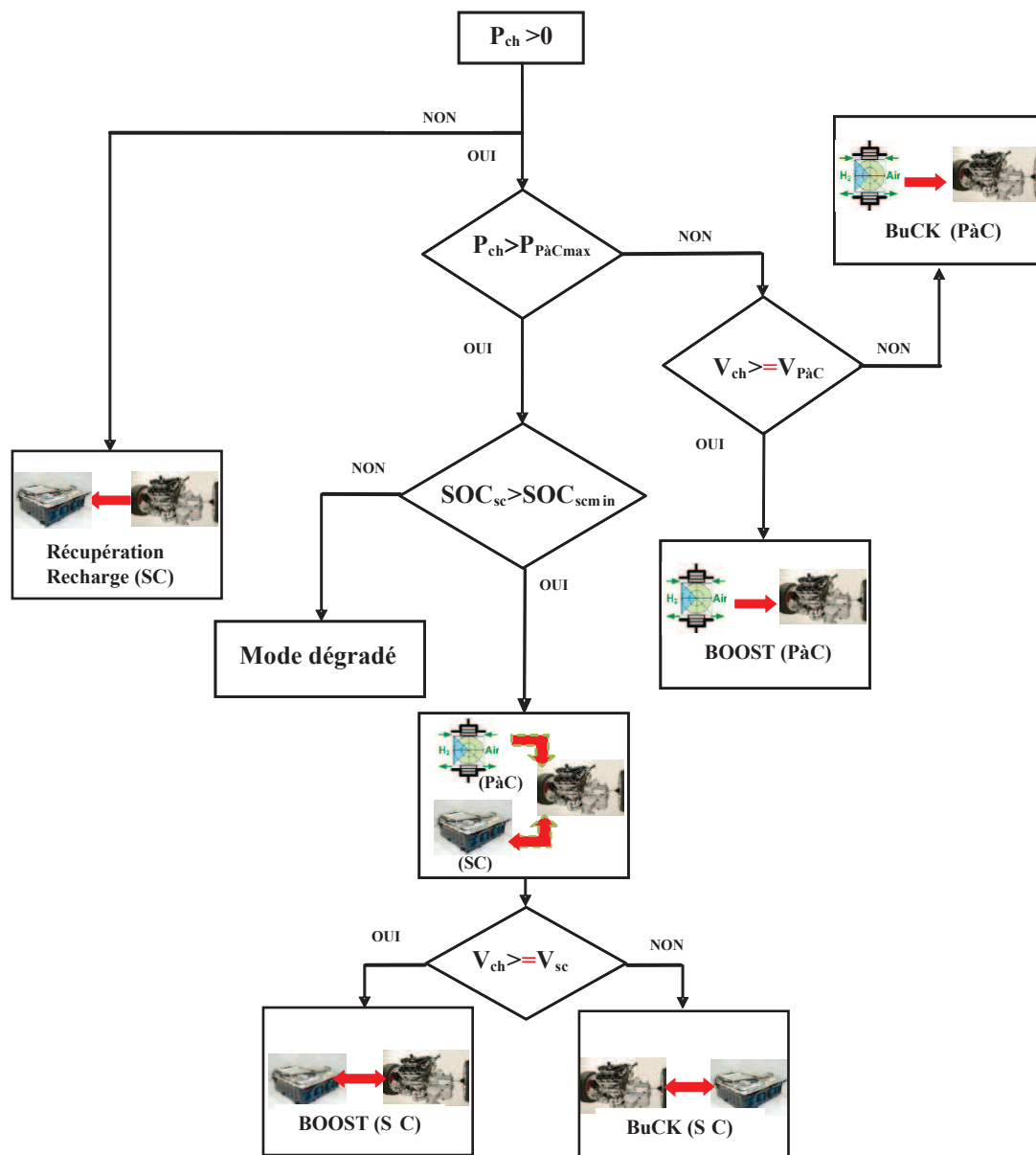


Figure 2.4. Logique de sélection des modes de fonctionnements

Pour chaque mode figurera le schéma du convertisseur avec les interrupteurs passants (en rouge) ceux bloqués (pointillé noir) ainsi que le sens du courant. Les interrupteurs seront classés selon leur statut (soit bloqués soit passants), de plus un schéma équivalent sera donné afin de bien comprendre les équations du convertisseur pour les différents modes.

2.2.1.1. Mode 1 : charge du pack de super-condensateurs

Dans ce mode, on doit charger les super-condensateurs (SC) via la pile à combustible (PàC) à travers l'inductance L_l et la commande de T_{11} avec un rapport cyclique α . Les interrupteurs T_{31} , T_{42} , T_{22} et T_{19} étant tous maintenus en position conductrice et T_{39} en position bloquée figure2.6. La figure2.5 présente la configuration de ce mode en termes du sens de transit d'énergie à bord de la voiture électrique.

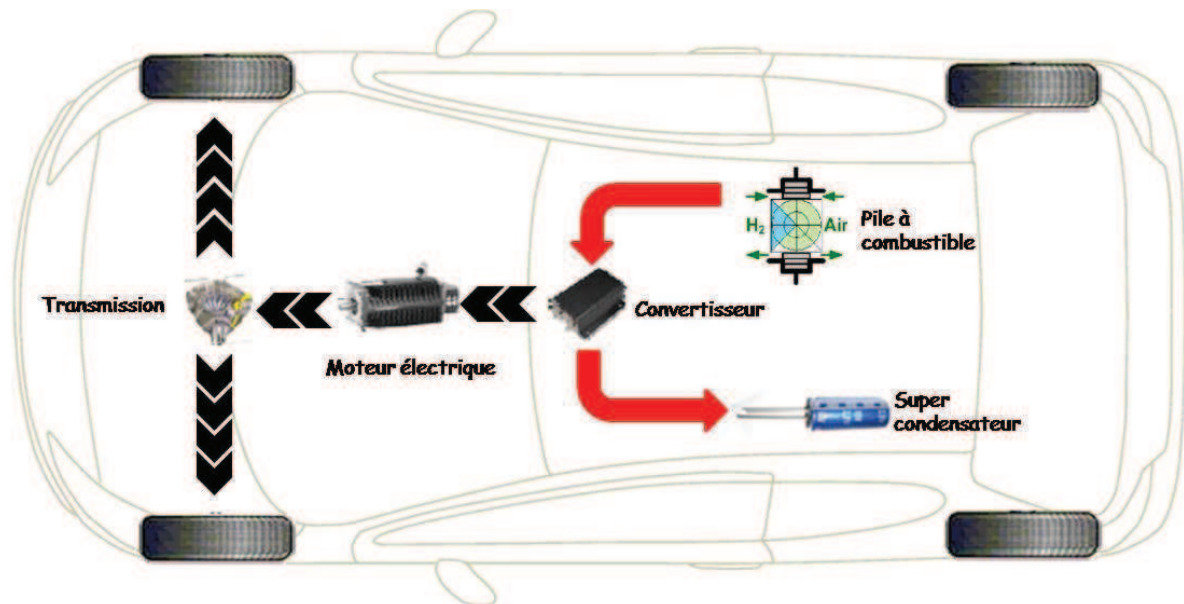


Figure 2.5. Configuration de la Charge des (SC) à partir de la (PàC)

Dans ce mode on distingue deux séquences de fonctionnement :

Séquence (a) :

Le transistor de T_{11} est passant pour $t \in [0, \alpha T]$, un courant est alors absorbé par les SC à partir la PàC via les interrupteurs représentés sur la figure2.6a. Dans ces conditions, la topologie du circuit correspond au schéma de la figure2.6b et l'on peut écrire les équations régissant son fonctionnement comme suit :

$$v_{pac} = L_2 \frac{di_{pac}}{dt} + v_{sc} \quad (1)$$

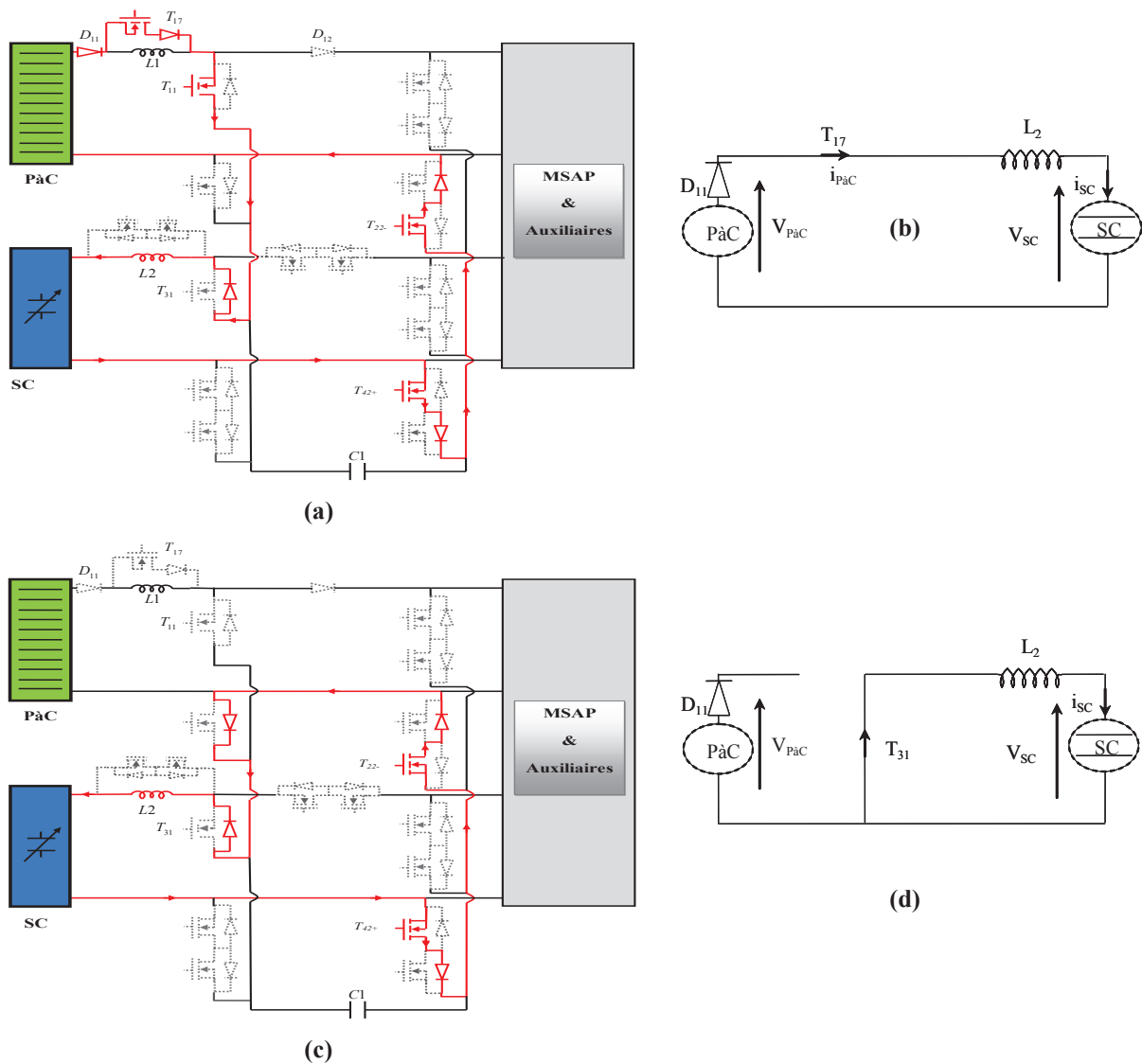


Figure 2.6. Mode 1 « Charge (SC) via (PaC) » : T_{17} , T_{22} , et T_{42+} = ON en permanence et T_{11} = ON/OFF avec un rapport cyclique α_1

Séquence (b) :

Le transistor de l'interrupteur T_{11} est bloqué pour $t \in [\alpha T, T]$, c'est une séquence de roue libre dans laquelle les interrupteurs conducteurs sont ceux représentés en rouge sur la figure 2.6c. Dans ces conditions, la topologie du circuit correspond au schéma de la figure 2.6d et l'on peut écrire les équations régissant son fonctionnement comme suit :

$$v_{L2} + v_{sc} = L_2 \frac{di_{pac}}{dt} + v_{sc} = 0 \tag{2}$$

$$v_{sc} = -L_2 \frac{di_{pac}}{dt} \quad (3)$$

2.2.1.2. Mode 2: Alimentation du véhicule par la PàC seule

Le mode 2 correspond à l'alimentation du véhicule à partir de la PàC en la branchant tout simplement à l'entrée des convertisseurs du côté des charges. Ce mode est sollicité lorsque le véhicule roule à basse vitesse, c-à-d lors des démarrages et des marches à basses vitesses (régime urbain). Le mode 2 est donc sollicité lorsque la tension du bus continu nécessaire à l'entraînement du véhicule est inférieure ou égale à la tension de la PàC ($V_C \leq V_{pac}$). Dans ce cas, les interrupteurs T_{12}^+ , T_{12}^- et T_{21} sont maintenus tout le temps en position fermée (conducteurs), voir figure2.7a.

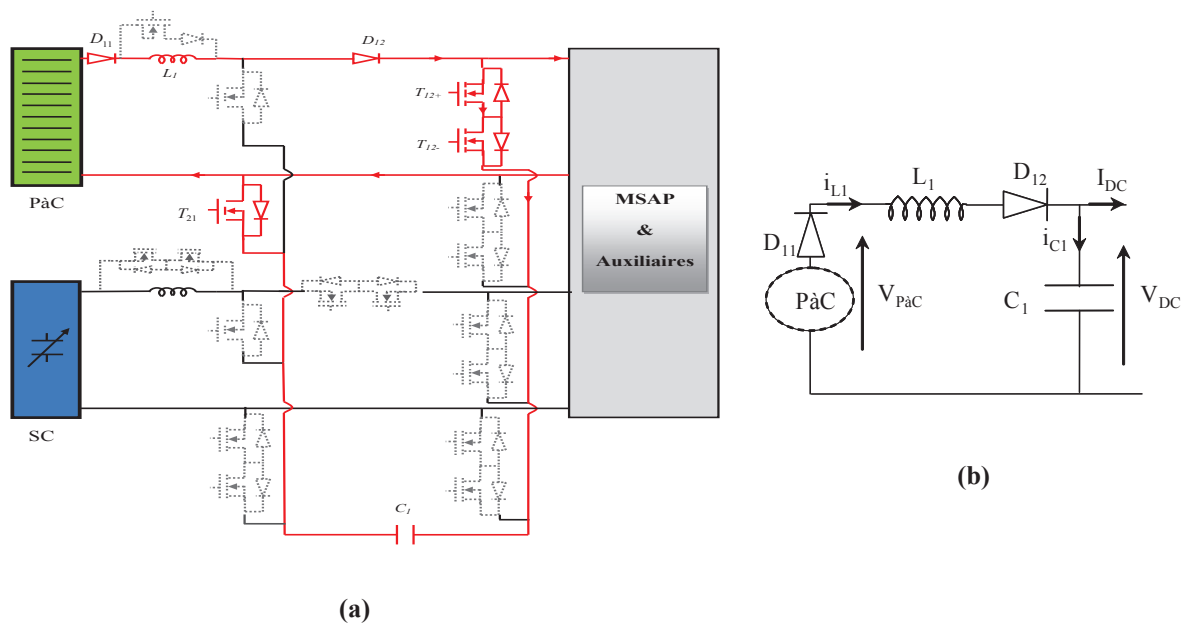


Figure 2.7. Mode 2 « Pile à combustible alimentant le bus DC via le filtre L1C1 » : T_{12}^+ , T_{12}^- et T_{21} = ON en permanence

Ce mode a une seule séquence de fonctionnement du mode que l'on peut schématiser par le circuit équivalent de la figure2.7b. En effet, du fait que la PàC soit non réversible en courant, il est nécessaire que le condensateur de filtrage C1 soit branché durant toute la durée de ce mode de fonctionnement. Le contrôle du flux d'énergie entre la PàC et la charge est alors entièrement assuré par les convertisseurs côté-charge (onduleurs et alimentations stabilisées).

2.2.1.3. Modes 3: Alimentation du véhicule par la PàC seule via un Boost

Le flux d'énergie pour ce mode est identique à celui du mode 2 et est représenté par la figure 2.8. Dans le cas des marches à grandes vitesses, la tension du bus continu doit être suffisamment élevée pour assurer la traction du véhicule. Ainsi, le mode 3 est prévu pour permettre un fonctionnement en élévateur de tension de la PàC (Boost). Les interrupteurs mis en jeu dans ce mode sont représentés sur la figure 2.9 où les transistors des interrupteurs T_{12} , T_{12}^+ et T_{21} sont maintenus en position fermée et le transfert d'énergie se fait à travers la commande de l'interrupteur T_{11} à l'aide d'un rapport cyclique α_1 . On note que la présence de l'inductance L_1 dans le circuit, rendue possible grâce au blocage du transistor de T_{19} , est indispensable à la réalisation de ce mode de fonctionnement.

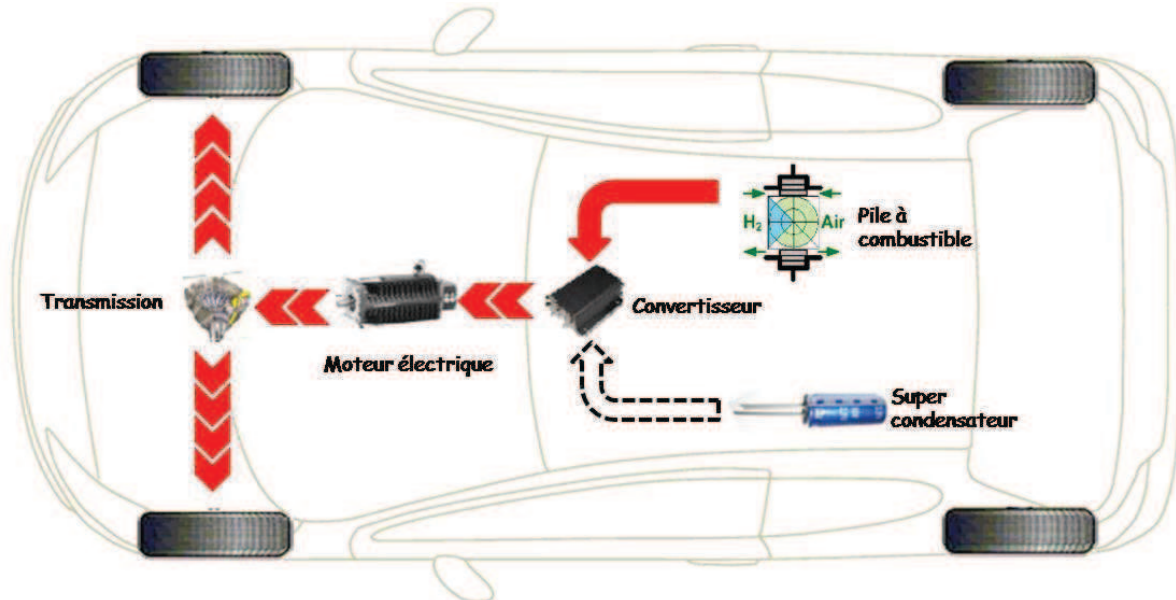


Figure 2.8. Pile à combustible alimentant seule, le véhicule (modes 2 et 3)

Dans le mode 3 la charge demande une tension plus grande que peut fournir la PàC ($V_{DC} \geq V_{pac}$). On distingue alors deux séquences de fonctionnement pour lesquelles les états, passant/bloqué de chaque interrupteur mis en jeu, sont représentées dans les figure 2.9(a) et 2.9(b).

Séquence (a) :

Le transistor de T_{11} est passant pour $t \in [0, \alpha_1 T]$, le courant de la PàC augmente dans l'inductance L_1 via les transistors T_{11} et T_{21} et l'alimentation de la charge est assurée à l'aide de l'énergie stockée dans le condensateur C_1 , voir figure 2.9(a). Dans ces conditions, la topologie du circuit correspond au schéma de la figure 2.9(b).

Les équations régissant le fonctionnement de cette séquence sont comme suit :

$$V_{pac} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{L_1} \tag{4}$$

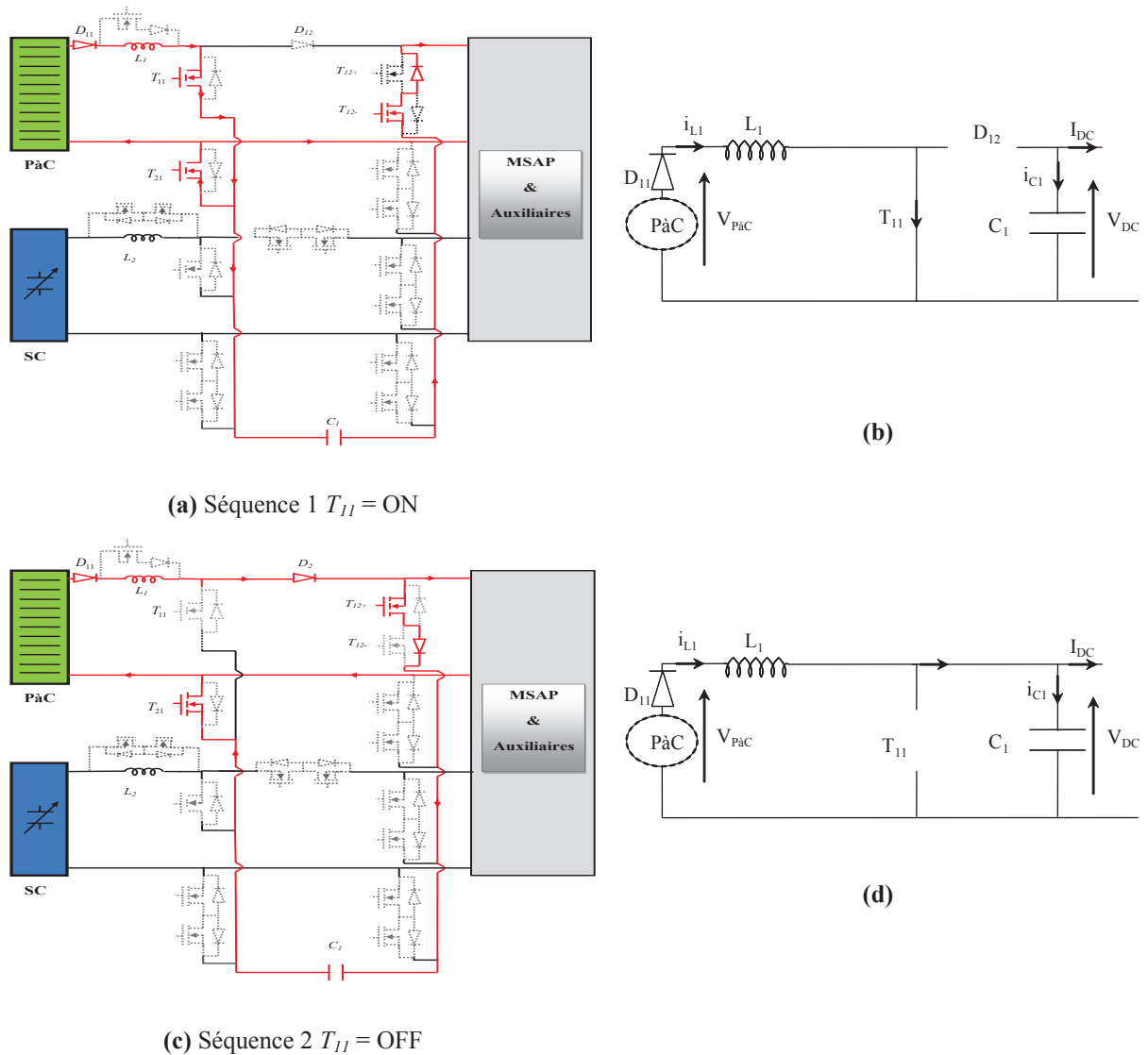


Figure 2.9. Mode 3 « Pile à combustible en mode Boost » T_{12+} , T_{12-} et $T_{21} = \text{ON}$ en permanence, $T_{11} = \text{ON/OFF}$ avec un rapport cyclique α_2

Séquence (b) :

Le transistor de l'interrupteur T_{11} est bloqué pour $t \in [\alpha_1 T, T]$. Dans cette séquence les semi-conducteurs des conducteurs sont ceux représentés en rouge sur la figure 2.9c. Dans ces conditions, la topologie du circuit correspond au schéma de la figure 2.9d.

Les équations régissant le fonctionnement de cette séquence sont comme suit :

$$V_{pac} = V_{L_1} + V_{DC} \quad (5)$$

$$V_{pac} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} + V_{DC_1} \quad (6)$$

2.2.1.4. Mode 4: Alimentation du véhicule par les SC seuls

Le mode 4 correspond à l'alimentation du véhicule à partir des SC directement branchés à l'entrée des convertisseurs du côté des charges, voir figure2.10.

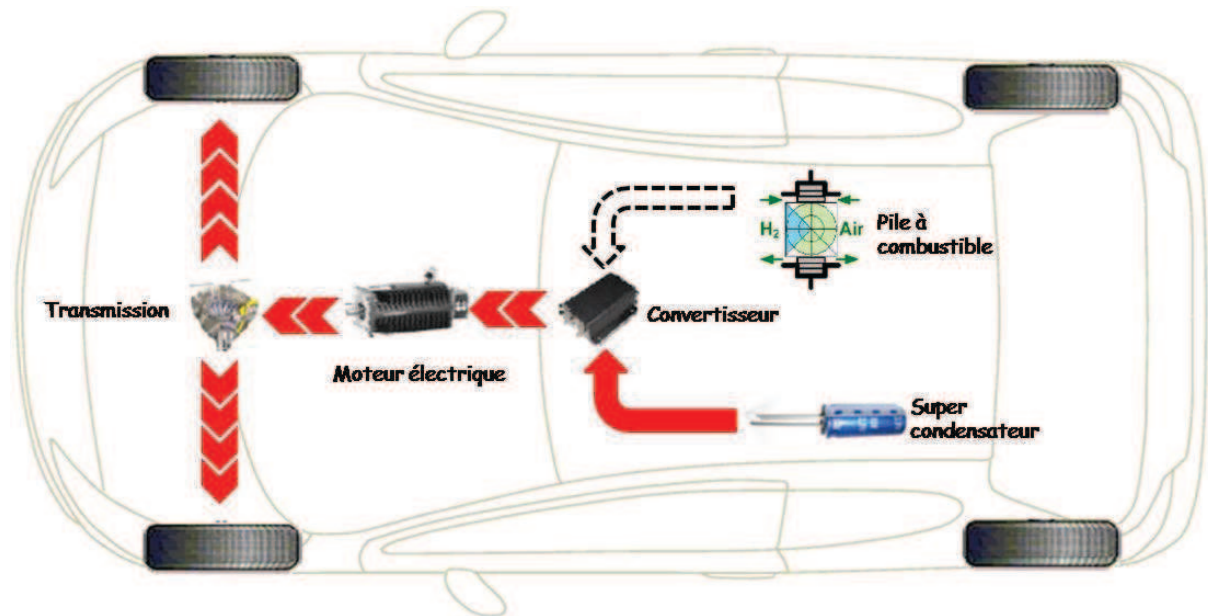


Figure 2.10. super-condensateur alimentant seul le véhicule (modes 4 et 5)

Le mode 4 est sollicité lorsque le véhicule roule à basse vitesse mais à forte demande de puissance comme par exemple des démarrages en côte. Tout comme le mode 2, le mode 4 est possible uniquement lorsque la tension du bus continu nécessaire à l'entraînement du véhicule est inférieure ou égale à la tension des SC ($V_C \leq V_{SC}$). Dans ce cas, les transistors des interrupteurs T_{37} et T_{38} sont maintenus tout le temps en position fermée (conducteur), voir figure2.11(a). Ce mode a une seule séquence de fonctionnement que l'on peut schématiser par le circuit équivalent de la figure 2.11b et caractériser par l'égalité suivante :

$$V_{sc} = V_{DC} \quad (7)$$

$$i_{L2} = 0 \quad ; \quad i_{SC} = I_{DC} \quad (8)$$

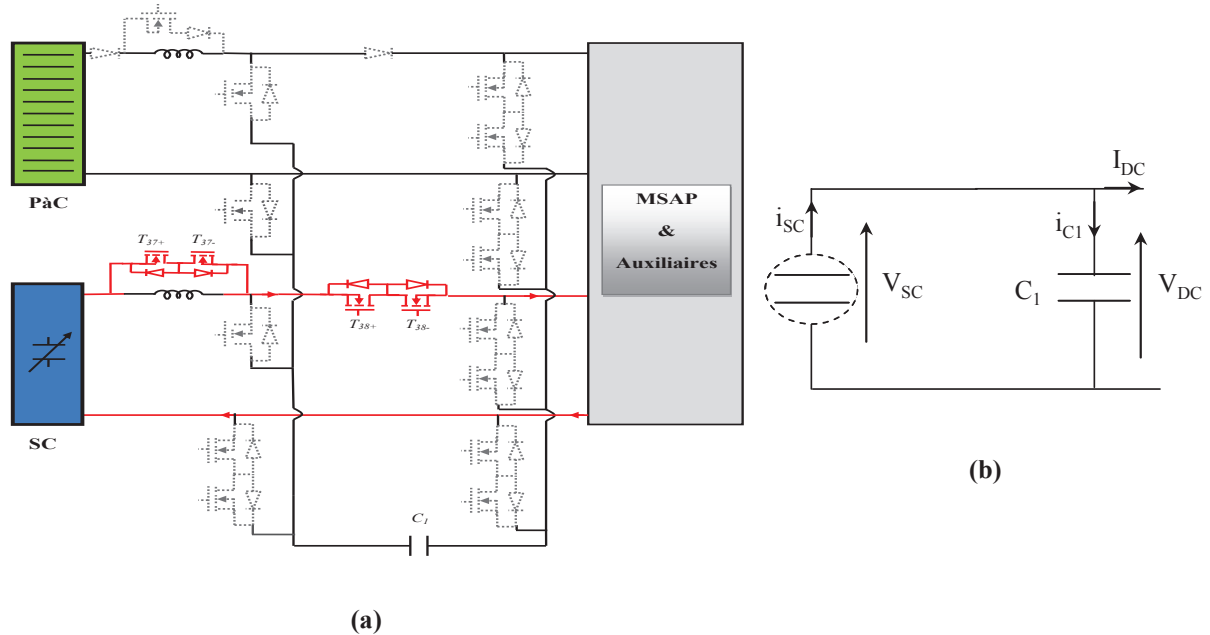
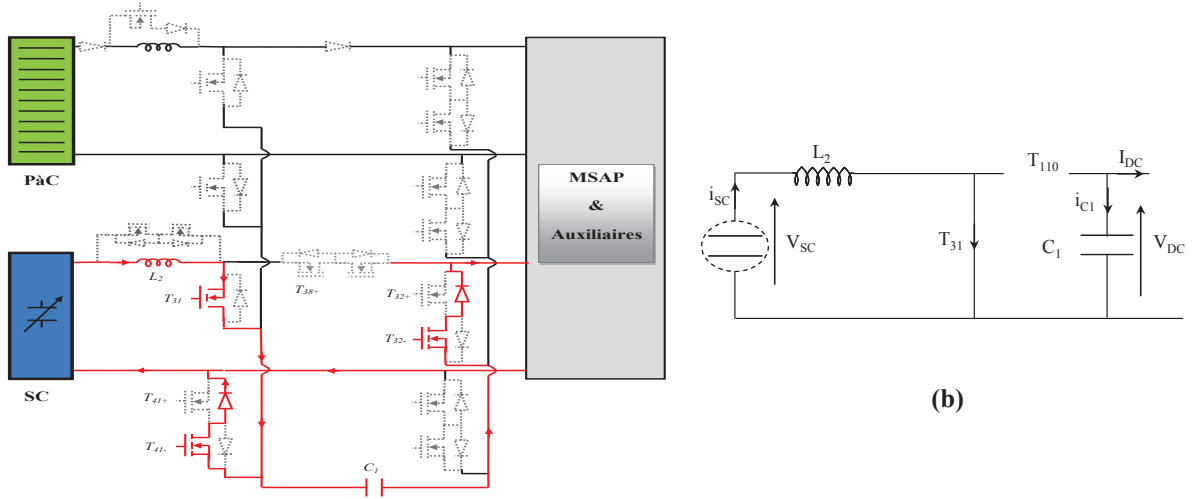


Figure 2.11. Mode 4 « Super-condensateur en mode Buck » : T_{37+} , T_{37-} , T_{38+} et T_{38-} = ON en permanence

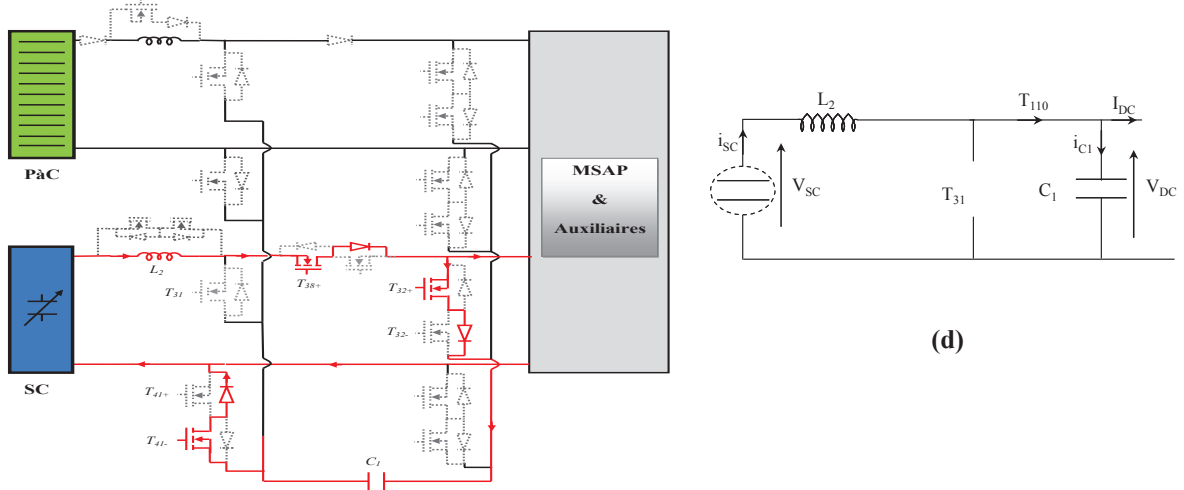
2.2.1.5. Modes 5: Alimentation du véhicule par les SC seuls via un Boost

Le mode 5 intervient lors des forts appels de puissance lors des régimes à grande vitesse (route et autoroute) où la tension du bus continu doit être suffisamment élevée pour assurer la traction du véhicule. Ainsi, le mode 5 est prévu pour permettre un fonctionnement en élévateur de tension des SC, la puissance transitant de ces derniers vers la charge. Le flux d'énergie pour ce mode est identique à celui du mode 4 est représenté par la figure 2.10.

Les interrupteurs mis en jeu dans ce mode sont représentés sur la figure 2.12 où les transistors des interrupteurs T_{32} et T_{41} sont maintenus en position fermée, ceux de T_{42} et T_{38+} sont gardés ouverts et le transfert d'énergie se fait à travers la commande de l'interrupteur T_{31} à l'aide d'un rapport cyclique α_2 .



(a) : Séquence 1 : $T_{31} = ON$



(c) : Sequence 2 : $T_{31} = OFF$

Figure 2.12. Mode 5 « Supercondensateurs en mode Boost», T_{38+} , T_{32+} , T_{32-} et $T_{42-} = ON$ en permanence, $T_{31} = ON/OFF$ avec un rapport cyclique α_3

On note que la présence de l'inductance L_2 dans le circuit, rendue possible grâce au blocage du transistor de T_{37} , est indispensable à la réalisation de ce mode de fonctionnement. Il existe alors deux séquences de fonctionnement présentées respectivement par les figures 2.12(a) et 2.12(c).

Séquence (a) :

Le transistor T_{31} est passant pour $t \in [0, \alpha_2 T]$, c'est une séquence d'emmaganage d'énergie où le courant des SC augmente dans l'inductance L_2 via les transistors T_{31} et T_{41} . Pendant ce temps, l'alimentation de la charge est assurée à l'aide de l'énergie stockée dans le condensateur C_1 , voir figure 2.12(a). Dans ces conditions, la topologie du circuit correspond au

schéma de la figure2.12b. Les équations régissant le fonctionnement de cette séquence sont comme suit :

$$V_{sc} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} = V_{L_2} \quad (9)$$

Séquence (b) :

Le transistor de l'interrupteur T_{3l} est bloqué pour $t \in [\alpha_2 T, T]$, c'est une séquence de restitution d'énergie dans laquelle les semi-conducteurs des conducteurs sont ceux représentés en rouge sur la figure2.12c. Dans ces conditions, la topologie du circuit correspond au schéma de la figure2.12d.

Les équations régissant le fonctionnement de cette séquence sont comme suit :

$$V_{sc} = V_{L_2} + V_{DC} \quad (10)$$

$$V_{sc} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} + V_{DC} \quad (11)$$

2.2.1.6. Modes 6: Récupération de l'énergie du véhicule par les SC

Dans le cas de freinage, le moteur de traction fonctionne en génératrice entraînée par l'inertie du véhicule. Cette énergie cinétique peut être récupérée par les SC en inversant le courant du mode 5. Le flux d'énergie change alors de direction pour transiter de la chaîne de traction vers les SC, voir figure2.13.

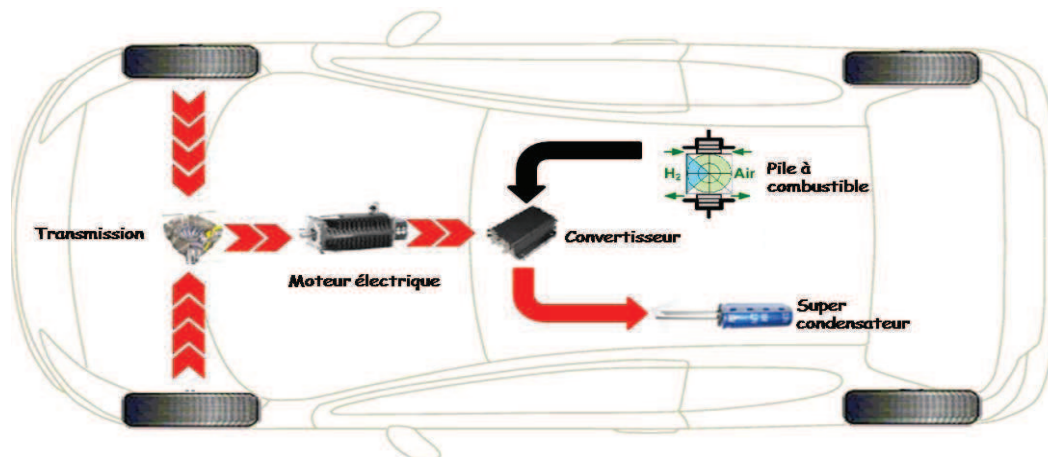


Figure 2.13. Récupération d'énergie du freinage sur les super-condensateurs

La mise en œuvre de cette récupération d'énergie sera alors effectuée à travers la commande du transistor T_{38-} avec un rapport cyclique α_3 . En amorçant les transistors des interrupteurs T_{32+} et T_{41-} , la récupération s'effectue à travers l'onduleur du bas, voir les figures 2.14(a) et 2.14(b) représentant les deux séquences de fonctionnement de ce mode.

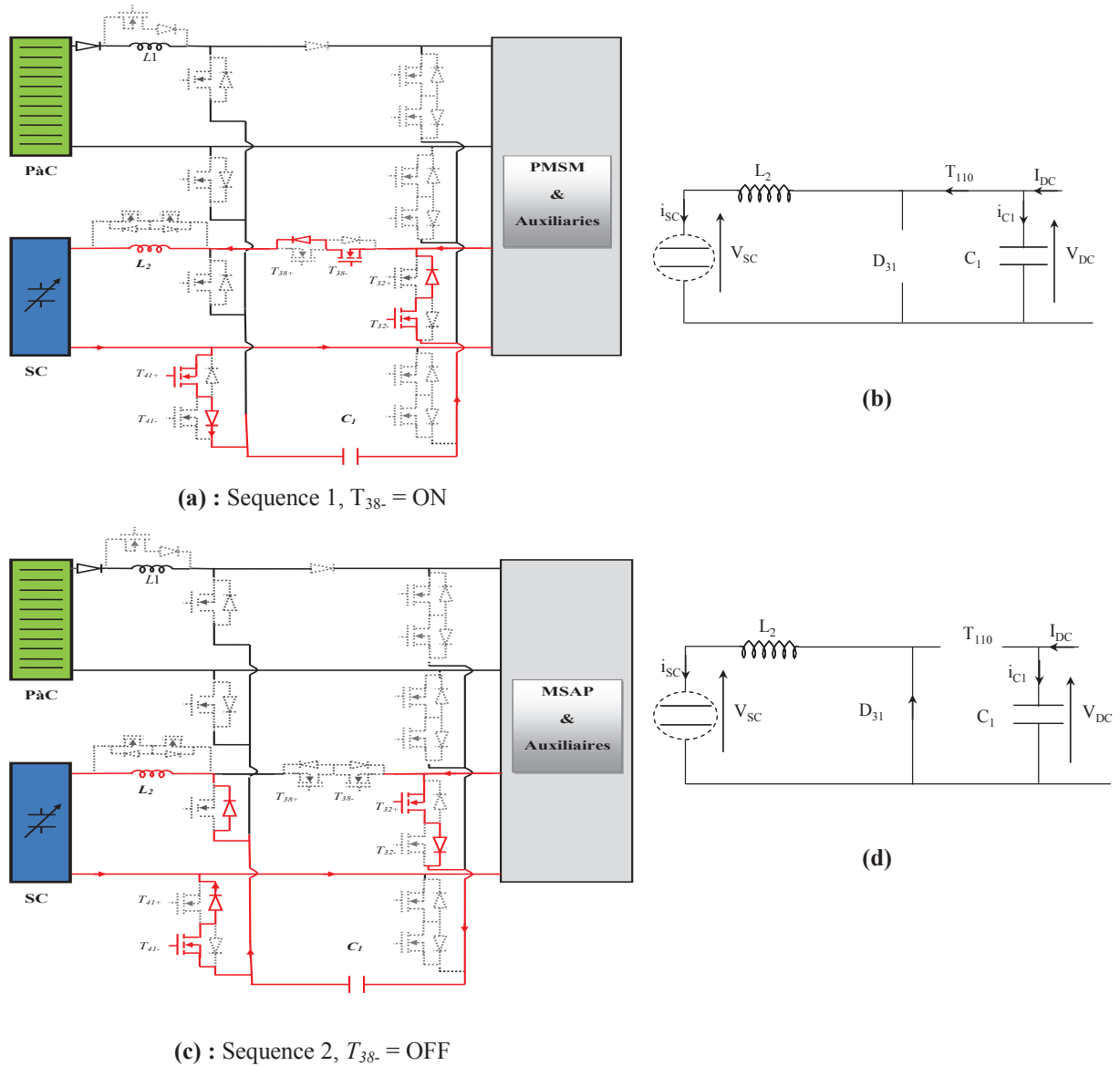


Figure 2.14. Figure 14: Mode 6 « Supercondensateurs en mode récupération Boost-courant négatif », T_{32+} , T_{32-} , T_{41+} et T_{41-} = ON en permanence, T_{38-} = ON/OFF avec un rapport cyclique α_3

Si l'on veut effectuer la récupération à travers l'onduleur n°2, il faudra en plus, amorcer de façon permanente, les transistors de T_{32} . Les figures 2.14(a) et 2.14(b) représentent les deux séquences de ce mode de récupération. Vue des SC, le fonctionnement du mode 6 se

caractérise de façon unique quel que soit le convertisseur faisant le lien avec les charges. En effet, il existe deux séquences, explicitées ci-dessous:

Séquence (a) :

Le transistor T_{38} . est fermé (conducteur) lorsque $t \in [0, \alpha_3 T]$ pour enclencher une phase active dans laquelle les SC reçoivent l'énergie provenant de la charge mise en parallèle du condensateur de filtrage C_1 . Le circuit équivalent représentant cette séquence est celui de la figure 2.14(b). Les équations qui traduisent le fonctionnement de ce circuit sont (10) et (11), à la différence que le courant de la bobine L_2 est négatif.

Séquence (b) :

Le transistor T_{38} . est ouvert pour $t \in [\alpha_3 T, T]$, la diode de T_{31} se met alors en conduction. Il s'agit d'une phase de roue libre où le courant des SC diminue dans l'inductance L_2 . Pendant ce temps, l'énergie de la charge est entièrement emmagasinée dans le condensateur C_1 , voir figure 14c. Dans ces conditions, la topologie du circuit correspond au schéma de la figure 2.14(d) et l'équation qui le régit est la n°(11) avec un courant de signe négatif.

Remarque :

Dans le cas où il y a un excès d'énergie récupérée il faudra envisager une résistance de freinage pour la dissiper.

2.2.1.7. Modes hybrides

D'autres modes (appelés modes hybrides) peuvent être créés en combinant deux des modes basiques précédemment présentés. Le tableau 1 illustre ces modes additionnels et quels interrupteurs sont mis en jeu.

Modes hybrides	Modes basiques combinés	Transistors en position ON en permanence	Transistors commandés avec un rapport cyclique
7	2 et 4	$T_{12+}, T_{12-}, T_{21}, T_{37+}, T_{37-}, T_{38+}, T_{21}, T_{32-}, T_{32+}$	
8	3 et 5	$T_{12+}, T_{12-}, T_{21}, T_{38+}, T_{32+}, T_{32-}, T_{42}$	T_{11}, T_{31}
9	2 et 6	$T_{12+}, T_{12-}, T_{21}, T_{32+}, T_{32-}, T_{41+}, T_{41-}$	T_{38-}
10	3 et 6	$T_{12+}, T_{12-}, T_{21}, T_{32+}, T_{32-}, T_{41+}, T_{41-}$	T_{11}, T_{38-}

Tab. 1. Modes hybrides de fonctionnement du convertisseur DC-DC

Ces modes hybrides interviennent dans le cas où le véhicule demande un appel de courant trop important par rapport à ce que peut fournir la (PàC), les (SC) peuvent être

sollicités pour apporter ces pics de courant. En effet, il est possible d'alimenter le bus continu du véhicule conjointement par la PàC et les SC, figure2.15. Les modes de fonctionnement du convertisseur DC-DC sont alors les modes hybrides 7 et 8 correspondant respectivement aux régimes, urbain et autoroute. Lorsqu'il faut recharger les SC à la fois par la récupération de l'énergie du freinage et la PàC, les modes de fonctionnement du convertisseur DC-DC sont les modes hybrides 9 et 10 correspondant respectivement aux régimes, urbain et autoroute.

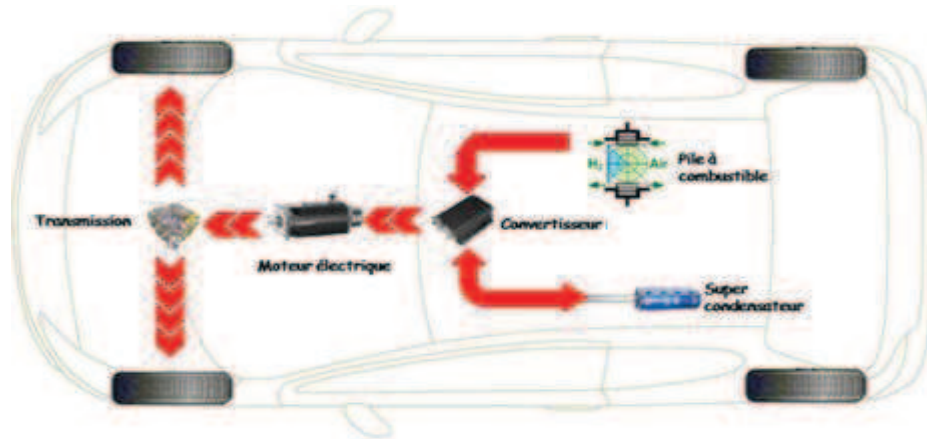


Figure 2.15. Alimentation du véhicule par la PàC et les SC via des Boosts

A titre d'illustration le régime 8 est détaillé. Ce mode intervient lorsque la PàC et les SC sont sollicités à travers leurs Boosts respectifs. Cette situation se présente lors des à-coups de puissance à des fortes valeurs de vitesse (régime route ou autoroute). L'énergie circule alors de la PàC et des SC vers la chaîne de traction telle qu'il est schématisé sur la figure2.15. Quant aux séquences de fonctionnement, elles sont directement déduites de celles des modes 3 et 5 ; le mode 8 étant la combinaison de ces deux modes.

La mise en œuvre de ce mode de fonctionnement est effectuée à travers la commande des transistors T_{11} et T_{31} avec les rapports cycliques α_1 et α_3 respectivement. Les transistors des interrupteurs T_{21} , T_{41} , T_{12} et T_{32} sont maintenus à l'état passant en permanence. Les quatre séquences de fonctionnement de ce mode sont simplement déduites de celles des modes 3 et 5 comme suit :

Séquence (1) du mode 8 : séquence (a) du mode 3 + séquence (a) du mode5

Les transistors de T_{11} et T_{31} sont passants tel qu'il est présenté sur la figure2.16(a). Les équations régissant cette séquence sont (4) et (5).

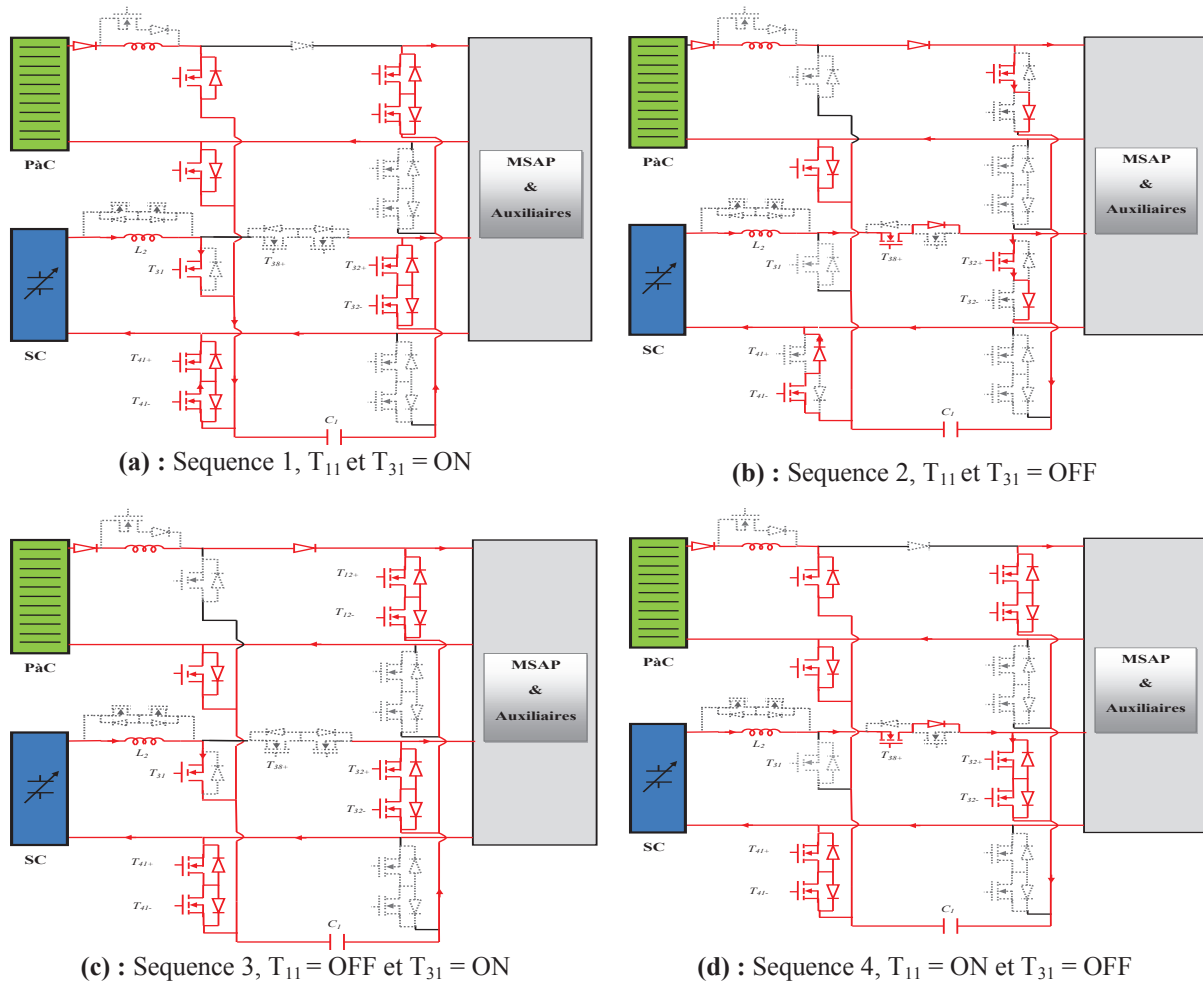


Figure 2.16. Figure 16: Mode8 « Alimentation du véhicule par la PaC et les SC via deux Boost », T_{12+} , T_{12-} , T_{21} , T_{38+} , T_{32+} , T_{32-} et T_{42} = ON en permanence, T_{11} et T_{31} = ON/OFF avec respectivement les rapports cyclique α_1 et α_2

Séquence (2) du mode 8 := séquence (b) du mode 3 + séquence (b) du mode5.

Les transistors de T_{11} et T_{31} sont bloqués tel qu'il est présenté sur la figure2.16 (b). Les équations régissant cette séquence sont (5), (6), (10) et (11).

Séquence (3) du mode 8 := séquence (b) du mode 3 + séquence (a) du mode5.

Le transistor de T_{11} est bloqué alors que celui de T_{31} est passant tel qu'il est présenté sur la figure2.16(c). Les équations régissant cette séquence sont (5) et (9).

Séquence (4) du mode 8 := séquence (a) du mode 3 + séquence (b) du mode5.

Le transistor de T_{11} est passant alors que celui de T_{31} est bloqué tel qu'il est présenté sur la figure2.16(d). Les équations régissant cette séquence sont (4), (10) et (11).

2.2.1.8. Remarque

Pour le dimensionnement des composants passifs (bobines et condensateur) du convertisseur ci-dessus, une mise en équation en régime établie est nécessaire. Ces calculs sont développés en Annexe 2.A.

2.3. Simulation des fonctionnalités du convertisseur DC-DC proposé

2.3.1. Modèle du MOSFET

Dans la partie expérimentale de cette thèse, le MOSFET a été utilisé comme élément de commutation. Ainsi, le programme de simulation permettant l'étude du fonctionnement du système étudié et le dimensionnement des différents éléments de la maquette adopte ce même choix.

De nombreux modèles du transistor MOSFET sont utilisés dans la littérature et sont implantés dans des simulateurs tels que SPICE, SABER. Matlab-simulink La figure 2.17 montre le schéma équivalent du modèle du transistor MOSFET disponible dans la bibliothèque de Matlab-simulink [2.1],[2.2],[2.3] et adopté pour le développement du programme de simulation.

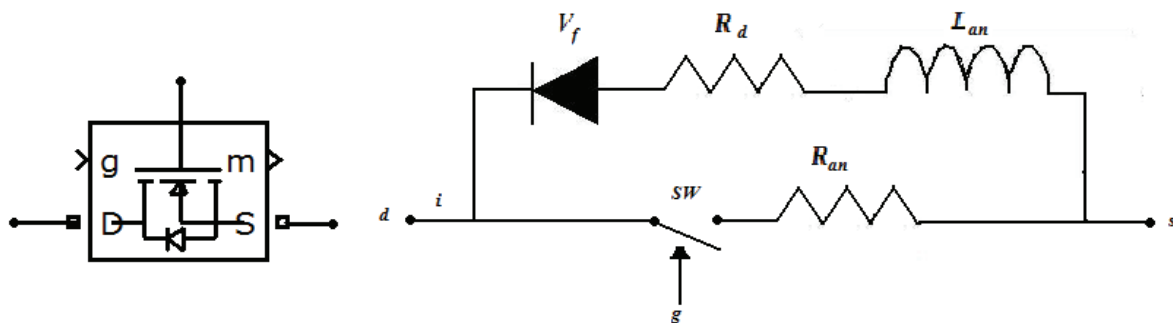


Figure 2.17. Modèle du MOSFET sous SIMULINK

Avec,

R_{an} : Résistance interne(Ω).

L_{an} : Inductance interne (H).

R_d : Résistance interne de la diode (Ω).

V_f : Tension de polarisation de a diode (v).

2.3.2. Programme de simulation du convertisseur DC-DC proposé

Le logiciel choisi pour le développement du programme de simulation du système étudié (sources - convertisseurs –charges) est MATLAB-SIMULINK notamment sa

bibliothèque « SimPowerSystems ». La première étape dans ce développement a consisté à modéliser les différents interrupteurs formant le convertisseur proposé à base du modèle MOSFET présenté précédemment. La figure2.18 montre les modèles des trois interrupteurs nécessaires au bon fonctionnement du convertisseur proposé.

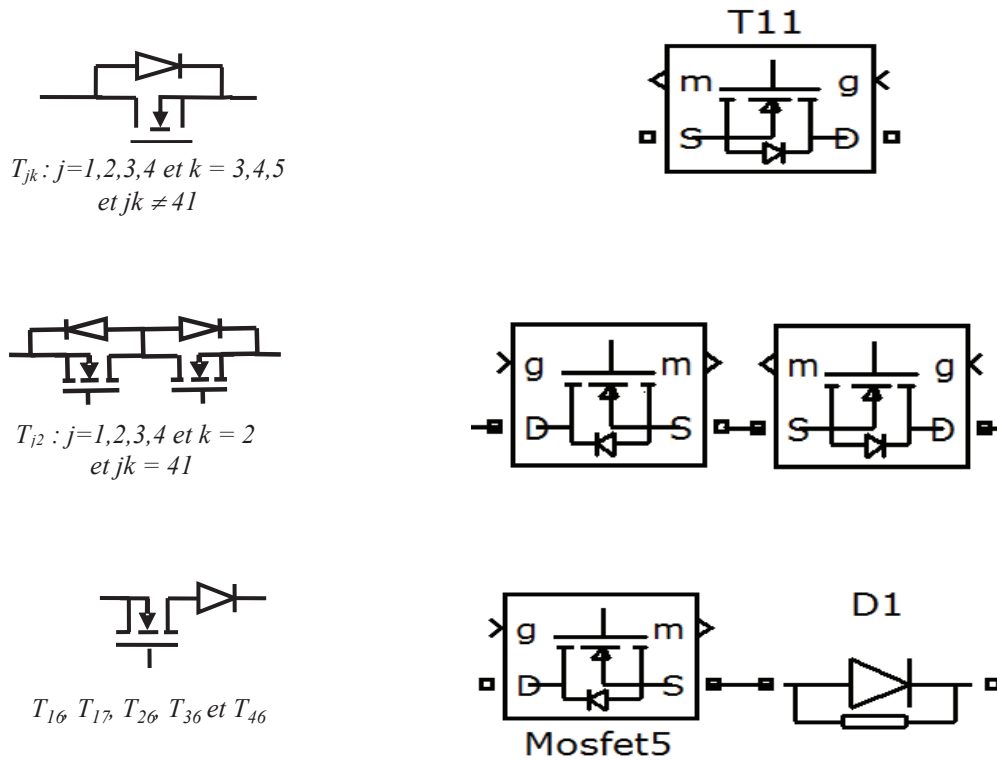


Figure 2.18. Modèles des interrupteurs

Le schéma du système étudié est donné sur la figure2.19 où on distingue deux blocs principaux. Le premier est le convertisseur DC-DC présenté précédemment et le deuxième bloc est celui de la charge comprenant d’une part, les moteurs et le réseau de bord et d’autre part les convertisseurs assurant le contrôle d’énergie entre ces derniers et le bus DC.

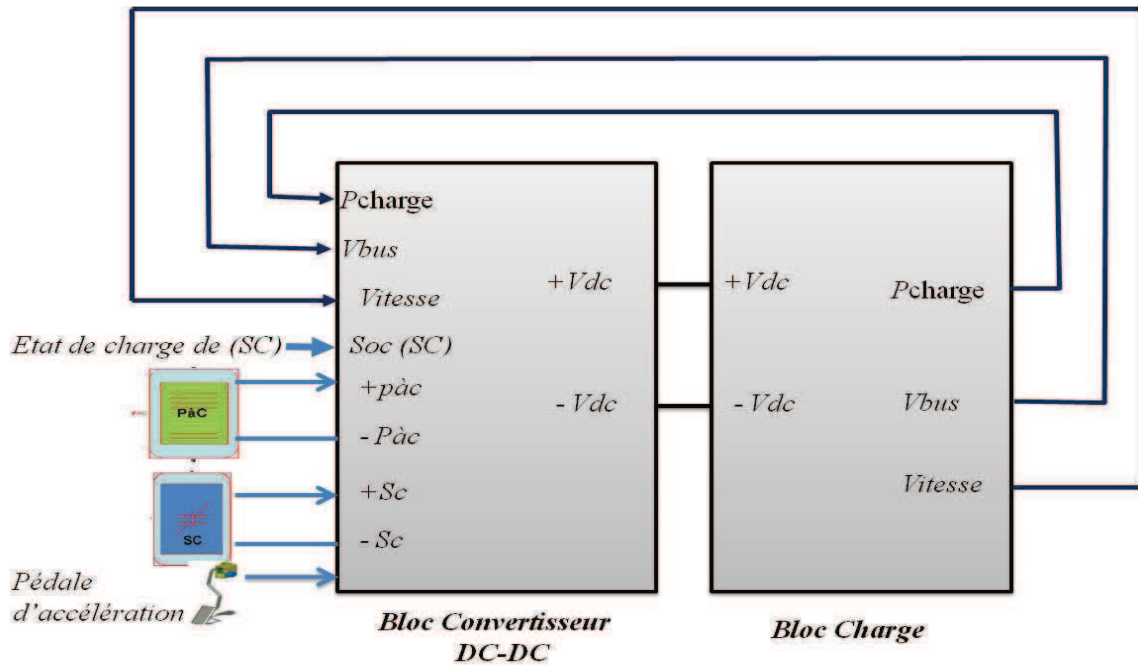


Figure 2.19. Schéma bloc des composants de puissance embarqués

A l'entrée du bloc convertisseur DC-DC on distingue les bornes + et - de la PàC et des SC ainsi que l'estimation de la puissance de charge (P_{charge}), la référence de la tension du bus DC ($V_{\text{refcharge}}$) et l'estimation l'état de charge des SC (SOC) et la vitesse ainsi que le profil d'accélération. Ce bloc communique avec le Bloc Charge à travers les bornes + et - du bus DC. Enfin, à la sortie du Bloc Charge deux grandeurs sont estimées ; il s'agit de P_{charge} et de la vitesse de rotation du moteur de traction à travers les mesures de la vitesse à l'aide d'un GPS par exemple, et des courants absorbés.

2.3.2.1. Bloc convertisseur DC-DC

La partie puissance du programme SIMULINK de ce bloc est représentée sur la figure 2.20 est composée des modèles d'interrupteurs de la figure 2.18. On y distingue également le régulateur de tension du bus DC à la sortie duquel on voit le rapport cyclique permettant la commande rapprochée des interrupteurs T_{11} , T_{31} et T_{38} ; les autres interrupteurs étant en permanence soit à l'état passant ou bloqué.

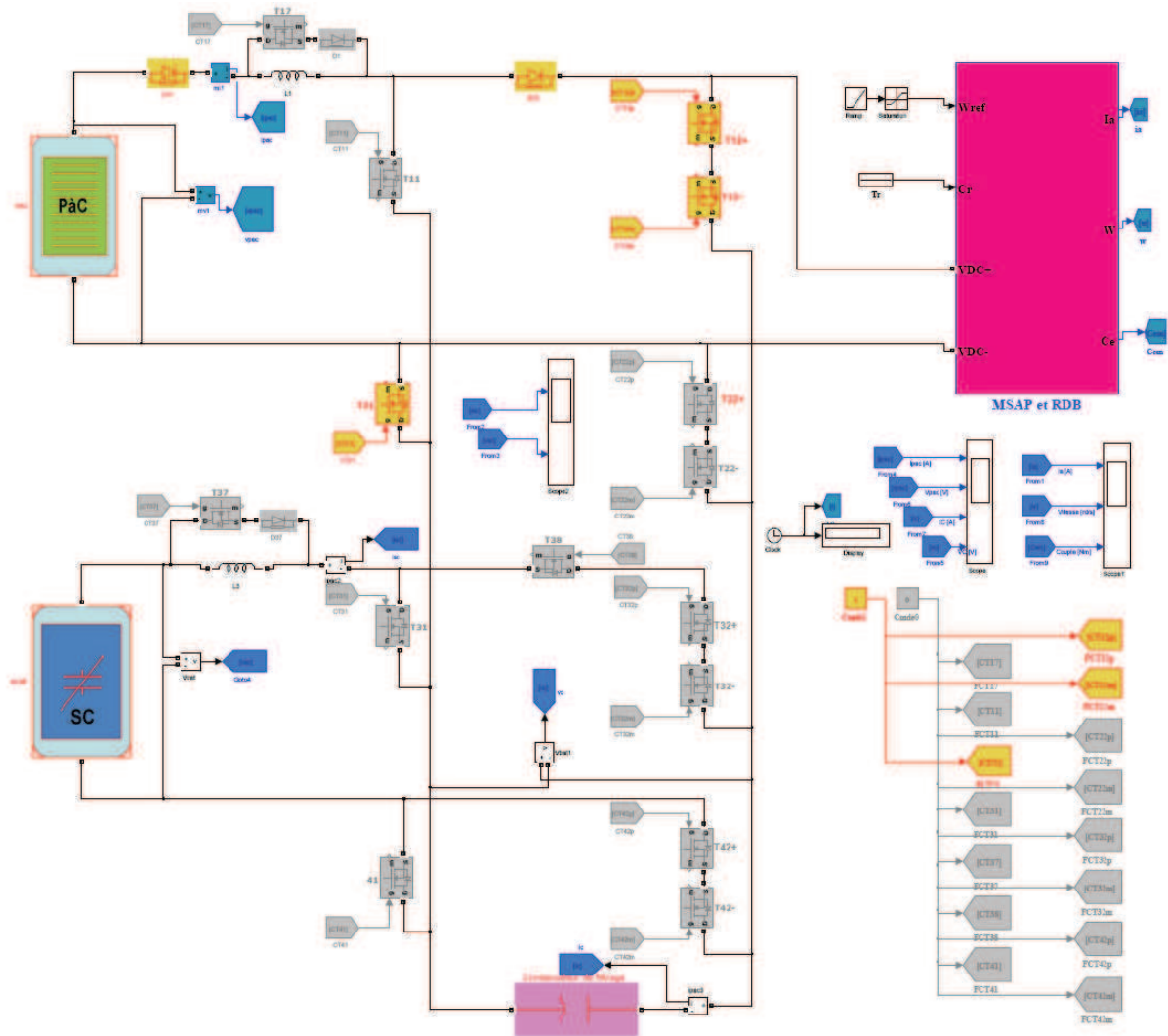


Figure 2.20. Schéma éclaté du bloc convertisseur DC-DC sous SIMULINK

La partie commande du bloc convertisseur DC-DC est simulée sous SIMULINK par le schéma de la figure2.21 où l'on distingue deux sous blocs. Le premier gère les différents modes du fonctionnement. A partir des états de ses grandeurs d'entrée il définit le mode optimal à même d'assurer la demande de la charge. Le deuxième sous bloc permet de piloter les interrupteurs selon les modes de fonctionnement qui lui ont été communiqués par le premier sous bloc. Le détail des fonctions Matlab de ces deux sous blocs est fourni en Annexe 2B.

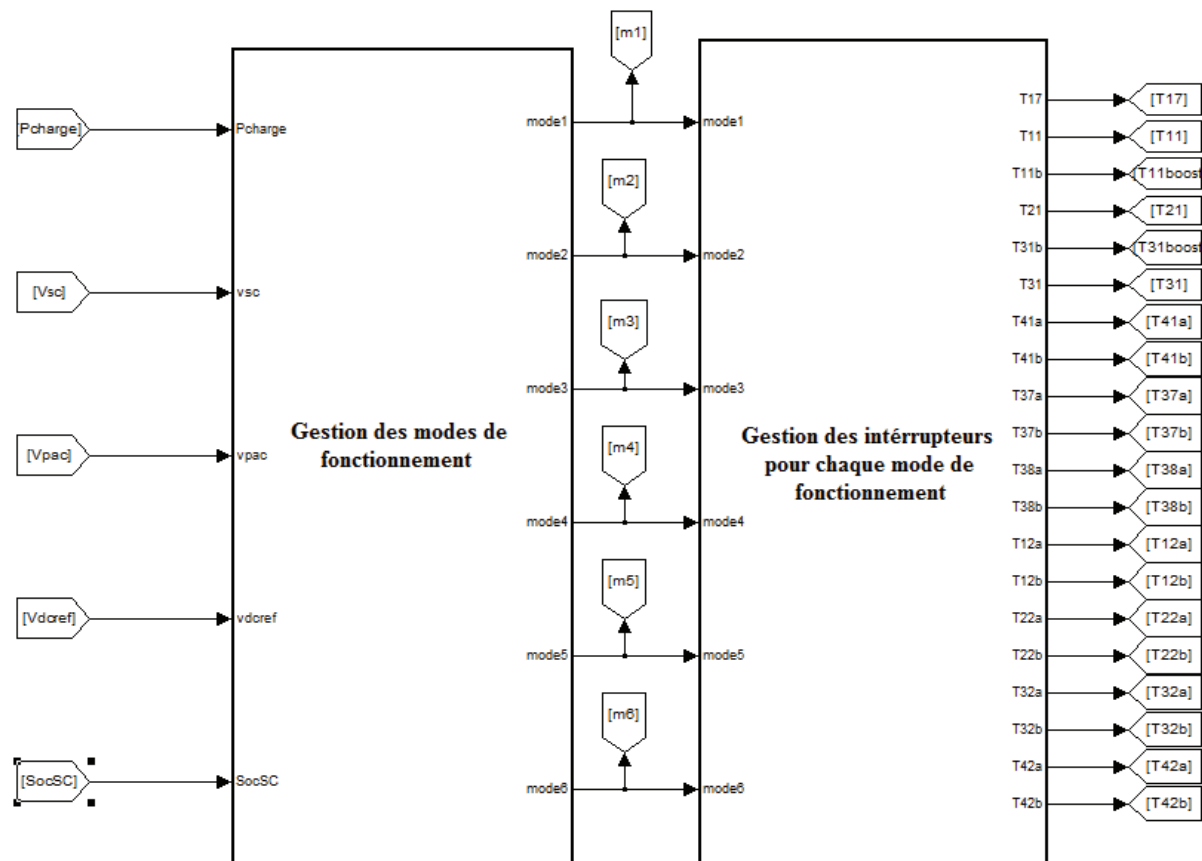


Figure 2.21. Gestion des et pilotage des interrupteurs

2.3.2.2. Bloc Charge

Le Bloc Charge comporte le moteur de traction du type triphasé synchrone à aimants permanents alimenté à l'aide d'un onduleur et dont la charge est la roue d'une voiture électrique. Le schéma SIMULINK de ce bloc est représenté sur la figure 2.22 où apparaît le moteur triphasé avec son onduleur. La charge est représentée par un profil de couple résistant rapporté à la machine. L'action sur la pédale d'accélération/décélération enclenche la commande scalaire en vitesse du moteur ce qui fait varier la puissance développée par le véhicule ainsi que la référence de la tension du bus continu (grandeurs communiquées au Bloc Convertisseur). Le détail des sous blocs moteur, réseau de bord, PaC et SC sont également présentés en Annexe 2B.

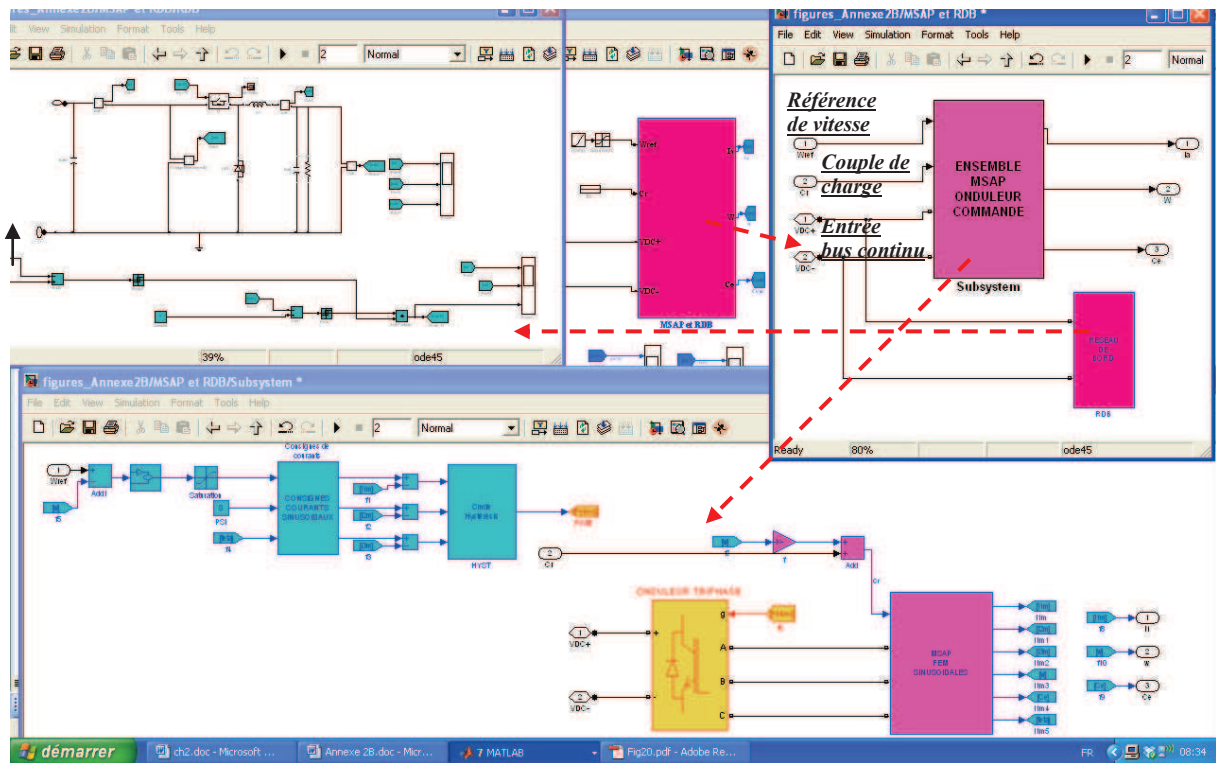


Figure 2.22. Schéma éclaté du Bloc Charge sous SIMULINK – Idem REM8

2.3.3. Résultats de Simulation

Afin de valider les modes de fonctionnement du convertisseur DC-DC, une simulation en imposant les modes de base précédemment présentés, a été effectuée. La simulation du système complet en incluant la gestion des modes au cours d'un fonctionnement virtuel du véhicule électrique sera traitée dans le chapitre 3. Afin d'écourter les durées de ces simulations nous avons considéré des super-condensateurs de faible capacité, des bobines de fortes inductances et une faible inertie du moteur. La régulation utilisée est du type hystérésis aussi bien du côté du convertisseur DC-DC que celui du côté des charges (moteur et réseau de bord). Ainsi les paramètres de simulations qui suivront sont regroupés dans le tableau 2.

Paramètres du côté du convertisseur DC-DC				Paramètres du côté de la charge			
Composants		Commande		Composants		Commande	
L_1 [mH]	1	ΔI_{pac} [A]	10	R_s [Ω]	0,4	ΔI_{abc} [A]	2
L_2 [mH]	0,5	ΔI_{sc} [A]	10	L_s [mH]	2,5	ΔI_{rdb} [A]	0,2
C_1 [mF]	18	V_{scref} [V]	55	K_e [V/s]	0,75	ΔV_{rdb} [A]	0,2
C_{sc0} [F]	1	I_{scref} [A]	-150	p	4		
k_v [F/V]	0,16			J [Kg/m ²]	9×10^{-4}		
E_{paCO} [V]	110			L_3 [mH]	5		
I_{pacn} [A]	200			C_2 [mF]	200		

Table 2 : Paramètres de simulations

2.3.3.1. Mode 1 : Charge SC à partir de la PàC

La recharge des super-condensateurs (SC) peut être réalisée de deux façons selon que l'on contrôle le courant de charge ou non. La figure 2.23 présente les formes d'ondes des courants et des tensions des SC et de la PàC lors du mode 1 sans commande de courant. On voit bien que la charge des SC est stoppée dès que la tension à leurs bornes v_{sc} attend celle de la référence à savoir, 55V. Les allures des courants de la PàC et des SC sont les mêmes où l'on constate un pic de démarrage d'environ 250A. Ce dernier peut être limité en adoptant une régulation du courant.

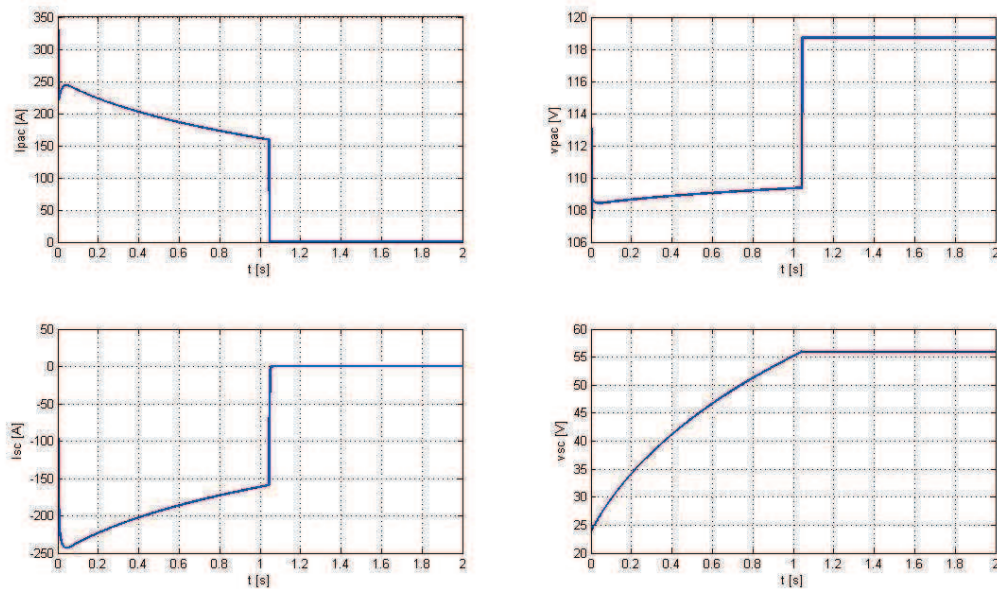


Figure 2.23. MODE 1 - Tensions et courants de la PàC et des SC, cas d'une charge non régulée en courant

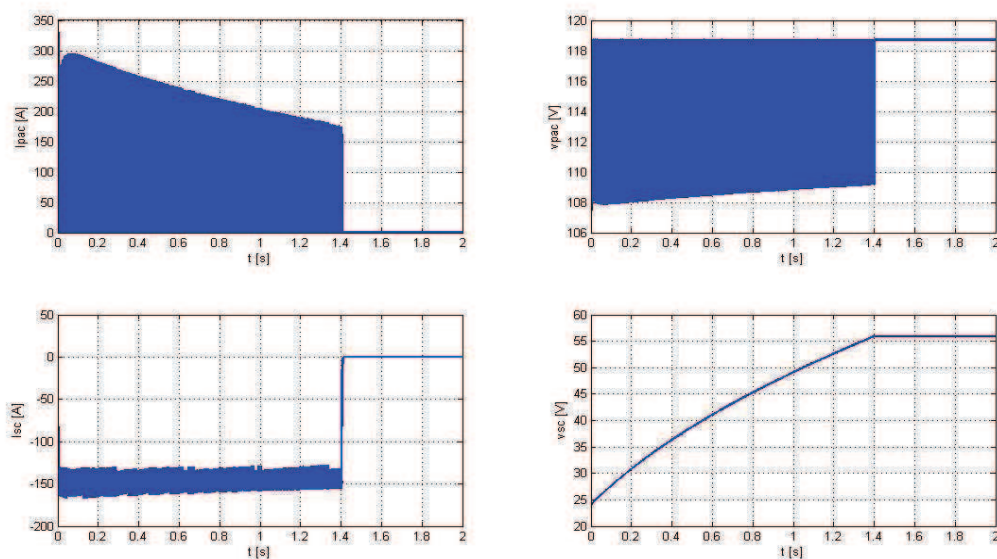


Figure 2.24. MODE 1- Tensions et courants de la PàC et des SC, cas d'une charge régulée en courant

La figure2.24 montre les allures des courants et tensions de la PàC et des SC lorsque l'on régule leur courant. Il est clairement visible que la charge des SC s'effectue sous le courant constant de référence de -150A et que la régulation de tension fonctionne également (alimentation stoppée lorsque v_{sc} atteint la valeur de référence de 55V). On remarque aussi que les formes de la tension aux bornes de la PàC, et de son courant sont celles d'un hacheur abaisseur de tension.

2.3.3.2. Mode 2: Alimentation du véhicule par la PàC seule

Dans ce mode on réalise la simulation de la PàC alimentant le moteur de la voiture ainsi que les auxiliaires à travers le bus DC. On suppose une sollicitation d'une accélération pour atteindre un palier de vitesse de 60rad/s. Dans ce mode urbain, il n'est pas nécessaire de disposer d'une valeur élevée de la tension du bus continu ; celle de la PàC est suffisante telle qu'il est montré sur la figure2.25b. Les graphes des figures2.25c et 2.25d montrent respectivement la tension aux bornes du condensateur de filtrage (du bus continu) ainsi que le courant de celui-ci. La tension du bus se stabilise bien à une valeur proche de celle de la PàC et la réversibilité du courant est assurée par le condensateur de filtrage C_1 . On note que l'ondulation du courant de la PàC est notamment fixée par la valeur de l'inductance L_1 d'où l'importance du dimensionnement du filtre L_1C_1 .

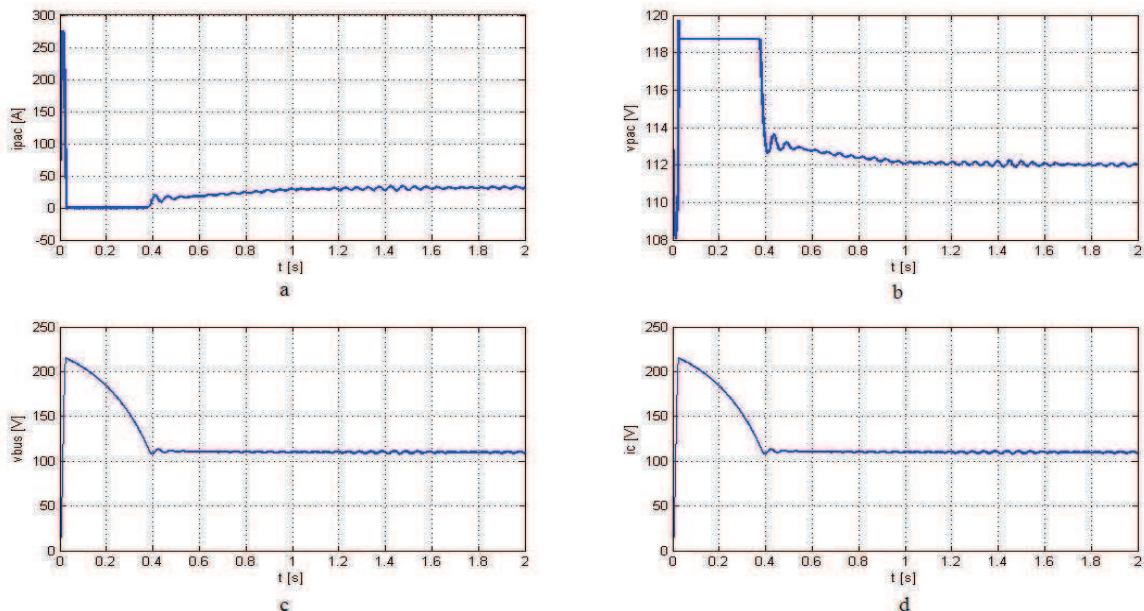


Figure 2.25. MODE 2 - Allures des tensions et courants de la PàC et du bus continu

La figure2.26 représente le courant d'une phase statorique, la vitesse du rotor ainsi que le couple électromagnétique du moteur de traction supposé être du type synchrone à aimants permanents. Il est bien visible que la référence de vitesse de 60rad/s (573tr/mn) est

satisfaite pour un couple résistant de 50N/m. Cela sans avoir recours à « booster » la tension de la PàC.

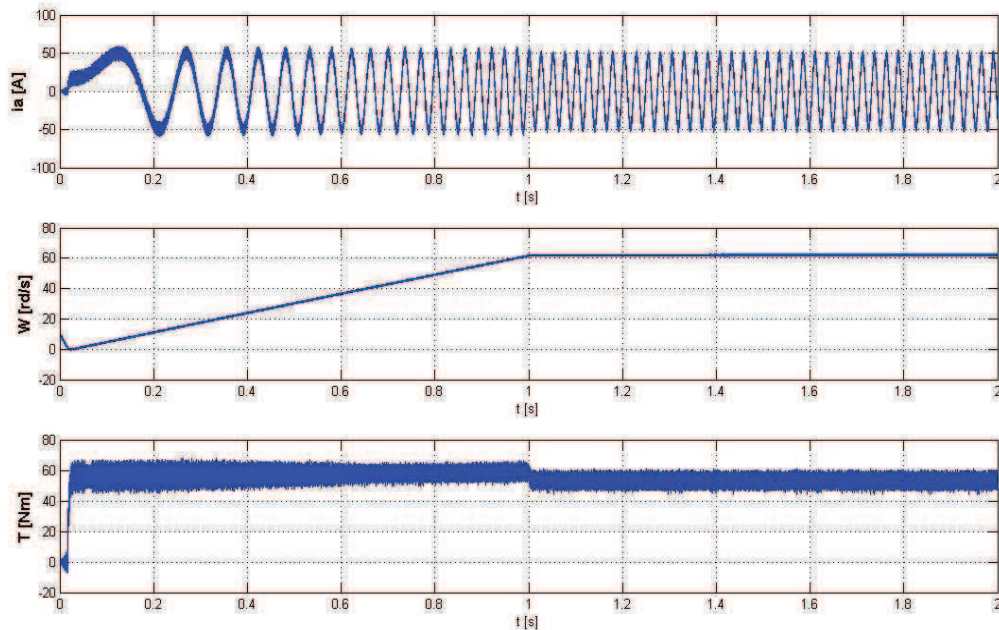


Figure 2.26. MODE 2 – Courant de phase, vitesse rotorique et couple électromagnétique du moteur

La figure 2.27 montre les allures du courant absorbé par le réseau de bord ainsi que sa tension qui est maintenue à 12V. La commande du transistor T_{16} , du type hystérésis de courant et de tension, maintient la tension autour de 12V en imposant un courant de 5A. Ces résultats resteront quasiment identiques pour tous les modes de fonctionnement suivants.

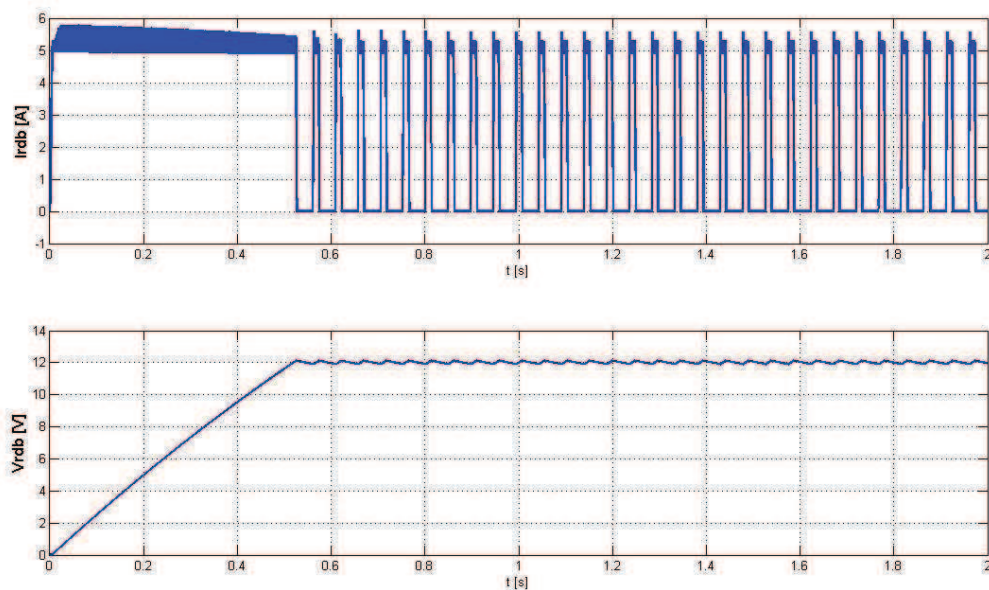


Figure 2.27. : MODE 2 – Courant et tension du réseau de bord

2.3.3.3. Mode 3: Alimentation du véhicule par la PàC seule via un Boost

La simulation représentant ce mode met en oeuvre l'alimentation du moteur et des auxiliaires à travers un convertisseur Boost et le bus DC. On suppose une sollicitation d'une accélération puis un palier de vitesse de 314rad/s (3000tr/mn). Dans ce mode autoroute, il faut disposer d'une valeur de la tension du bus continu plus élevée que celle de la PàC.

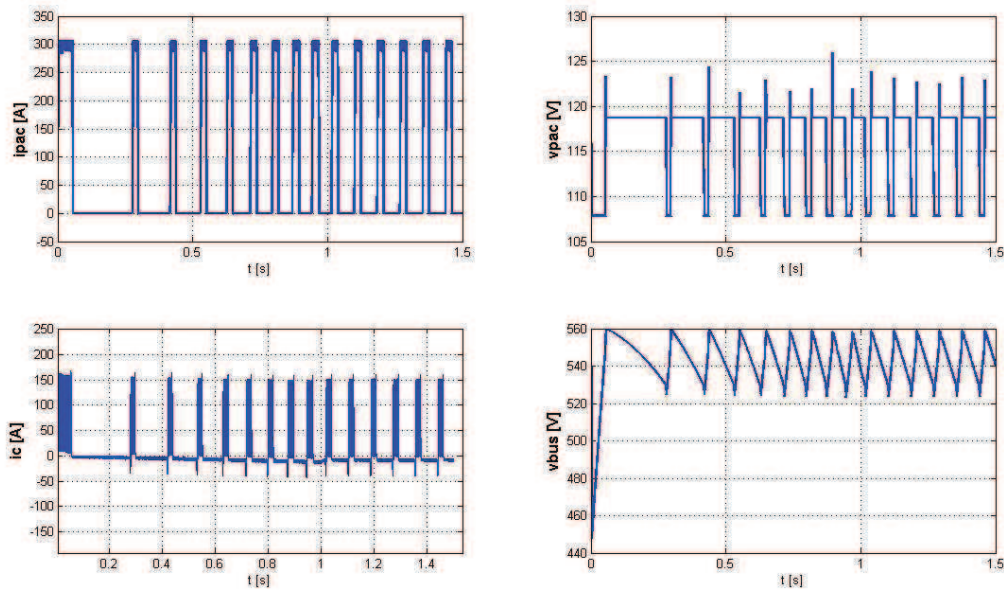


Figure 2.28. MODE 3 - Allures des tensions et courants de la PàC et du bus continu

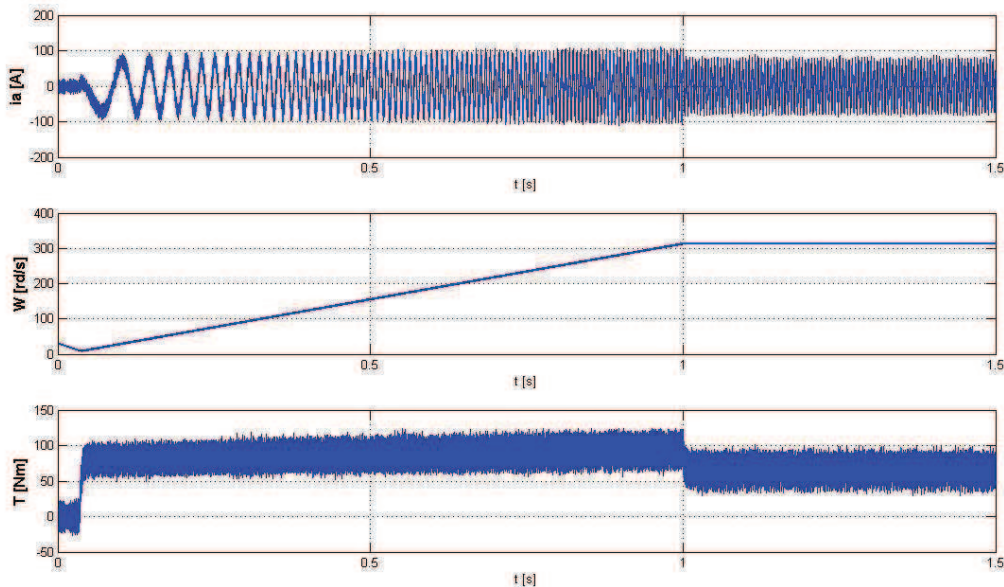


Figure 2.29. MODE 3 – Courant de phase, vitesse rotorique et couple électromagnétique du moteur

2.3.3.4. Mode 4: Alimentation du véhicule par les SC seuls

Dans ce mode urbain on réalise la simulation des SC alimentant le moteur de la voiture ainsi que les auxiliaires. En raison de la réversibilité en courant des SC ce mode d'alimentation peut se faire soit directement soit à travers la connexion des composants L_2C_1 . Idem que le mode 2, on suppose une sollicitation d'une accélération pour atteindre un palier de vitesse de 60rd/s. Les graphes de la figure2.30 montrent la tension et le courant dans les supercondensateurs ainsi que le courant et la vitesse de rotation du moteur dans le cas où les SC alimentent directement les charges. On note que la vitesse de référence de 60rd/s n'a pas pu être atteinte à cause de la tension trop faible du bus continu imposée par les supercondensateurs.

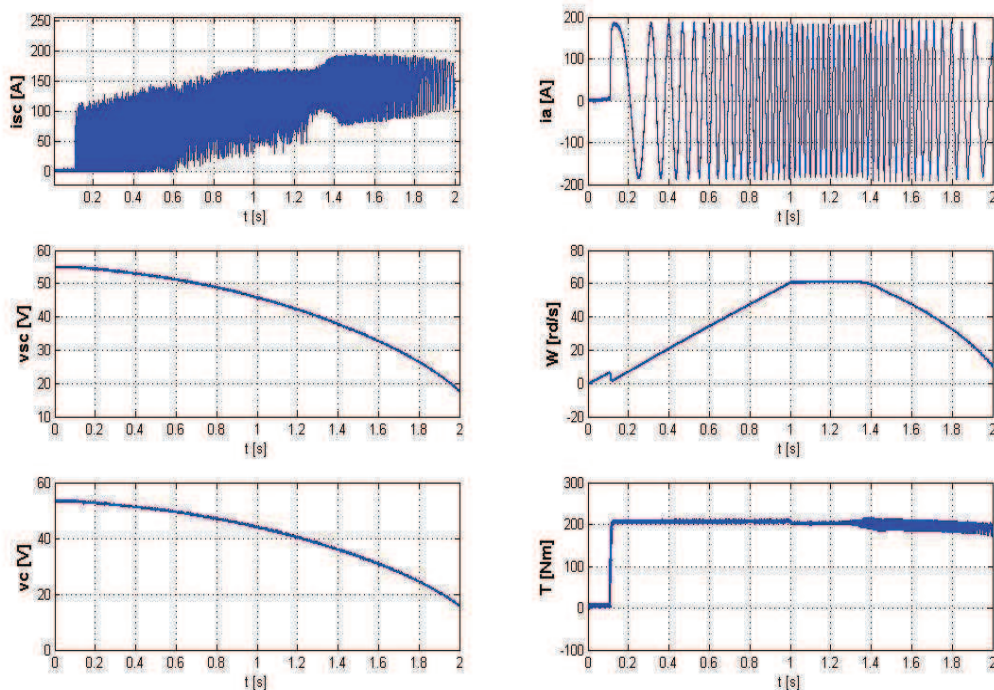


Figure 2.30. MODE 4 - Allures des tensions et courants des SC et du courant statorique, de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique du moteur dans cas où le filtre L_2C_1 est débranché

Si l'on branche le filtre L_2C_1 , on obtient les résultats de la figure2.31 où sont représentés les tensions au niveau des supercondensateurs et du bus continu (capacité C_1) ainsi que le courant, la vitesse de rotation et le couple électromagnétique du moteur. La tension du bus se stabilise bien à une valeur proche de celle des SC après un passage par un pic de 100V environ. Idem que précédemment, on note que la vitesse de 60 rad/s n'a pas pu être atteinte même en branchant le filtre. Cela veut dire que dans ce mode de fonctionnement (mode 4) la vitesse maximale est plus faible que celle du mode 2. Autrement dit, il existe une

tension minimale au dessous de laquelle il faudra envisager un mode dégradé dans lequel la référence de vitesse sera bridée.

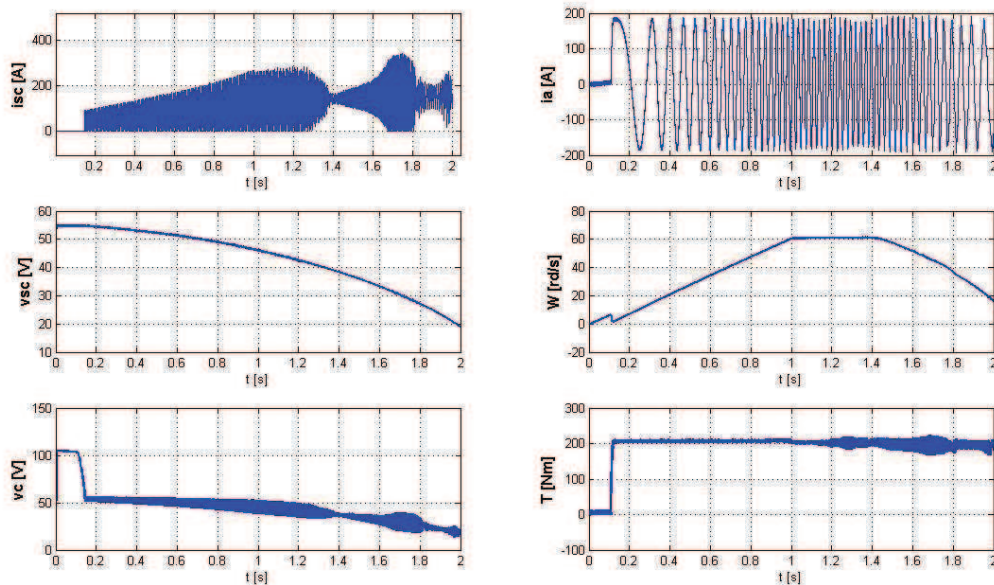


Figure 2.31. MODE 4 - Allures des tensions et courants des SC et du courant statorique, de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique du moteur dans le cas où le filtre L_2C_1 est branché

2.3.3.5. Mode 5 : Alimentation du véhicule par les SC seuls à travers un boost

Le fonctionnement du mode 5 est strictement identique au mode 3, en substituant la PàC par les SC, la bobine L_1 par L_2 et les interrupteurs T_{19} , T_{11} , T_{21} , D_{12} et T_{12} respectivement par T_{37} , T_{31} , T_{38} , T_{41+} et T_{32} . On simule donc une sollicitation d'une accélération pour atteindre un palier de vitesse de 300rd/s, voir figure2.32. La figure2.32 montre les allures des tensions et courants des SC et du bus continu. On remarque que la régulation de la vitesse du moteur à 300rd/s ne suit plus pour des valeurs de la tension des SC inférieures à 44V environ.

2.3.3.6. Mode 6 : Recharge des SC à partir du bus DC

D'un point de vue topologique le circuit de ce mode de fonctionnement est semblable à celui du mode 5 dans lequel les fonctions diode et interrupteur commandé sont interchangeables. En effet, l'interrupteur T_{38} est commandé avec un rapport cyclique et T_{31} est maintenu bloqué. On simule donc une décélération de la vitesse à partir de 314rad/s jusqu'à 100rad/s pendant 1s, voir figure2.33. On observe les allures des tensions et courants des SC et du bus continu ainsi que le courant statorique, la vitesse et le couple électromagnétique du moteur. On rappelle que la capacité des SC a été volontairement fixée à une faible valeur pour montrer l'effet du creux de tension à leurs bornes. En revanche l'inertie du moteur a été

augmentée afin d’allonger la durée de ce mode de fonctionnement pour bien visualiser les formes d’ondes des différentes variables du système.

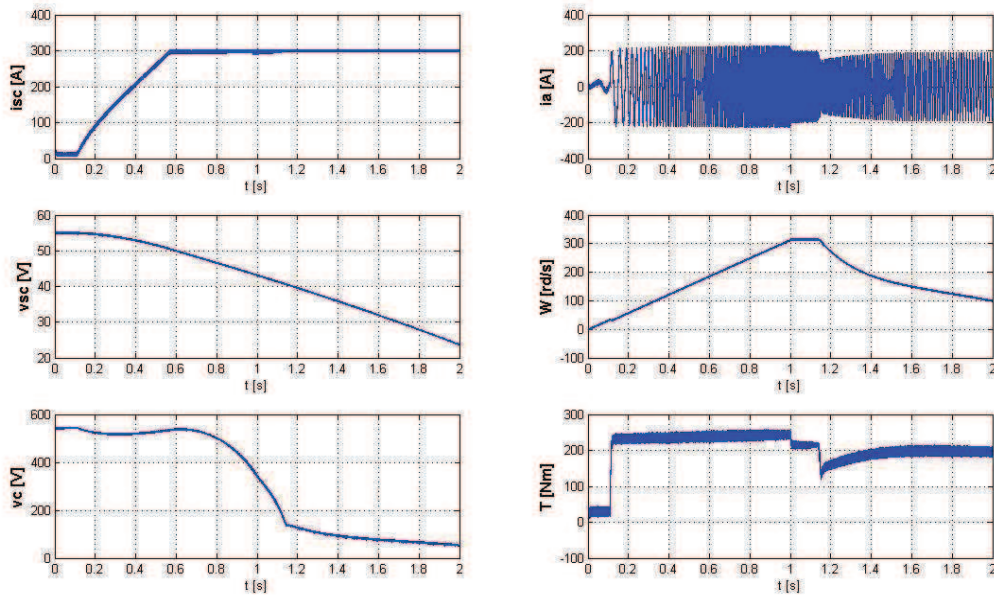


Figure 2.32. MODE 5 - Allures des tensions et courants des SC et du courant statorique, de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique du moteur

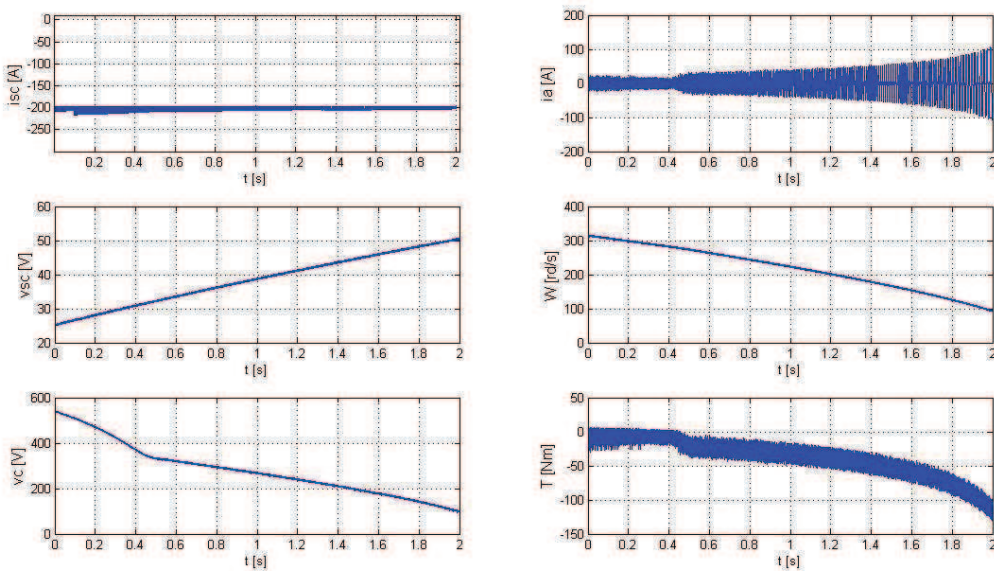


Figure 2.33. MODE 6 - Allures des tensions et courants des SC et du courant statorique, de la vitesse rotorique et du couple électromagnétique du moteur

Il est clairement visible que les SC se chargent à courant constant de -200A pendant que la vitesse du moteur diminue quasiment à la même allure que la diminution de la tension du bus continu. La valeur moyenne du couple, négative tout au long de la décélération, augmente en valeur absolue au fur et à mesure que la tension du bus continu chute. L'augmentation de l'amplitude du courant statorique de la machine est également mise en évidence. Celle-ci pourra être limitée par une régulation du courant de charge des SC au niveau du bloc de gestion d'énergie du système.

2.4. Conclusion

Dans ce chapitre, on présente une structure originale de convertisseur de puissance destiné à la gestion d'énergie des véhicules électriques alimentés par plus d'une source d'énergie et ayant plus d'une charge ; le cas d'un véhicule alimenté par une pile à combustible et un pack de supercondensateurs a été traité. Cette structure de convertisseur répond au double objectif : l'amélioration du rendement énergétique et de la fiabilité de la chaîne de traction du véhicule. Après avoir exposé la topologie générale du convertisseur proposé une étude détaillée a été développée sur sa partie DC-DC. Ce dernier assure le conditionnement d'énergie des deux sources (pile à combustible et supercondensateurs) à la demande des charges (moteur et auxiliaires), en adoptant un bus continu à tension variable. L'analyse du fonctionnement de ce convertisseur a permis de mettre en évidence 10 modes opératoires (modes) selon lesquels les flux d'énergies pourront être effectués à bord du véhicule. Six de ces modes de fonctionnement de base ont été simulés à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK ; les quatre autres modes restant pourront être facilement simulés à l'aide des programmes déjà développés. Au sein de ces programmes, tous les composants du système ont été modélisés afin de prédire le fonctionnement avec une bonne précision. Pour ce faire, les modèles de circuits équivalents ont été intégrés dans les simulations à l'échelle des impulsions de commande (pas d'échantillonnage $T_s = 2 \cdot 10^{-6}$ s). Les résultats obtenus mettent en évidence les fonctionnalités attendues du convertisseur proposée et valide donc sa faisabilité pratique.

Dans le chapitre suivant la commande et la gestion d'énergie de la partie DC-DC du convertisseur proposé mettra en exergue les méthodes de contrôle automatique et rapproché utilisées ainsi que la stratégie développée pour la gestion des différents modes de fonctionnement.

5. Bibliographie du chapitre 2

- [2.1] Mohan, N., T.M. Undeland, and W.P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1995.
- [2.2] Wei Mi, «Extraction des paramètres et domaines et domaine de validité d'un composant de puissance », Thèse de doctorat de l'INSA de Lyon, 2002, n°02 ISAL 0041
- [2.3] Helani, « Contribution à la modélisation par graphe de liens du transistor MOS de puissance », Thèse de doctorat de l'INSA de Lyon, 1995, 163p.
- [2.4] Help Matlab “Longitudinal Vehicle Dynamics” Model longitudinal dynamics and motion of two-axle, four-wheel vehicle. (Blocs simdriveline).
- [2.5] B. François, “Formalismes de synthèse et de modélisation appliqué aux convertisseurs à structure matricielle”, Phd thesis, University of sciences and technologies of Lille-France, 1996.
- [2.6] P.W. Wheeler J.C. Clare, L. Empringham, M. Apap, M. Bland, “Matrix converters”, *Power Engineering Journal* [see also *Power Engineer*], Vol. 16, Issue 6, Dec. 2002, pp. :273 – 282.
- [2.7] P. Nielsen, F. Blaabjerg, J-K. Pedersen, “New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 5, pp1150-1161, september/october 1999.
- [2.8] S.M. Naylor, V. Pickert, D.J. Atkinson, “Fuel Cell Drive Train Topologies - Computer Analysis of Potential Systems”, *Power Electronics, Machines and Drives*, 2006. The 3rd IET International Conference On Mars 2006 pages: 398-403. The Contarf Castle, Dublin, Ireland.
- [2.9] Luca Solero, Alessandro Lidozzi, José Antoinor, Pomilio Lidozzi, “Design of Multiple-Input Power- Converter for Hybrid Vehicles”, *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 20, NO. 5, SEPTEMBER 2005
- [2.10] Su man Dwari and Leila Parsa “A Novel High Efficiency High Power Interleaved Coupled-Inductor Boost DC-DC Converter for Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle”, *VPPC 2007*, Arlington, TX. 9-12 Sept. 2007, pages: 399 – 404.
- [2.11] XIE Jun, ZHANG Xing, ZHANG Chongwei, WANG Chengyue, LIU Shengyong, “Design of Multiple-Input DC-DC Converter Control System For Fuel Cell Electrical vehicule”, *ICEET '09*, Guilin, Guangxi, 16-18 Oct. 2009, pages 123-126.
- [2.12] Joshua Anzicek, Mark Thompson “DC-DC boost converter design for kettering universitys gem fuel cell vehicle”, Indianapolis, 26-26 Oct. 2005 pages: 307-316.
- [2.13] Shengyong Liu, Xing Zhang, Haibin Guo Jun Xie, “Multiple Input Bidirectional DC/DC Converter for Energy Supervision in Fuel Cell Electric Vehicles”, *ICECE 2010*, Wuhan 25-27 june 2010 pages :3890-3893.
- [2.14] Krishna P. Yalamanchili and Mehdi Ferdowsi, “Review of Multiple Input DC-DC Converters for Electric and Hybrid Vehicles”, *VPPC 2005*, 7-9 sept 2005, pages :160-163.
- [2.15] Zhihao Li, Omer Onar, and Alireza Khaligh, “Design and Control of a Multiple Input DC/DC Converter for Battery/Ultra-capacitor Based Electric Vehicle Power System”, *APEC 2009*, Washington, DC, 15-19 feb 2009 pages:591-596.

CHAPITRE 3

COMMANDE ET GESTION DE LA TENSION DU BUS-DC

3.1. INTRODUCTION.....	88
3.2. STRATEGIE DE CONTROLE COMMANDE.....	88
3.2.1. <i>Modèle dynamique du convertisseur DC-DC</i>	91
3.2.2. <i>Gestion de la tension du bus DC (niveau 2)</i>	102
3.2.3. <i>Gestion des modes et des interrupteurs (niveau 1)</i>	105
3.2.4. <i>Pulses de commande des convertisseurs (niveau 0)</i>	107
3.3. SIMULATIONS ET VALIDATIONS.....	111
3.3.1. <i>Validation des boucles de régulation de la tension du bus DC</i>	111
3.3.2. <i>Validation de la gestion des modes et des interrupteurs</i>	113
3.3.3. <i>Validation de la gestion de la référence de tension du bus DC</i>	114
3.3.4. <i>Problématique de la gestion d'énergie</i>	116
3.4. CONCLUSION.....	117
3.5. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3.....	118

3.1. Introduction

Dans le chapitre précédent nous nous sommes essentiellement intéressés au fonctionnement du convertisseur DC-DC. Ce convertisseur gère l'énergie entre deux sources et le moteur de traction ainsi que les auxiliaires.

Pour son bon fonctionnement et pour qu'il soit capable de s'adapter à différents modes de fonctionnement de systèmes, une stratégie de commande est nécessaire.

Dans ce chapitre, nous allons étudier la stratégie de commande de l'interface d'électronique de puissance. Comme notre topologie de convertisseur est composée de plusieurs étages figure.I.26 nous avons catégorisé notre stratégie de commande en trois niveaux : niveau-0- c'est la commande des onduleurs ou des hacheurs et l'alimentation des auxiliaires. Niveau-1, c'est la gestion des différents modes de fonctionnement qui permettent de définir le régime ainsi que le mode correspondant, et finalement le niveau-2- qui va gérer la tension de Bus-DC pour le mode correspondant.

Une stratégie de commande classique à partir de modèle dynamique de convertisseur DC-DC a été utilisée. Nous avons utilisé de la fonction de transfert afin de définir les paramètres de correcteur P.I. Pour la gestion de niveau-1-, un bloc de logique floue a été utilisé. Enfin, pour permettre de saisir notre stratégie, un schéma global du contrôle commande sera présenté. On finira ce chapitre par la présentation des résultats de simulations.

3.2. Stratégie de contrôle commande

Comme déjà mentionné dans le chapitre précédent, le convertisseur DC-DC doit gérer la tension de bus continu V_{DC} entre les sources (PaC), (SC) et la charge (moteur de traction (MSAP)) ainsi que les auxiliaires, pour lesquels le convertisseur va fonctionner en deux régimes principaux (Boost ou Buck) figure 3.1.

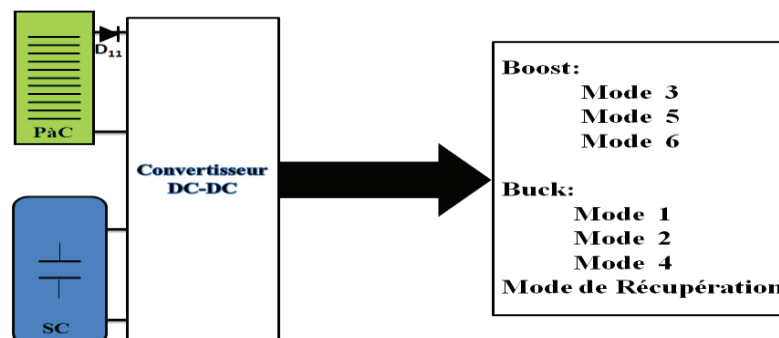


Figure 3.1. présentation des modes

Nous avons rattaché ces différents modes au niveau de la puissance de la charge P_{ch} et les niveaux de tensions des deux sources (PàC et SC). Le principe de contrôle de convertisseur DC-DC repose sur la régulation de la tension du bus continu aux bornes de la capacité de filtrage C_l c'est-à-dire V_{DC} . La tension de référence du bus continu V_{DCref} est définie en fonction de la puissance de la charge P_{ch} .

Par conséquent, la valeur de tension V_{DCref} sera maximale lorsque la puissance sera maximale. Autrement dit la tension de référence sera à son plus haut niveau en mode autoroute.

La connaissance de la puissance demandée par la charge et son signe est nécessaire afin de savoir le niveau de la tension demandé par ce dernier, autrement dit V_{DCref} . La comparaison de la tension de V_{DC} et V_{DCref} décidera le type de régime de fonctionnement du convertisseur c'est-à-dire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } V_{DC} > V_{DCref} \quad \text{Régime Buck} \\ \text{Si } V_{DC} < V_{DCref} \quad \text{Régime Boost} \end{array} \right.$$

Après avoir défini le régime de fonctionnement, on doit connaître quelles sources vont assurer l'alimentation de la charge pour cela on doit connaître le niveau de tension de la (PàC) ainsi que de (SC) et l'état de charge de (SC). Lors du fonctionnement du convertisseur les tensions de la PàC ainsi que des SC évoluent entre deux tensions limites comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{PàC} \in [V_{PàCMin}, V_{PàCMax}] \\ V_{SC} \in [V_{SCMin}, V_{SCMax}] \end{array} \right.$$

Il est alors, indispensable de définir à chaque instant le régime ainsi que le mode de fonctionnement comme exposé dans l'exemple ci-dessous.



La commande du convertisseur doit tenir compte de la gestion de ces modes, des états des interrupteurs définissant chaque mode ainsi que la régulation automatique des variables de sortie. Pour ce faire nous avons adopté la stratégie globale de commande représentée sur la figure 3.2.

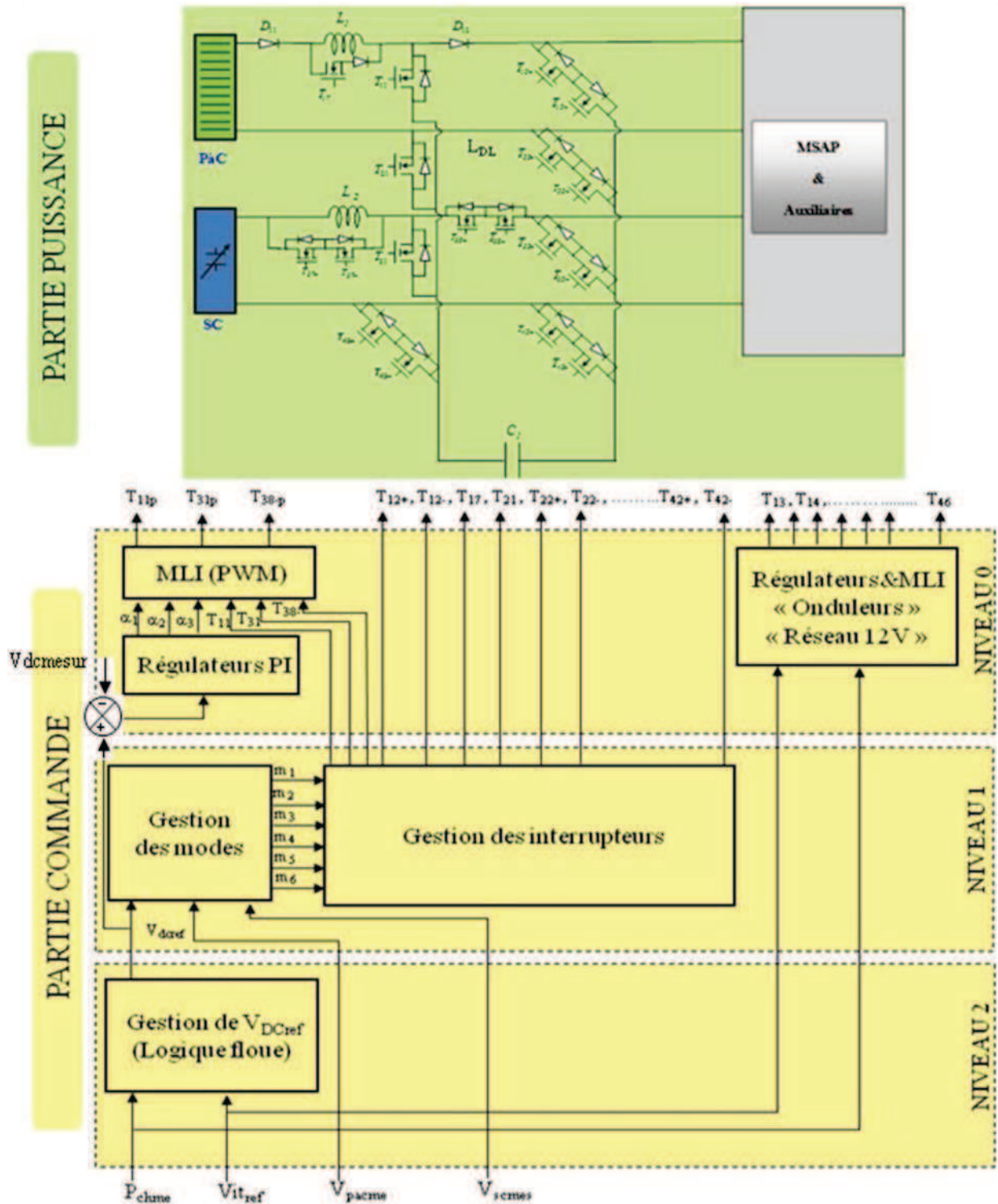


Figure 3.2. Schéma global de la stratégie de commande

On distingue trois niveaux dans cette stratégie :

- **Niveaux 0** : régulation de V_{DC} et commande rapprochée.
- **Niveau 1** : gestion des modes (choix du mode).
- **Niveau 2** : gestion de la tension du bus DC (calcul de V_{DCref}).

Avant de détailler chacun de ces blocs nous présentons la méthode utilisée pour la régulation de la tension du bus DC qui commence par la modélisation dynamique du convertisseur.

3.2.1. Modèle dynamique du convertisseur DC-DC

Le modèle dynamique du convertisseur est nécessaire pour obtenir les relations entre les entrées et les sorties ainsi que le comportement du convertisseur et des sources. Le principe est de déterminer une commande telle que les pôles du système de la fonction de transfert soient convenablement placés dans le plan complexe et satisfasse des spécifications d'amortissements, de rapidité et la stabilité de système.

La technique de modèle d'état [3.1] nous permet de déterminer la fonction de transfert du convertisseur DC-DC. Cette dernière nous permet aussi de déterminer le modèle linéaire des petits signaux, figure.3.3, Ceci nous facilite l'analyse fréquentielle du système (Bode, Nyquist).

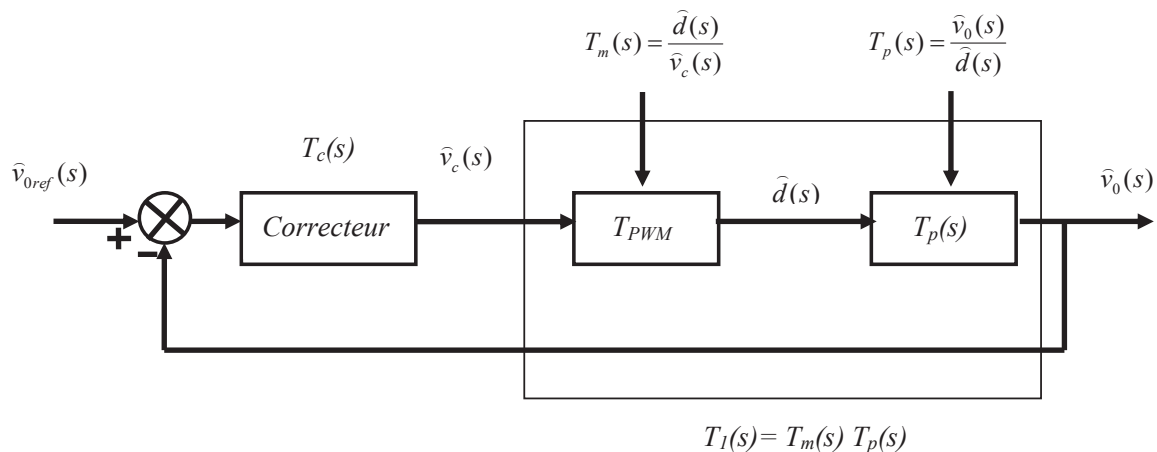


Figure 3.3. Régulation de tension, linéarisation du système en boucle fermée

Avec

- $T_p(s)$: la fonction de transfert de système en boucle ouverte.
- $T_m(s)$: fonction de transfert du modulateur.
- $T_c(s)$: présente la fonction de transfert du correcteur.

Description de variable d'état pour les deux états de convertisseur en mode Boost

Notre objectif est la régulation de la tension du bus DC qui se fait uniquement en mode Boost. Pour cette étude nous considérons que la charge est équivalente à une résistance en parallèle avec une source de courant. La résistance permettra de simuler un point de fonctionnement donné et la source de courant permettra de simuler un cycle de fonctionnement comprenant notamment les phases de récupération d'énergie.

Le fonctionnement en mode Boost du convertisseur se fait en deux états ; l'état où l'interrupteur T_{11} passant (contact fermé) figure 3.4, l'état où T_{11} bloqué (contact ouvert) figure 3.5.

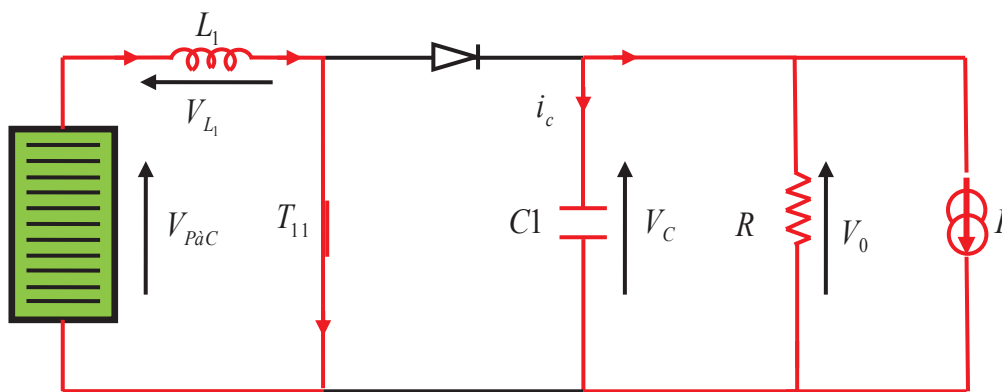


Figure 3.4. schéma équivalent de convertisseur Boost pour T_{11} passant (contact fermé)

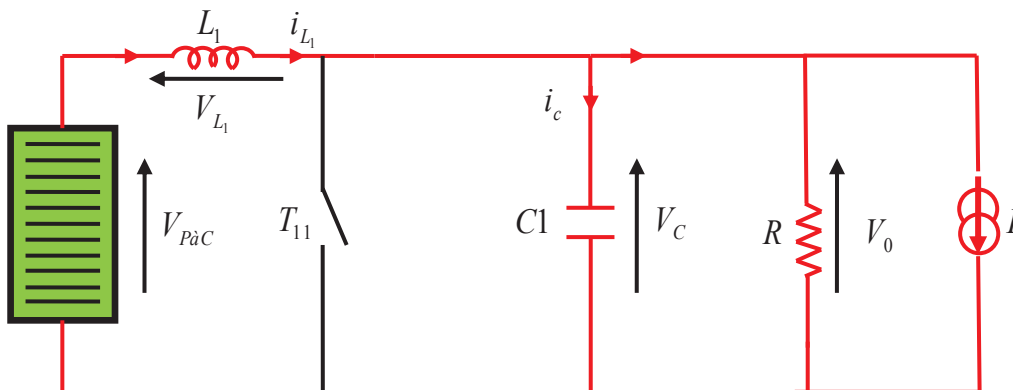


Figure 3.5. schéma équivalent de convertisseur Boost pour T_{11} bloquer (contact ouvert).

Dans le cas où l'interrupteur T_{11} est fermé c'est-à-dire l'état passant, le comportement du convertisseur Boost est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1}(V_{pac}) \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C_1}((-V_0/R) - I) \end{cases} \quad (1)$$

Quand l'interrupteur T_{11} est ouvert, les équations du système sont données par :

$$\begin{cases} \frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1}V_{pac} - \frac{1}{L_1}V_c \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C_1}i_{L_1} - \frac{1}{RC_1}V_c - \frac{1}{C_1}I \end{cases} \quad (2)$$

Donc de (1) et (2) la présentation d'état de système est donnée pour le T_{11} fermé et T_{11} ouvert comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + BU \\ y = Cx + C'U \end{cases} \quad (3)$$

On a pour T_{11} fermé,

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{L_1}}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L_1} \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pac} \\ I \end{bmatrix} \quad (4)$$

Et pour T_{11} bloqué,

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{L_1}}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{RC_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L_1} \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pac} \\ I \end{bmatrix} \quad (5)$$

De (4) et de (5) A_1 et A_2 sont respectivement,

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC_1} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{RC_1} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Ainsi que :

$$B = B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$C' = [0 \quad 0] \quad (8)$$

si on rassemble les deux états ensemble on trouve :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{L_1}}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -(1-\mu)\frac{1}{L_1} \\ (1-\mu)\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{RC_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L_1} \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pac} \\ I \end{bmatrix} \quad (9)$$

De cette équation on pose :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -(1-\mu)\frac{1}{L_1} \\ (1-\mu)\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{RC_1} \end{bmatrix} \quad (10)$$

μ étant la variable binaire qui présente 1 quand T_{11} est fermé et 0 quand T_{11} est ouvert. Dans les deux états la tension de sortie V_0 est donnée par :

$$V_0 = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} I_{L_1} \\ V_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pac} \\ I \end{bmatrix} \quad (11)$$

De l'équation (11) on pose,

$$C = C_1 = C_2 = [0 \quad 1] \quad (12)$$

D'où on peut écrire l'équation (11) comme suit :

$$V_0 = [C_1\mu + C_2(1-\mu)]X \quad (13)$$

D'où

$$V_0 = CX \quad (14)$$

Si on fait entrer le signal de perturbation, les variables d'état peuvent être présentées comme suit :

$$x = X + \hat{x} \quad (15)$$

$$u = U + \hat{u} \quad (16)$$

$$d = D + \hat{d} \quad (17)$$

Dans le cas de ce convertisseur (Boost) on remarque que le passage de l'état ou le T₁₁ passant et l'état ou le T₁₁ est ouvert et variable dans le temps, le système d'équations (3) peut s'écrire comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x} = (d(t)A_1 + (1-d(t))A_2)x + (d(t)B_1 + (1-d(t))B_2)U \\ y = (d(t)C_1 + (1-d(t))C_2)x + (d(t)C_1 + (1-d(t))C_2)U \end{cases} \quad (18)$$

La linéarisation autour d'un point de fonctionnement des petits signaux de l'équation (3) [3.1] donne :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x}(t) + B\hat{u}'(t) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) + C'\hat{u}'(t) \end{cases} \quad (19)$$

Au régime établi l'équation (3) devient

$$\begin{cases} 0 = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (20)$$

Avec,

$$A = DA_1 + (1-D)A_2 \quad (21)$$

$$B = DB_1 + (1-D)B_2 \quad (22)$$

$$C = DC_1 + (1-D)C_2 \quad (23)$$

De (20) la matrice A devient

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -(1-D)\frac{1}{L_1} \\ (1-D)\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{RC_1} \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$B = B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$C = C_1 = C_2 = [0 \quad 1] \quad (26)$$

On utilise l'équation (20) on trouve

$$\begin{cases} X = A^{-1}BU \\ Y = CA^{-1}BU \end{cases} \quad (27)$$

De l'équation (19) on a aussi,

$$0 = -(1-D)V_c + V_{pac} \quad (28)$$

D'où,

$$(1-D)V_c = V_{pac} \Rightarrow V_c = \frac{V_{pac}}{(1-D)} \quad (29)$$

La transformé de Laplace de (18) donne,

$$\begin{cases} s\hat{x}(s) = A\hat{x}(s) + B\hat{u}(s) \\ \hat{y}(s) = C\hat{x}(s) \end{cases} \quad (30)$$

De cette dernière équation et d'après la relation,

$$T_p(s) = \frac{\tilde{V}_0(s)}{\tilde{d}(s)} = C[sI - A]^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_{pac}] + (C_1 - C_2)X$$

on a,

$$T_p(s) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s & \frac{1-D}{L_1} \\ \frac{-(1-D)}{C_1} & s + \frac{1}{RC_1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_1} \\ \frac{-1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} X \quad (31)$$

$$T_p(s) = \frac{1}{s\left(\frac{1}{RC_1} + s\right) + \frac{R^2(1-D)^2}{RL_1C_1}} \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{RC_1} + s & -\frac{(1-D)}{L_1} \\ \frac{(1-D)}{C_1} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_1} \\ \frac{-1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} X \quad (32)$$

D'après l'équation (27)

$$X = -A^{-1}BU \Rightarrow X = -A^{-1}BV_{pac} \quad (33)$$

D'où,

$$X = \begin{bmatrix} 0 & -(1-D)\frac{1}{L_1} \\ (1-D)\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{RC_1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} \end{bmatrix} V_{pac} \quad (34)$$

$$X = -\frac{L_1 C_1}{(1-D)^2} \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC_1} & (1-D)\frac{1}{L_1} \\ -(1-D)\frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_1} \end{bmatrix} V_{pac} \quad (35)$$

$$X = -\frac{L_1 C_1}{(1-D)^2} \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC_1 L_1} & -(1-D)\frac{1}{C_1 L_1} \\ -(1-D)\frac{1}{L_1 C_1} & 0 \end{bmatrix} V_{pac} \quad (36)$$

$$X = -\begin{bmatrix} -\frac{1}{R(1-D)^2} & -\frac{1}{(1-D)} \\ -\frac{1}{(1-D)} & 0 \end{bmatrix} V_{pac} \quad (37)$$

L'équation (32) devient,

$$T_p(s) = \frac{1}{s\left(\frac{1}{RC_1} + s\right) + \frac{R^2(1-D)^2}{RL_1 C_1}} \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{RC_1} + s & -\frac{(1-D)}{L_1} \\ \frac{(1-D)}{C_1} & s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_1} \\ -\frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} \dots \quad (38)$$

$$\begin{bmatrix} -\frac{1}{R(1-D)^2} & -\frac{1}{(1-D)} \\ -\frac{1}{(1-D)} & 0 \end{bmatrix} V_{pac}$$

L'équation suivante montre la fonction de transfert $T_p(s)$ comme suit :

$$T_p(s) = \frac{\widehat{v}(s)}{\widehat{d}(s)} = \frac{\frac{-v_{fc}L_1}{(1-D)^2}s + v_{fc}R}{RL_1C_1s^2 + L_1s + R(1-D)^2} \quad (39)$$

Synthèse du régulateur PI

Dans cette section nous montrons à travers un exemple de calcul la technique utilisée pour dimensionner le régulateur du type proportionnel intégral « PI ». Nous considérons le cas du mode 3 où la PàC alimente le bus DC via un boost de tension. Le rôle du régulateur PI est de génère à sa sortie la référence α_1 de la MLI qui commande l'interrupteur T_{11} (voir figure 3.2).

Du côté de la charge, nous considérons un moteur de traction de puissance 20KW et une fréquence de hachage de 10khz, une tension maximale du bus DC $V_{dcmax}=540V$ et une PàC de même puissance avec $V_{pacmax}=130V$. Les paramètres du convertisseur sont alors, $L_1=1mH$ et $C_1=18mF$ et pour un courant de 36A la résistance de la charge peut être modélisée par une valeur de $R=15 \Omega$. Ainsi, pour un point de fonctionnement : $V_{dcmax}=540V$ et $V_{pac}=130V$) d'après l'équation (29) on trouve $\alpha_{max}=D_{max}=0.759$.

Les figures 3.6 et figure 3.7, montrent respectivement le diagramme de Bode et la réponse en boucle ouverte du système pour différentes valeurs de rapport cyclique à savoir, $D=0.95$, $D=0.75$, $D=0.5$, $D=0.4$, $D=0.25$.

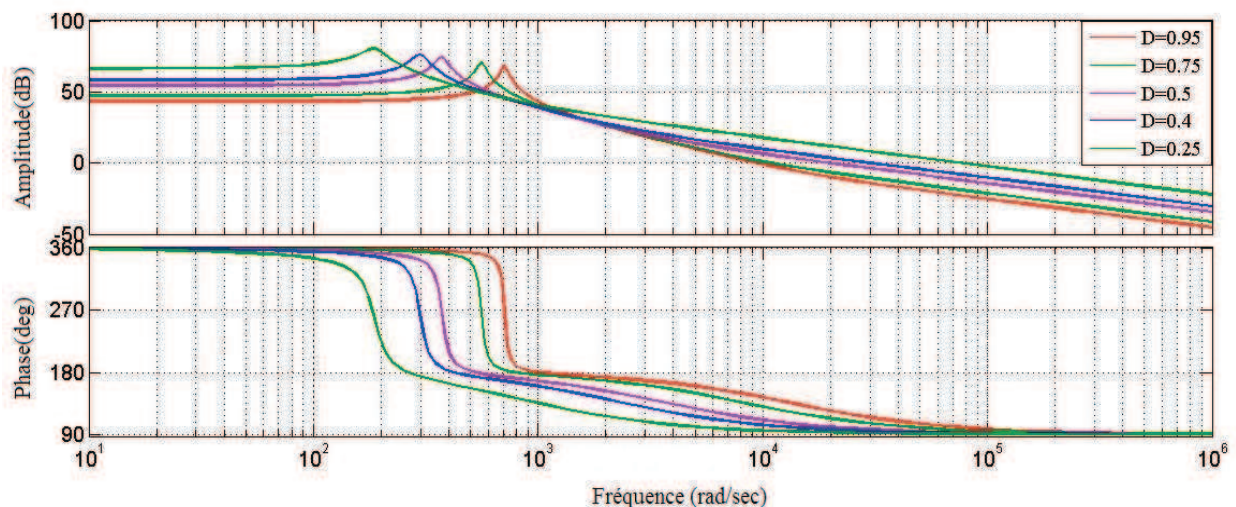


Figure 3.6. Diagramme de Bode de la boucle de tension pour différentes valeur de D

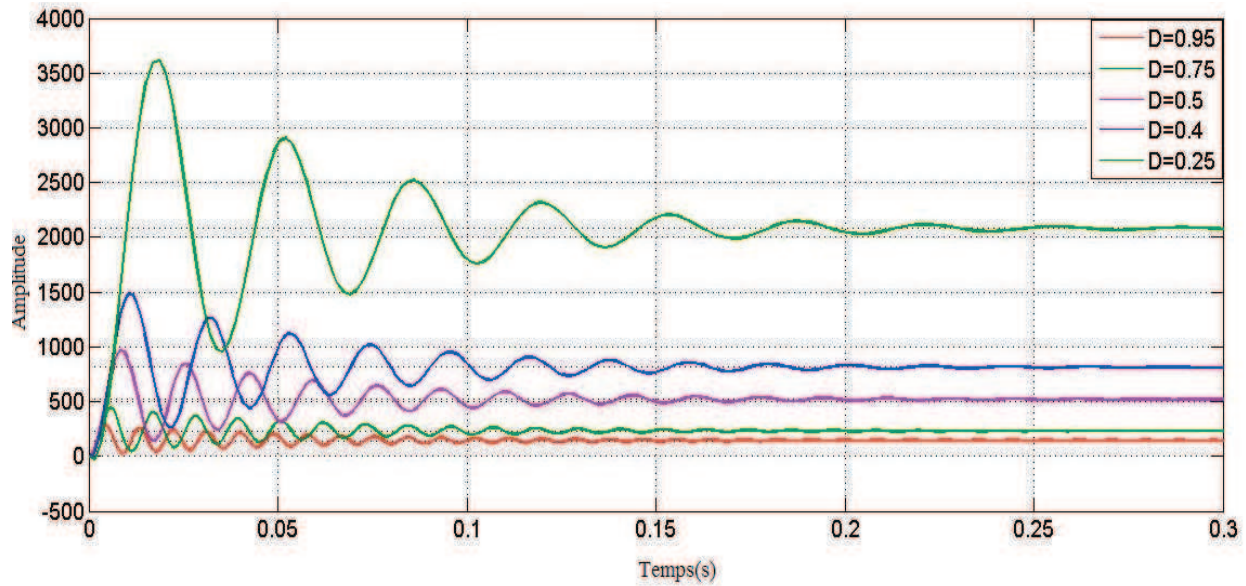


Figure 3.7. Réponse en boucle ouverte pour différentes valeur de rapport cyclique D

D'après ces graphiques on constate que le système reste stable en boucle ouvert pour les valeurs de rapport cyclique mais il représente beaucoup de dépassements. Dans ce qui suit nous synthétisons le correcteur du type PI figurant dans le schéma synoptique de la figure 3.3. Le but étant d'améliorer la réponse indicielle du point de vue des dépassements.

Dans un premier temps nous fixons une valeur du rapport cyclique D parmi celles donnant une stabilité du système (point de fonctionnement stable). Les paramètres du correcteur PI seront donc calculés pour la fonction de transfert obtenue. Dans un deuxième temps, nous testerons la robustesse du système pour les autres valeurs du rapport cyclique.

Ainsi, pour D=0.95, La fonction de transfert de système est :

$$\frac{\widehat{v}_0(s)}{\widehat{d}(s)} = \frac{\widehat{v}(s)}{\widehat{d}(s)} = \frac{-0.144s + 377}{5.22 * 10^{-6} s^2 + 0.001s + 2.617} \quad (40)$$

Les paramètres des correcteurs que nous avons déterminés, en utilisant l'outil Sisotool de MATLAB (annexe 3A) sont les suivants :

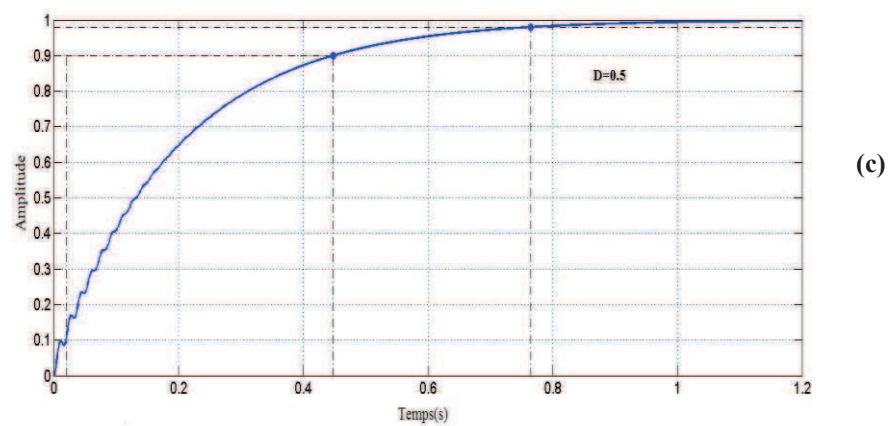
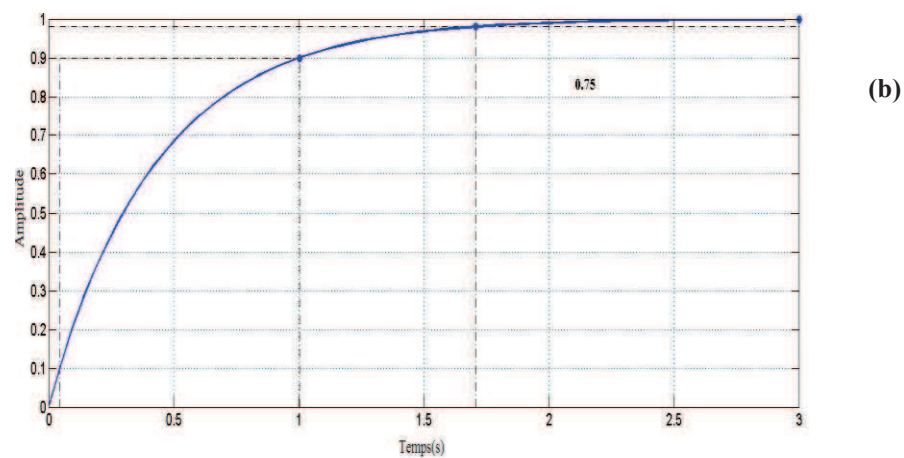
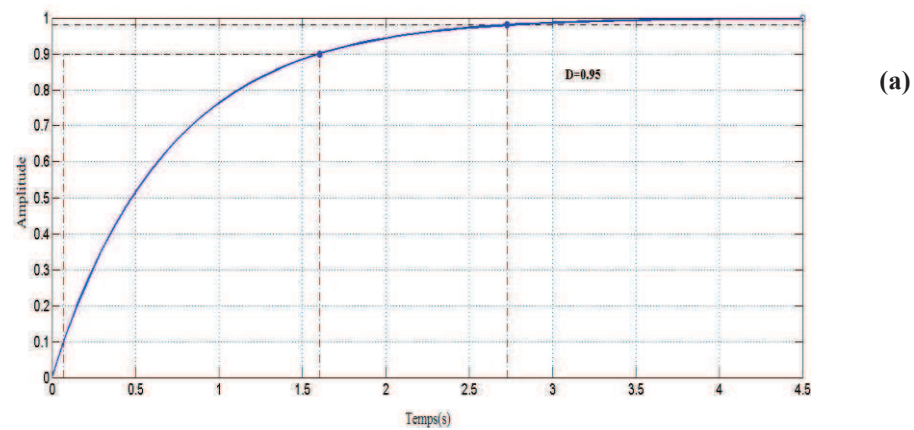
$$K_i = 0.01$$

$$K_p = 5 * 10^{-4}$$

Donc, une fonction de transfert du correcteur obtenu est donnée par l'équation suivante :

$$T_c(s) = 0.01 \left(\frac{1 + 0.05s}{s} \right) \quad (41)$$

Les figures 3.8a, 3.8b, 3.8c, 3.8d, 3.8e, montrent la réponse indicielle pour différents valeurs de D. Les diagrammes de Bode et de Nyquist correspondants sont présentés dans l'Annexe 3B.



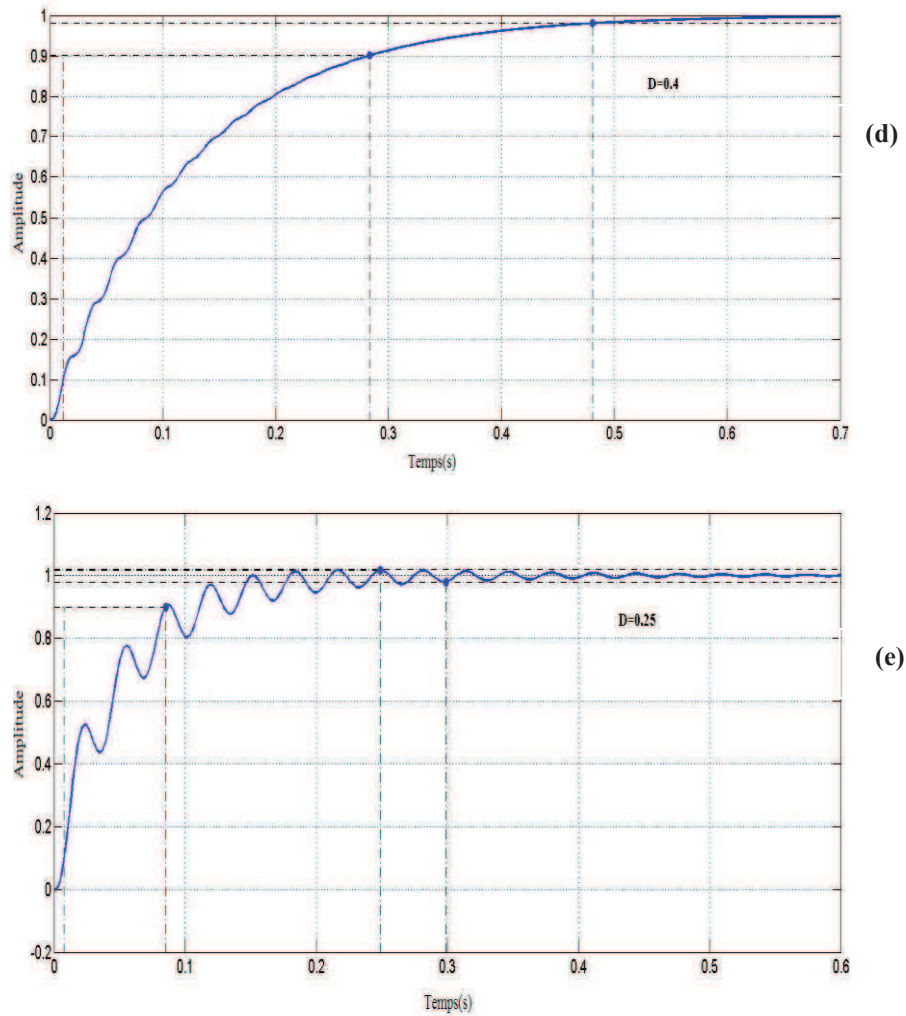


Figure 3.8. Réponse indicielle en boucle fermée pour différentes valeurs de D

On remarque bien une bonne robustesse du correcteur, par contre le temps de réponse est d'autant plus grand que le rapport cyclique est grand. On note également l'apparition de dépassements négatifs pour les petites valeurs de D (0.4 et 0.25). Ceci peut être un inconvénient majeur dans un contexte où la tension du bus continu tout comme la tension de la PàC sont variables. Pour palier ce problème il faudrait envisager une adaptation en ligne des paramètres du correcteur PI.

3.2.2. Gestion de la tension du bus DC (niveau 2)

La tension de Bus-DC est variable en fonction de la vitesse du véhicule, c'est dire en fonction de la puissance demandée par le véhicule ou par le moteur de traction. A cette étape, nous avons rattaché la tension de référence de Bus-DC au niveau de la puissance demandée

par le véhicule. Pour ce niveau de commande on a choisi une stratégie à la base de logique floue (Annexe 3B).

Dans notre cas la variable d'entrée est la puissance de la charge notée P_{ch} ainsi que la vitesse de véhicule et la variable de sortie est la tension de référence de Bus-DC noté (V_{DCref}).
figure 3.9

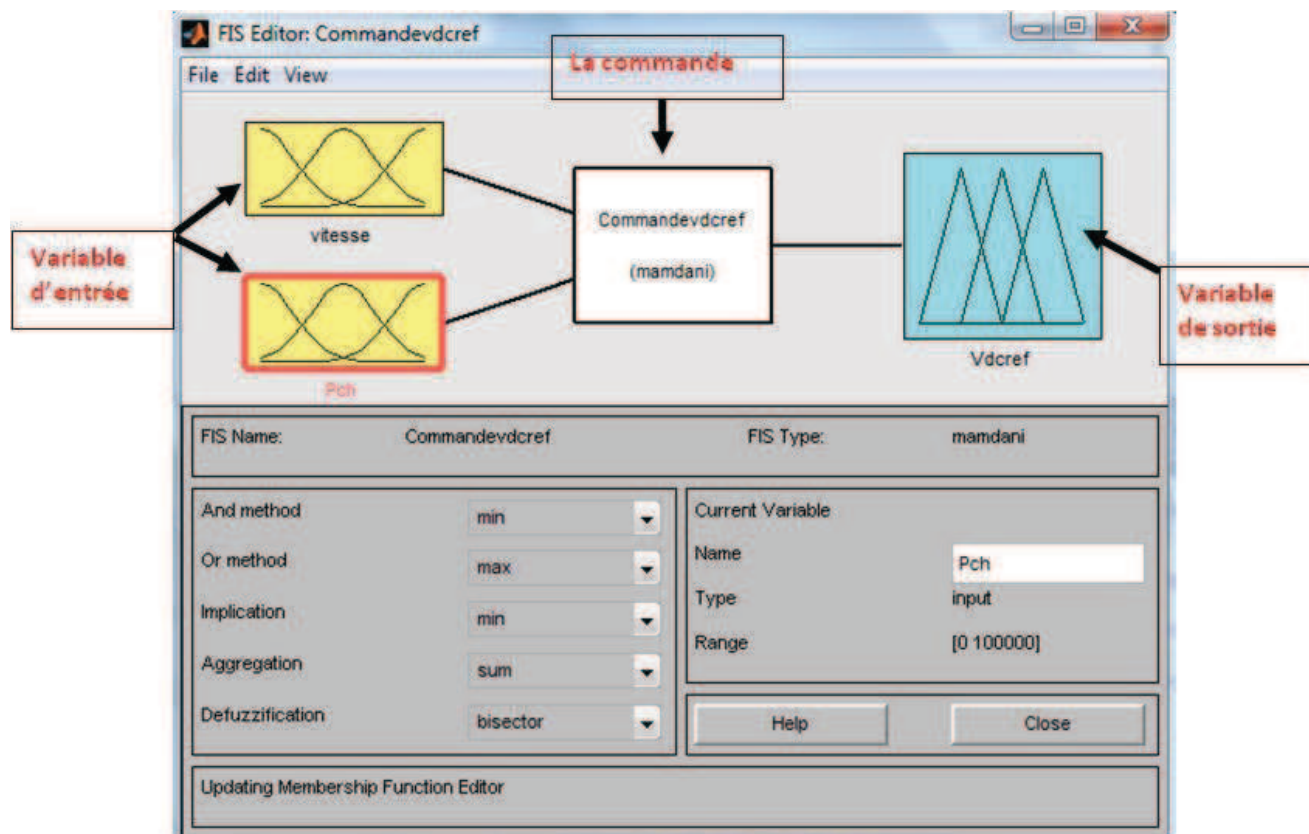


Figure 3.9. Modélisation de la commande

Pour la fuzzification, on utilise la méthode Min et Max. Pour l'implication, qui permet de définir le poids de la variable linguistique, nous avons choisi le min pour graduer la sortie. Pour l'agrégation, qui permet de combiner la sortie de chacune des règles, on utilise la méthode du **sum**. Pour la défuzzification, on choisit la méthode du **bisector**¹[3.2], [3.3].

Le choix des intervalles pour les différentes variables ainsi que le nombre d'intervalles choisis se fait selon trois possibilités, soit on a besoin de plusieurs intervalles dues au nombre de phases de fonctionnement, soit il existe des états indéterminés, soit on veut se montrer le plus précis possible.

¹ Bissecteur de la surface.

Dans notre cas, nous avons cherché à nous montrer à la fois précis tout en considérant la plage des variables utilisées. Ainsi, nous avons défini trois intervalles pour la puissance de la charge, trois également pour la tension de Bus-DC de référence.

Pour la variable d'entrée et de sortie, nous avons choisi les formes et les variables linguistiques représentés ci-dessous :

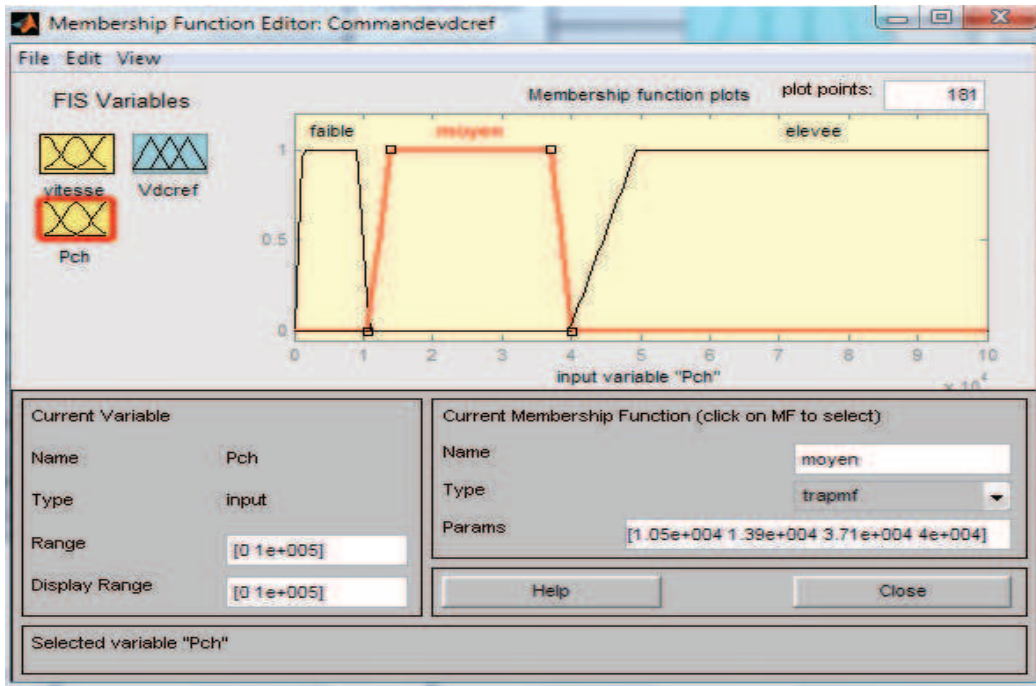


Figure 3.10. Variable d'entrée P_{ch}

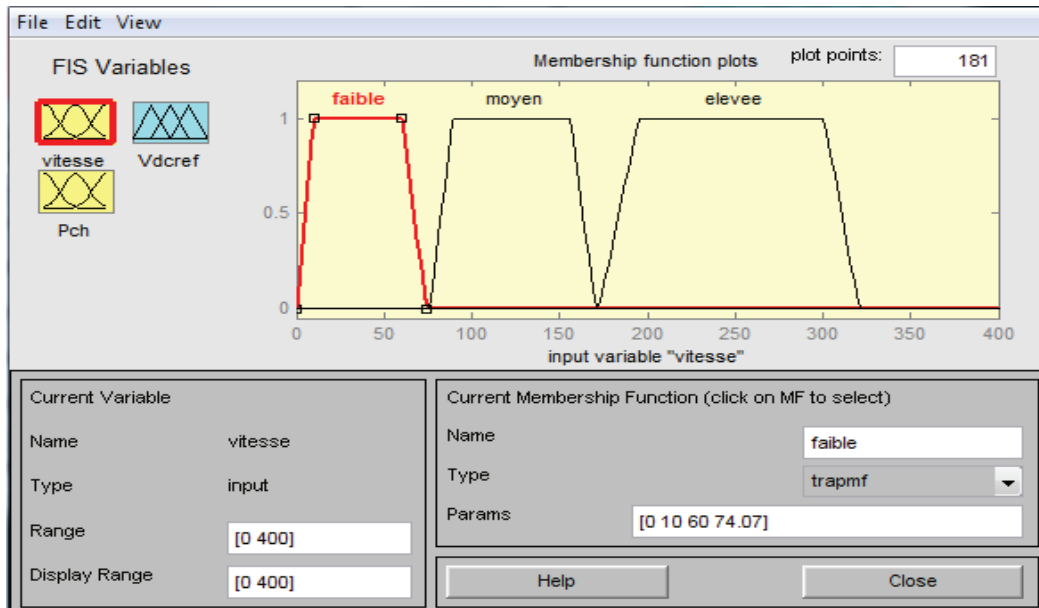


Figure 3.11. Variable d'entrée Vitesse

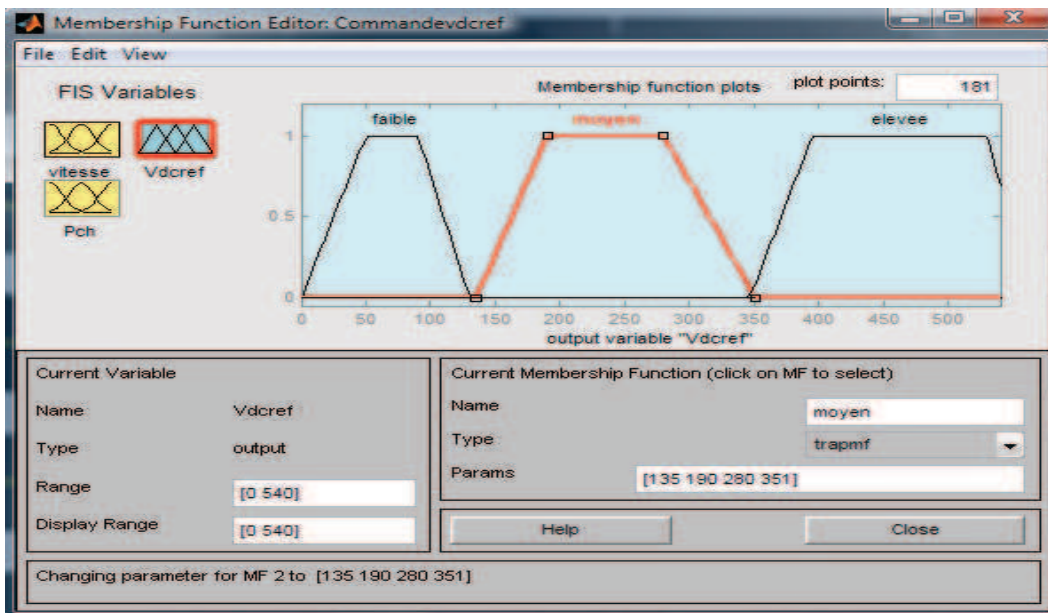


Figure 3.12. Variable de sortie Vdcref

A partir de ces données concernant l'entrée P_{ch} et la vitesse ainsi que la variable de sortie V_{dcref} , nous pouvons définir la base de règles qui permet de déterminer la tension de Bus-DC en sortie à partir de la puissance demandé par les charges. Le tableau 3.1 suivant illustre les bases des règles utilisées pour la gestion de tensions de Bus-DC

P_{ch}	Vitesse	V_{dcref}
Faible	Faible	Faible
Moyenne	Moyenne	Moyenne
élevée	élevée	élevée

Tableau. 1. Bases des règles de logique floue pour la gestion de la tension du bus DC

3.2.3. Gestion des modes et des interrupteurs (niveau 1)

La topologie de convertisseur DC-DC nécessite une bonne gestion de ces différents modes de fonctionnement étudiés en détails dans le chapitre 2. Dans cette partie on présente la stratégie proposée pour gérer le passage d'un mode à un autre.

Comme déjà mentionné dans le paragraphe 3.2.1, Le convertisseur fonctionne principalement en deux régimes (Buck ou Boost) donc la connaissance de V_{DCref} et sa comparaison avec la tension mesurée de V_{DC} décidera du type de régime de fonctionnement et

par conséquent le mode correspondant. Le mode 1 est un cas particulier qui est lié à la tension minimale et l'état de charge de SC au moment de l'allumage du véhicule.

La figure 3.13 montre la stratégie de gestion des différents modes principaux de fonctionnement du convertisseur DC-DC. Les modes mixtes n'ont pas fait l'objet d'une étude particulière dans notre travail. Ce type d'étude nécessite un développement global de gestion d'énergie en prenant en compte toutes les caractéristiques intrinsèques des sources et des charges, les contraintes du rendement énergétique et le fonctionnement optimal du véhicule.

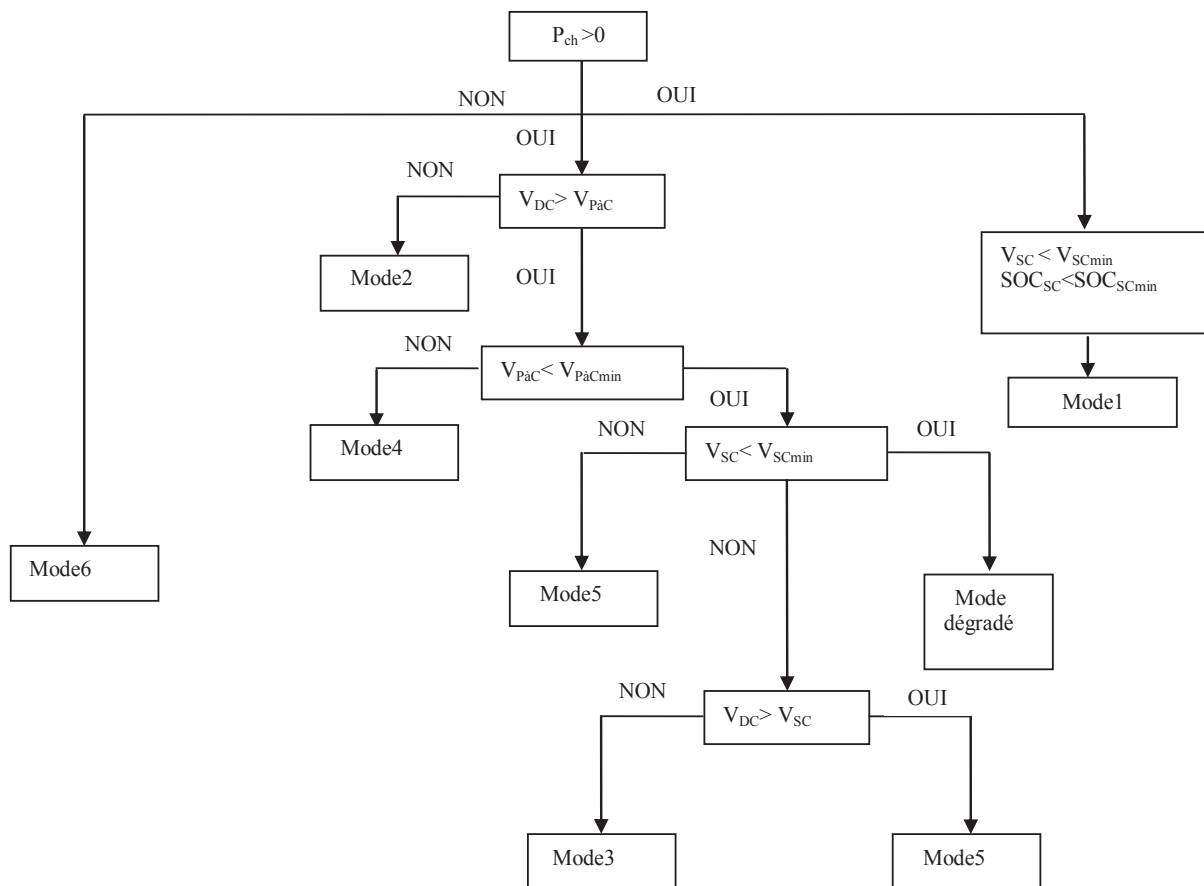


Figure 3.13. Exemple de scénario de gestion des différents modes de fonctionnement

Après avoir défini le mode de fonctionnement, on doit piloter les interrupteurs selon le mode défini par cette gestion. Ainsi, 15 des 18 transistors du convertisseur seront pilotés de manière permanente (position ON ou OFF) les 3 restants (T_{11} , T_{31} et T_{38}) seront commandés par MLI à partir des références générées par les trois PI correspondants (α_1 , α_2 et α_3), voir figure 3.2.

3.2.4. Pulses de commande des convertisseurs (niveau 0)

Le niveau 0 de la commande concerne la commande rapprochée du convertisseur de puissance embarqué ainsi que la régulation automatique lui est associée. Cette partie du système bénéficie d'une large bibliographie et ne nécessite pas un développement particulier hormis la maîtrise de leur utilisation. Dans ce paragraphe nous donnons les éléments principaux des connaissances que nous avons dû prendre en main pour mener à bien la génération des pulses de commande des convertisseurs DC-DC entre les sources et le bus continu, le convertisseur DC-AC pour alimenter le moteur et le convertisseur DC-DC pour l'alimentation des auxiliaires.

Pulses de commande du convertisseur DC-DC

Pour générer les pulses des interrupteurs T_{11} et T_{31} nous utilisons une MLI du type triangulaire dans laquelle une porteuse en forme de dents de scie est comparée au rapport cyclique, voir figure 3.13.

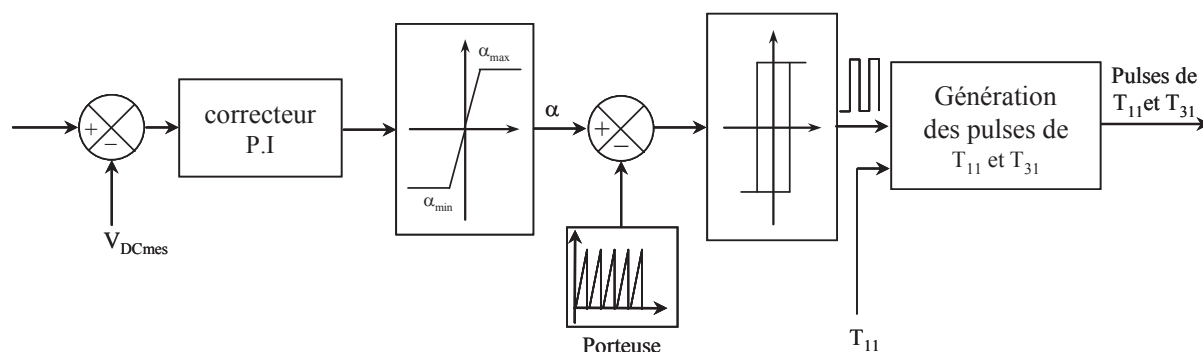


Figure 3.14. Génération des pulses des interrupteurs T_{11} et T_{31}

Dans le cas du mode 6 (mode de récupération) lorsque la puissance devient négative, le bloc logique flou n'intervient pas. Donc, l'utilisation d'une boucle de régulation de courant de charge de SC est nécessaire pour le bon déroulement de ce mode, d'une part pour la protection du matériel du convertisseur et l'installation et d'autre part pour charger le super-condensateur (SC).

Le principe de contrôle de ce mode est basé sur la connaissance des paramètres suivants :

- La tension de Bus-DC (V_{Dc}).
- La tension du SC (V_{sc}).

- Le courant de SC (I_{sc}).
- Le courant de la charge (I_{ch})

La figure 3.15 illustre la stratégie de commande pour le mode de récupération.

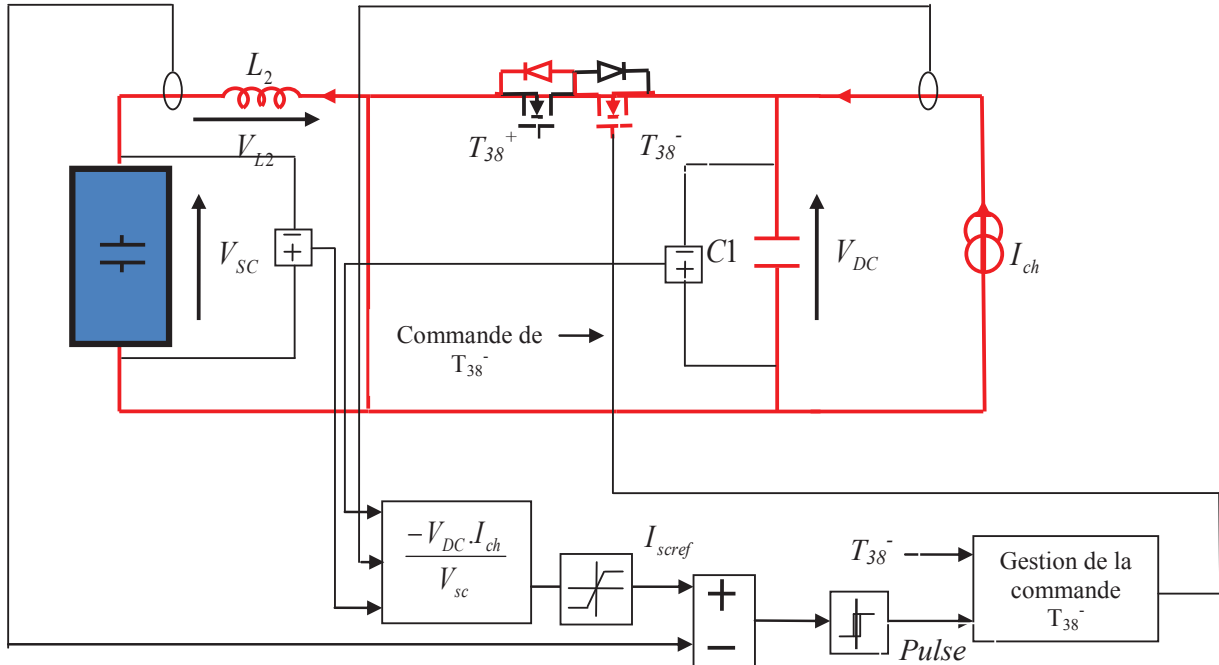


Figure 3.15. Stratégie de commande pour le mode de récupération et génération des pulses de T_{38} .

Le principe de cette stratégie est simple, la connaissance de la tension de Bus-DC (V_{DC}) et le courant de charge I_{ch} , et la division de leur produit (c'est-à-dire la puissance de Bus-DC) par la tension de SC V_{sc} définira le courant de référence de la charge de cette dernière c'est-à-dire I_{SCref} . Une limitation de courant de la charge de SC est nécessaire afin de bien gérer ce mode de fonctionnement. Un comparateur à hystérésis a été utilisé ainsi qu'un bloc de gestion de la commande de T_{38} -(Annexe 3B).

Pulses de commande de l'onduleur et de l'alimentation du réseau 12V

La deuxième partie de la topologie du convertisseur est constituée de l'onduleur pour alimenter le moteur de traction, et l'alimentation des auxiliaires. Il existe plusieurs types de commandes des onduleurs, commande scalaire, commande vectorielle et commande matricielle, commande par hystérésis [3.4]. [3.5],[3.6],[3,7].[3.8]

Dans notre modèle on a choisi un moteur synchrone à aimant permanent pour la traction, qui fonctionne aussi en mode génératrice dans le cas du freinage, cette machine est

autopilotée² à force électromotrice sinusoïdale [3.3] le modèle de la machine utilisé dans cette partie est développée dans (Annexe 2.B). Pour cela on a choisi une commande par hystérésis car elle est simple, la figure 3.15 illustre le principe de cette stratégie

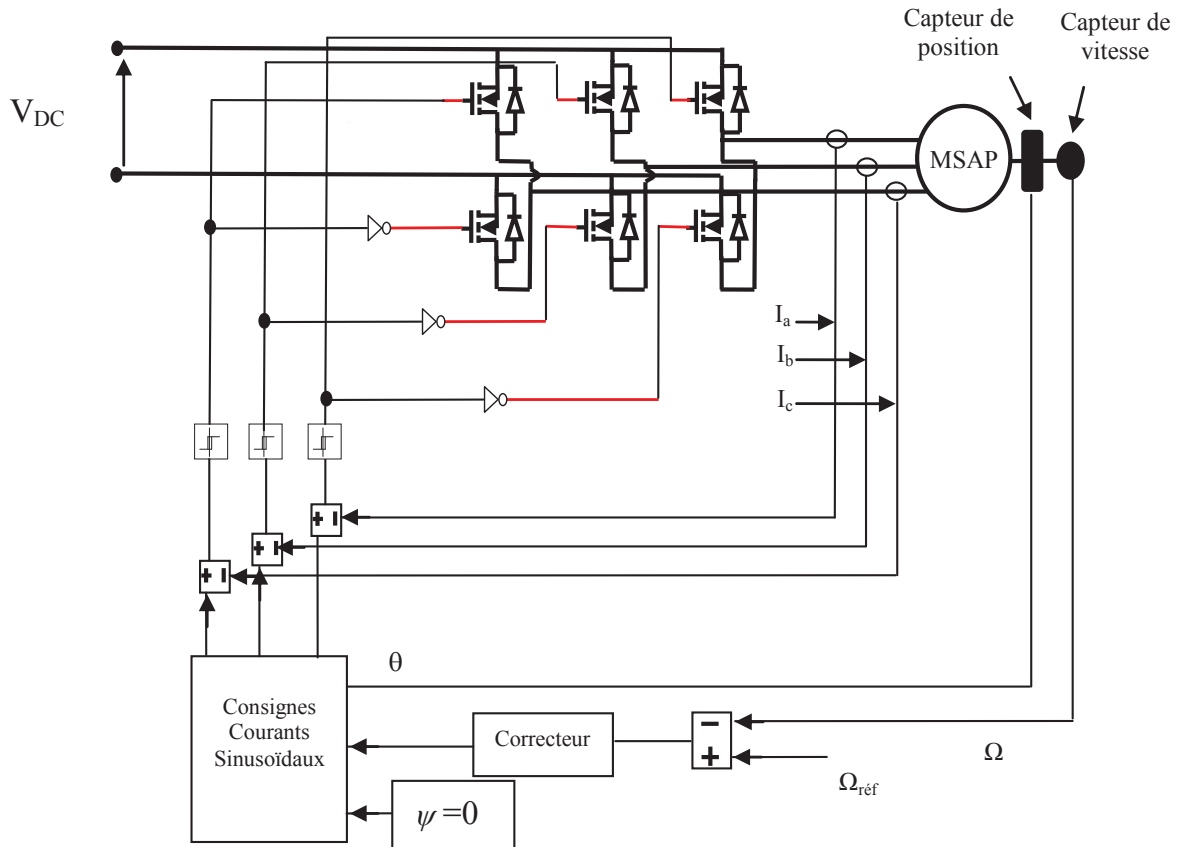


Figure 3.16. Commande de l'onduleur par hystérésis

Le principe de cette commande consiste à connaître la position du rotor par rapport au stator, c'est-à-dire connaître θ mécanique, connaître aussi la vitesse angulaire du rotor Ω , et maintenir l'angle ψ (entre les courants et les f.é.m statoriques) nul pour avoir un couple maximal. La connaissance de ces paramètres nous permet de définir les consignes des courants sinusoïdaux, ainsi que la comparaison de ces consignes avec les courants mesurés et l'utilisation des relais d'hystérésis définira les pulses de commande des interrupteurs de l'onduleur. Notons aussi que les deux interrupteurs de chaque bras de l'onduleur ne peuvent pas fonctionner au même temps. Cela explique le rôle de l'inverseur sur la figure 3.14.

Concernant les auxiliaires on a modélisé cette partie par une résistance et une batterie de faible capacité montée en parallèle. Pour cela on a fixé la tension de référence et le courant

² L'autopilotage demande la connaissance instantanée de la position angulaire du rotor par rapport au stator.

de référence des auxiliaires par $V_{auxiréf}$ égale à 12V et $I_{auxiréf}$ égale à 5 Ampères. On a utilisé un comparateur et un relais d'hystérésis comme correcteur. La Figure 3.15 montre la stratégie de commande du réseau 12V destiné à l'alimentation des auxiliaires (Annexe 2.B).

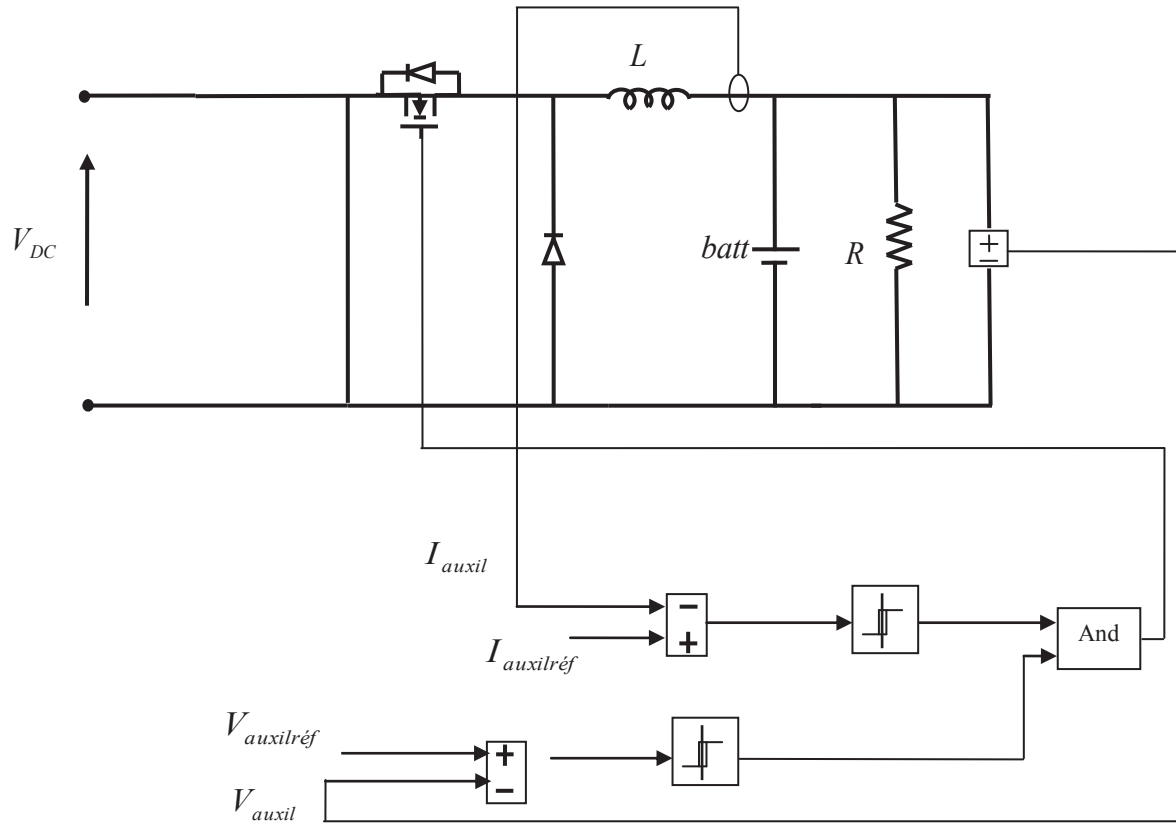


Figure 3.17. Stratégie de commande pour les auxiliaires

Cette stratégie est basée sur la connaissance de courant et la tension d'auxiliaires et la comparaison avec leur référence. A la suite, nous utilisons un contrôleur à hystérésis qui définira la loi de commande de cette dernière comme ci montré sur la figure 3.19.

3.3. Simulations et validations

Afin de valider le convertisseur DC-DC et sa commande, des simulations ont été effectuées dans l'environnement Matlab-Simulink. On a utilisé la bibliothèque SimPowerSystems pour modéliser chaque bloc du convertisseur comme montré et détaillé au chapitre 2. La stratégie de commande expliquée précédemment a été implantée dans ce modèle. Dans cette section nous effectuerons trois groupes de simulations en vue de validation des trois niveaux de cette stratégie de commande.

3.3.1. Validation des boucles de régulation de la tension du bus DC

Dans ce paragraphe on s'intéresse à la simulation de système et précisément au mode 3 et au mode 5 afin de valider la stratégie de commande théorique développé dans le paragraphe 3.2.1.1. Pour cela on a implanté les boucles de régulations de la tension Bus-DC dans le système en utilisant les paramètres du correcteur P.I précédemment calculés. Les résultats de simulation du mode boost sont montrés sur la figure 3.18.

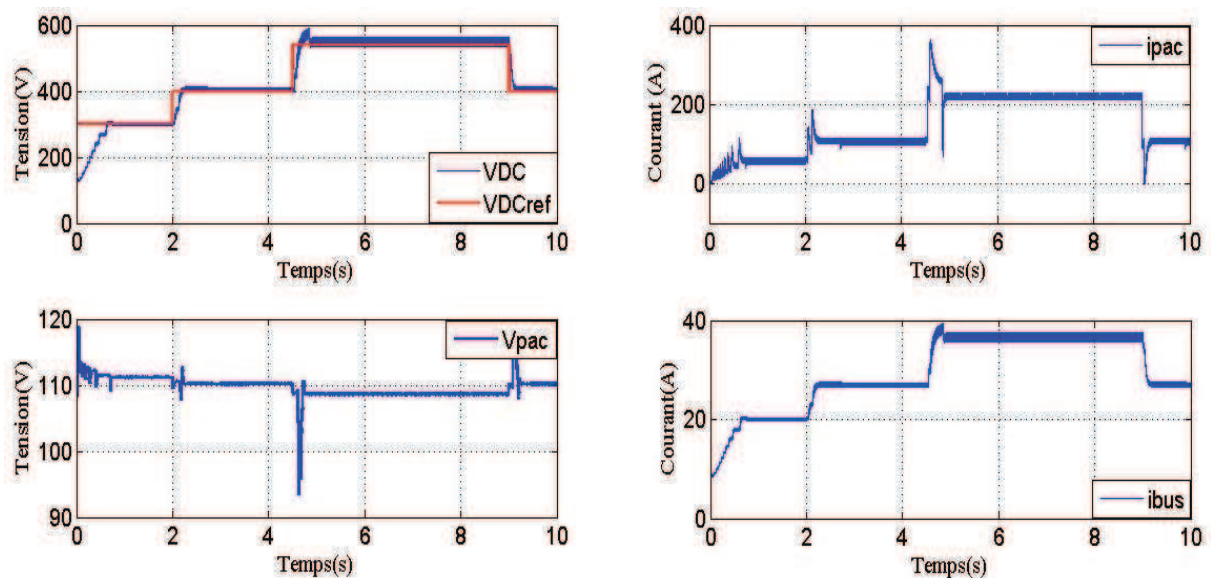


Figure 3.18. Simulations en vue de validation de la boucle de régulation du mode 3

On voit bien que Les résultats de la figure 3.18 montrent que le régulateur PI fonctionne correctement pour une puissance inférieure ou égale la puissance de la PàC.

Les résultats de simulation pour le mode 5 avec les mêmes conditions que le mode 3 sont présentés sur la figure 3.19 où la demande de la puissance par la charge « P_{charge} » n'est pas trop grande et la figure 3.20 où la charge fait un grand appel de puissance.

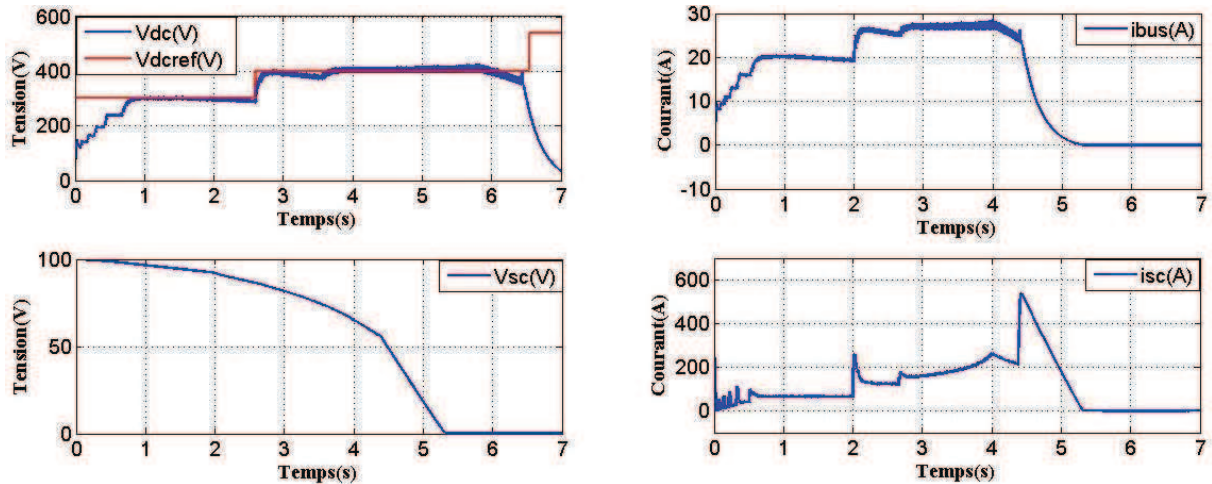


Figure 3.19. Simulations et vue de validation de la boucle de régulation du mode 5 - P_{charge} modérée

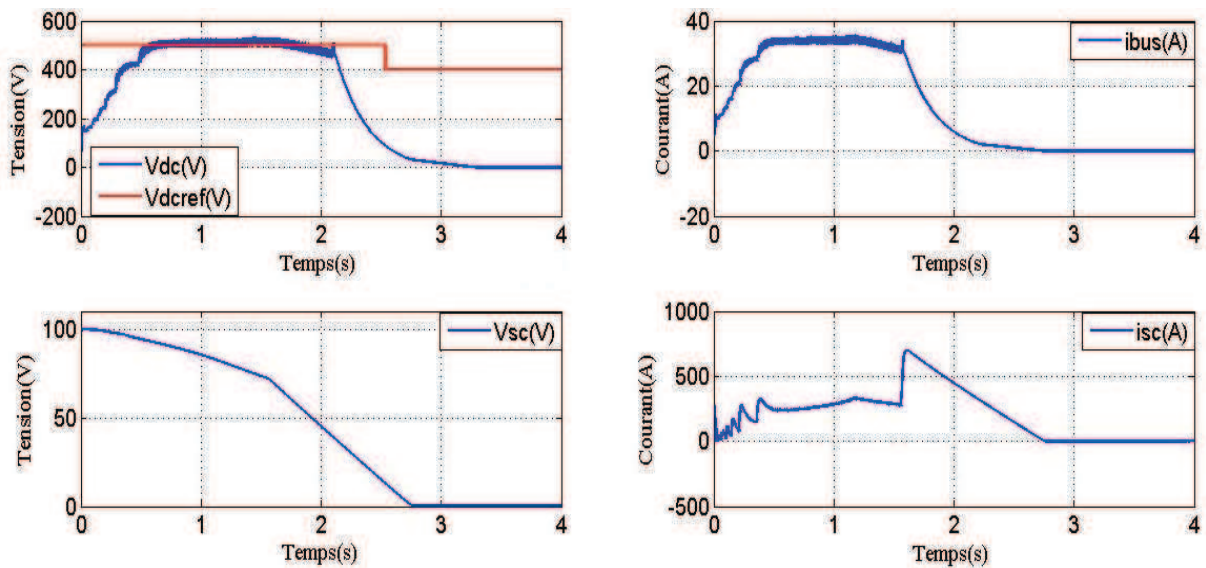


Figure 3.20. Simulations et vue de validation de la boucle de régulation du mode 5 - P_{charge} forte

Les résultats de simulation montrent que le P.I fonctionne correctement. En revanche, on remarque que le temps de ce mode (mode5) est inversement proportionnel à la puissance demandée par la charge. Il en résulte que la durée de ce mode pour une puissance modérée est presque le quadruple quand la puissance est importante ; autrement-dit le mode5 dure 2 secondes pour P_{charge} forte et presque 7 secondes quand P_{charge} est modérée. Ceci veut dire

qu'il est possible d'économiser de l'énergie en bridant la vitesse du véhicule en cas de défaut de la PàC par exemple.

3.3.2. Validation de la gestion des modes et des interrupteurs

Dans un premier temps et pour valider l'enchaînement des différents modes de fonctionnement nous avons simulé le système en définissant un profil de tension du bus DC ainsi qu'un profil de courant de charge (également absorbé au bus DC) de sorte à faire défiler les six modes principaux du convertisseur, voir figure 3.21. Ce scénario se décline selon les étapes suivantes :

1. mode charge des super-condensateurs : Mode1
2. Accélération en mode urbain à l'aide de la PàC : Mode 2.
3. Accélération en mode autoroute à l'aide des SC : Mode 5.
4. Accélération en mode autoroute à l'aide de la PàC : Mode 3.
5. Décélération en mode autoroute (récupération) : Mode 6.
6. Branchement direct des SC sur le bus DC : Mode 4.

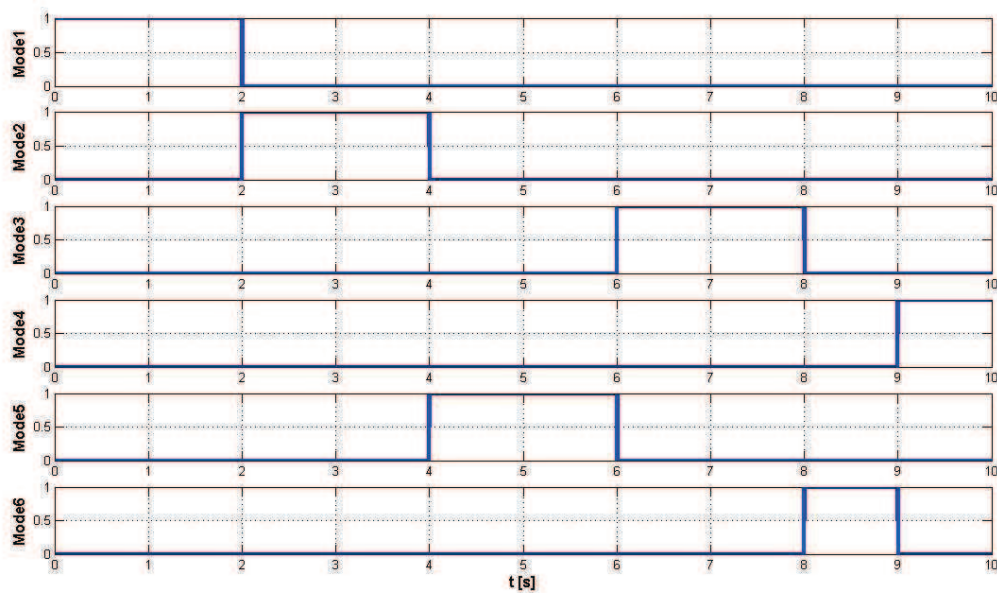


Figure 3.21. Défilement des modes de fonctionnement simulés

La figure 3.22 montre les allures des tensions et des courants obtenus au niveau du bus continu, de la PàC et des SC. En examinant ces courbes on constate que les modes 1, 2, 3, 4 et 6 répondent bien à ce qui était attendu. En revanche, le mode 5 où les SC aurait dû fonctionner tout seuls, nous constatons que la PàC fait circuler un courant. Ceci s'explique par

l'amorçage spontané de la diode D_{12} en raison de la présence de l'inductance L_1 . Il s'agit donc d'un mode mixte entre les modes principaux 3 et 5 qui s'est déclenché spontanément. Si l'on veut avoir un mode 5 seul il faut le déclencher au moment où le courant s'annule dans L_1 .

On note également que dans cette simulation le mode 4 réalise la fonction de récupération d'énergie et donc peut être considéré dans ce cas précis comme un sous-mode du mode 6. Si l'on veut déclencher le mode 4 en mode décharge des SC, il faut que la tension de ceux-ci soit supérieure à celle de la Pàc comme par exemple lorsqu'elle est hors service.

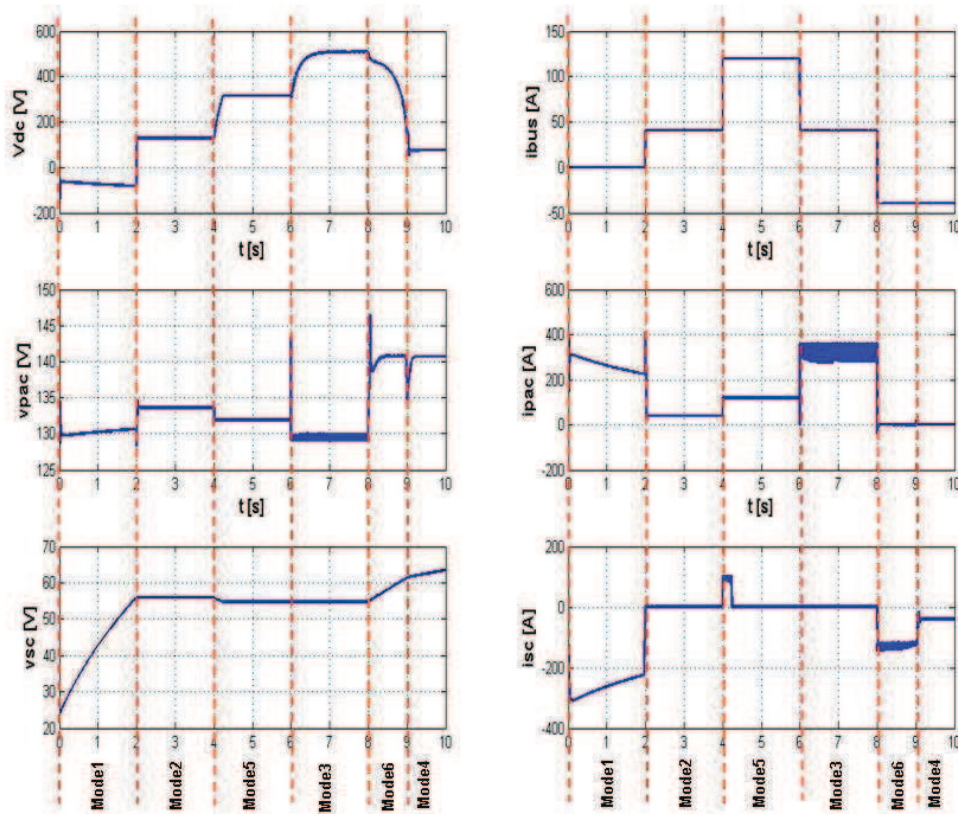


Figure 3.22. Résultats de simulations pour la validation de la gestion des modes

Globalement nous pouvons conclure que le bloc de gestion des modes et des interrupteurs fonctionne à une certaine mesure mais il a besoin d'être optimisé notamment par rapport à la prise en compte des modes mixtes. Ces derniers sont difficilement dissociables des modes principaux du fait qu'ils peuvent se déclencher d'eux-mêmes dès que les conditions se réunissent.

3.3.3. Validation de la gestion de la référence de tension du bus DC

Afin de valider le bloc gestion de tension de Bus-DC on a simulé un scénario où des un profil de vitesse et un profil de couple ont été définis comme entrée du bloc. La

connaissance de la vitesse et du couple nous permet de déterminer la valeur de la puissance comme ci montré sur la figure 3.23. Le bloc logique flou admet deux entrées (P_{ch} , et Vitesse), et une sortie, la tension V_{dcref} . Sur la gauche de la figure 3.23 on montre l’algorithme de fonctionnement implanté dans le bloc logique flou (fuzzy)

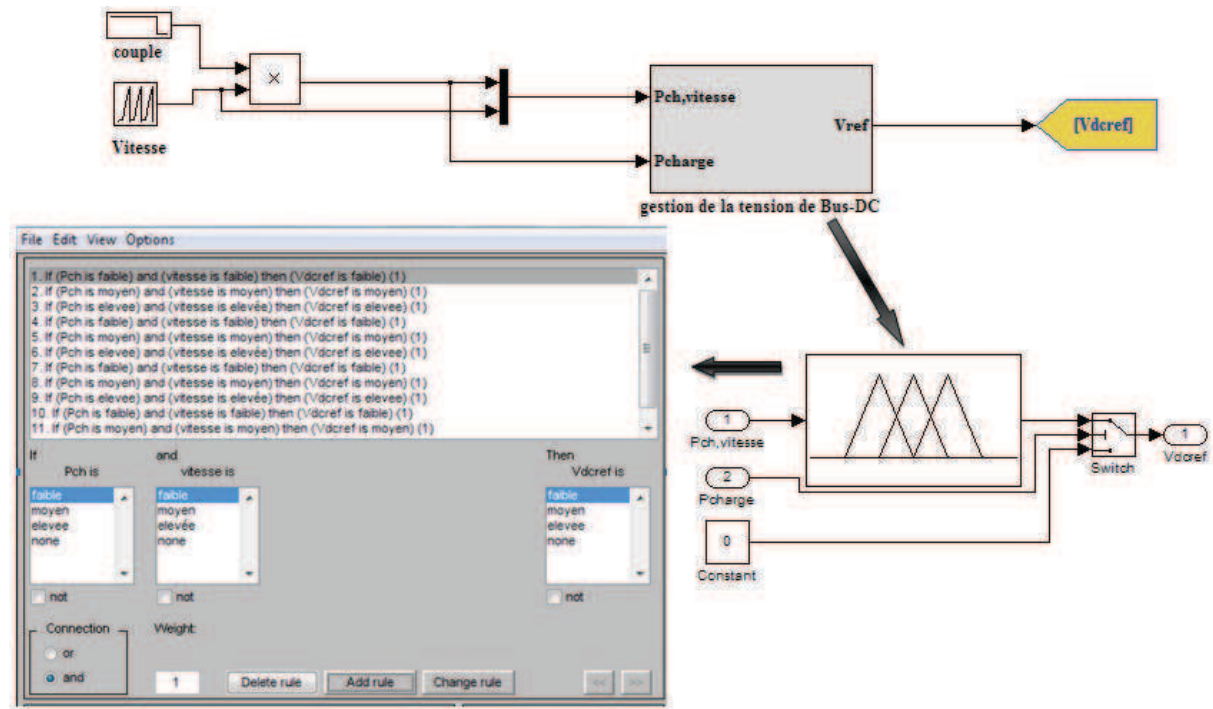


Figure 3.23. Bloc gestion de tension de référence

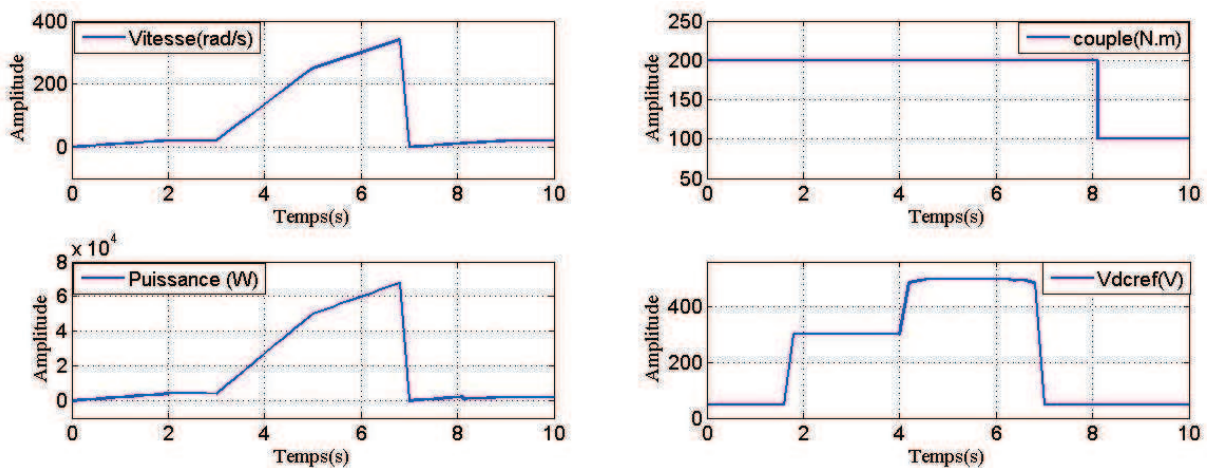


Figure 3.24. Tension de référence en fonction de la puissance et la vitesse de la charge

Ci-dessus, la figure 3.24 montre les résultats de simulation du bloc gestion de la tension de référence de Bus-DC. On remarque que la tension du Bus-DC respecte les règles imposés par le bloc logique flou : par exemple pour $4(s) < t(s) < 7(s)$, la tension de référence de

Bus-DC est maximale car la vitesse et la puissance sont maximales. Ceci est en concordance avec les hypothèses formulées précédemment.

3.3.4. Problématique de la gestion d'énergie

L'étude de la partie commande du convertisseur proposé a mis en évidence la complexité du système qui se manifeste à travers deux difficultés : la sensibilité des correcteurs PI et la gestion des modes mixtes.

Sensibilité des correcteurs PI

Il a été clairement confirmé que les correcteurs du type PI utilisés étaient très sensibles aux régimes variables dont le convertisseur proposé est caractérisé. En effet, l'adoption d'une tension du bus continu variable combinée aux fortes variations intrinsèques des tensions et courants des sources PàC et SC complique considérablement le système à contrôler. La seule mesure de la tension du bus continu devient insuffisante pour continuer à assurer un asservissement correct de cette dernière. Il faudrait par exemple rajouter des mesures de tensions et de courant au niveau des sources PàC et SC afin de pouvoir adapter les paramètres des correcteurs au fur et mesure du changement des divers régimes.

Gestion des modes mixtes

A ce stade de notre étude nous n'avons pas pris en considération les modes mixtes de fonctionnement. Pourtant, ces modes peuvent naturellement se manifester à chaque fois que les SC sont sollicités au moment où la PàC était en fonctionnement que ça soit en régime urbain ou en régime autoroute. Afin d'optimiser le rendement énergétique du véhicule on doit optimiser la répartition de puissance entre les deux sources tout au long des cycles de fonctionnement.

Synthèse

La gestion d'énergie au sens défini ci-dessus est sans doute l'une des suites les plus intéressantes à donner à ce travail. Se situant au niveau 2 de la commande du convertisseur, cette tâche permettrait d'optimiser le choix de la tension de référence du bus continu en prenant en compte le rendement énergétique et les performances demandées par la charge. Par ailleurs, l'optimisation des modes mixtes passera inévitablement par l'adaptation en ligne des correcteurs PI du montage.

3.4. Conclusion

Ce chapitre a retracé nos travaux de modélisation et de commande développés pour le convertisseur proposé. Nous avons vu que la stratégie globale de la commande adoptée comporte trois différents niveaux qui interagissent pour générer au final les pulses de contrôle sur les gâchettes des 18 Mosfet du convertisseur DC-DC situé entre les sources et le bus DC, des 12 Mosfet du convertisseur AC-DC et des 2 transistors du convertisseur DC-DC destiné à alimenter les auxiliaires à travers un réseau 12V. En effet, le niveau 2 de la commande évalue à chaque instant du fonctionnement la valeur de la tension du bus DC en utilisant la technique de la logique floue. Ensuite, le niveau 1 de la commande combinera cette valeur de tension de référence aux diverses mesures (Puissance de la charge, tensions de la PàC et des SC) pour définir le mode principal correspondant en fixant notamment les états des interrupteurs du convertisseur DC-DC -côté sources. Dans le niveau 0, les diverses références de la commande rapprochée sont calculées (rapports cycliques de T_{11} , T_{31} et T_{38} , références de courants de l'onduleur et références de courant et de tension pour le convertisseur DC-DC - côté auxiliaires). A ce titre, trois correcteurs du type PI ainsi que trois correcteurs du type hystérésis ont été utilisés.

L'étude théorique et par simulation de ce système a été détaillée notamment à travers de l'exposition des résultats graphiques dont l'analyse a permis de mettre en lumière la complexité du processus de commande d'un système tel que le convertisseur DC-DC proposé. Il en est sorti que dans un premier temps, le développement d'une commande à base de PI adaptatifs, par exemple, s'avère nécessaire pour atteindre les objectifs de contrôle commande en termes de stabilité, de rapidité, de précision et de robustesse. Dans un deuxième temps, il a été démontré qu'il sera inévitable de mettre en place une gestion optimale de tous les modes possibles dudit convertisseur (aussi bien les modes principaux que les modes mixtes).

3.5. Bibliographie du Chapitre 3

- [3.1]. Mohan, N., T.M. Undeland, and W.P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1995 page 333-334-335336
- [3.2]. Nadia Mortadj Mohand Mokhtari « Matlab R2009, SIMULINK ET STATEFLOW pour ingénieurs, chercheurs et Etudiants ».
- [3.3]. Frédéric Sur « Présentation de la logique floue », Magistère de Mathématique, mémoire de première année 1997/1998.Ecole normale supérieur de Cachan.
- [3.4]. Bernard de FORNEL « Machines asynchrones Commande par contrôle scalaire », techniques de l'ingénieur Référence D3622 | Date de publication : 10 mai 2006.
- [3.5]. Henri FOCH, François FOREST, Thierry MEYNARD « onduleurs de tension mise en œuvre », techniques de l'ingénieur Référence D3177 | Date de publication : 10 août 2000.
- [3.6]. Madjid Boudjedaimi, Patrice Wira, Djaffar Ould Abdeslam, Said Djennoune, Jean-Philippe Urban « Commande d'un onduleur avec des approches neuromimétiques pour la compensation des courants harmoniques dans les réseaux électriques » International conference on Electrical engineering and its Applications (ICEEA'2008), Sidi bel Abbes, Algeria, May20-21,2008.
- [3.7]. Bruno FRANCOIS « Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques a structure matricielle » Thèse doctorat, l'université des sciences et technologies de LILLE » 1996.
- [3.8]. Z. Boulghasoul, A. Elbacha, E. Elwarraki, D.Yousfi « Combined Vector Control and Direct Torque Control An Experimental Review and Evaluation», IEEE ICMCS2011

CHAPITRE 4

DIMENSIONNEMENT ET VALIDATION EXPERIMENTALE

4.1. INTRODUCTION.....	121
4.2. CAHIER DES CHARGES	121
4.3. DIMENSIONNEMENT DU CONVERTISSEUR CONNECTÉ À LA PILE.....	121
4.4. DIMENSIONNEMENT DU CONVERTISSEUR CONNECTÉ AU MODULE DE SC	125
4.5. ETUDE THERMIQUE	126
4.5.1. Le refroidissement direct.....	128
4.5.2. Le refroidissement indirect.....	129
4.5.3. Choix du refroidisseur	132
4.5.4. Optimisation du refroidisseur	133
4.6. CONCEPTION ET RÉALISATION DE LA MAQUETTE D’ESSAI	135
4.6.1. Dimensionnement des composants de la maquette.....	135
4.6.2. Conception électronique et mécanique et thermique	137
4.6.3. Réalisation physique de la maquette.....	139
4.7. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX.....	140
4.7.1. Validation de mode 1.....	140
4.7.2. Validation des modes 2 et 4.....	142
4.8. CONCLUSION.....	144
2.5. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 4.....	145

4.1. Introduction

Pour une meilleure conception et réalisation du convertisseur, il est tout aussi important de recourir à l'outil de simulation qui permettra d'observer le comportement des différents composants passifs et semi-conducteurs, et valider les conditions de fonctionnement. Ainsi, les résultats de simulation seront confrontés avec l'expérience. A cet effet, une maquette expérimentale du conditionneur a été développée afin de valider les modes de fonctionnement de la topologie de convertisseur DC-DC proposée dans cette thèse.

La première partie de ce chapitre présente le dimensionnement de différents étages de conditionneur d'une part l'étage relie à la PàC et d'autre part l'étage relie au SC de leur partie puissance et partie commande. Les expressions mathématiques utilisées sont présentées et appliquées sur l'exemple de la maquette développée dans le cadre de cette thèse.

4.2. Cahier des charges

Cette tâche consiste à la réalisation d'une maquette à échelle réduite d'une partie du conditionneur d'énergie exposé dans les précédents chapitres de ce rapport. Le but étant de valider les concepts développés sur l'ensemble des échanges d'énergie possible entre différentes sources et différentes charges d'un véhicule à PàC. L'alimentation étant assurée par deux sources, une PàC et du pack de SC, suivi d'un bus continu capable d'élever ou d'abaisser sa tension suivant la puissance demandée par les charges et la vitesse du véhicule. Il est également question d'optimiser le refroidisseur dans l'objectif de gagner là aussi des points de rendement énergétique.

La réalisation des différentes étages de la maquette sont menées à l'aide des deux logiciels de conception : Altium designer et Solidworks. Altium est utilisé pour la conception de cartes électroniques tandis que Solidworks a été mis à profil dans le choix du plan de masse du montage.

Une batterie 12V et un pack de supercondensateurs pouvant délivrer une tension 10V ont également été mis à notre disposition pour mettre en place la maquette expérimentale.

4.3. Dimensionnement du convertisseur connecté à la pile

Le dimensionnement de convertisseur relié à la pile à combustible est basé sur leur fonctionnement en Mode Boost comme montré sur la figure 4.1 [4.1], [4.2].

Dans cette configuration, la bobine emmagasine de l'énergie électrique provenant de la source électrique sous forme magnétique quand le transistor est passant (la diode est

bloquée), tandis que le condensateur alimente la charge. Quand le transistor est bloqué (la diode est passante), l'énergie emmagasinée dans la bobine passe dans la charge et au condensateur afin de compenser la partie d'énergie restituée à la charge pendant la conduction du transistor.

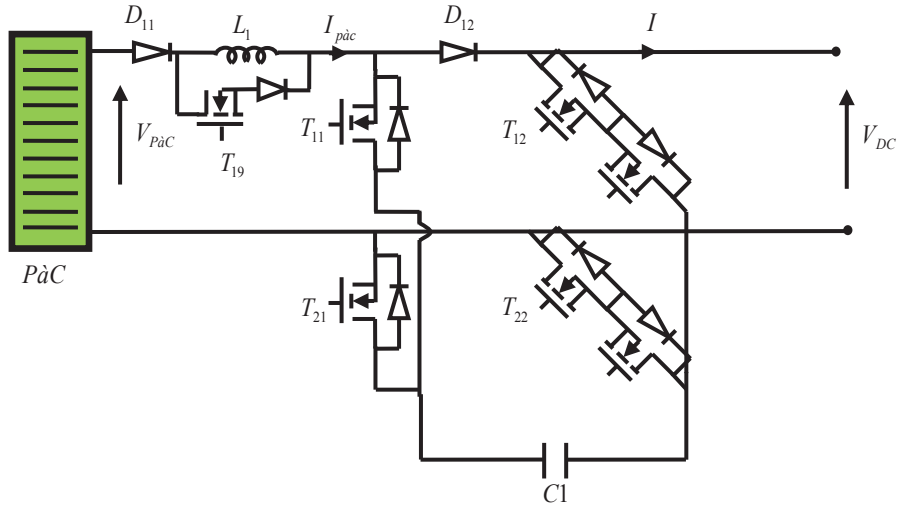


Figure 4.1. Convertisseur relié à la PàC

Le condensateur doit être dimensionné convenablement pour garder une tension constante suivant le mode de fonctionnement à ses bornes avec une ondulation tolérée. De même pour la bobine, elle doit être aussi bien dimensionnée pour garder un courant constant avec une ondulation maximale tolérée. Quand le transistor est en état de conduction, il entraîne l'augmentation du courant dans la bobine suivant la relation (4.1).

$$\frac{dI_{pàc}}{dt} = \frac{1}{L_1} V_{pàc} \quad (4.1)$$

La tension aux bornes du condensateur de filtrage décroît selon l'équation :

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = -\frac{1}{C_1} I \quad (4.2)$$

Quand le transistor T_{11} est en état de blocage, le courant dans la bobine décroît et la tension V_{dc} croît selon :

$$\frac{dI_{pàc}}{dt} = \frac{1}{L_1} (V_{pàc} - V_{DC}) \quad (4.3)$$

$$\frac{dV_{DC}}{dt} = \frac{1}{C_1} (I_{p\grave{a}c} - I) \quad (4.4)$$

Si la conduction et le blocage se font à une fréquence avec une durée de conduction α_1 (α_1 est le rapport cyclique), au bout d'un certain temps (c'est-à-dire, régime permanent atteint) les second membres des équations ((4.3) et (4.4)) s'annulent. Le Boost fonctionne en deux modes, suivant la valeur du courant. Quand le courant est supérieur ou égal à une valeur critique le Boost fonctionne en mode de conduction continue. Si le courant est inférieur à la valeur critique le Boost fonctionne alors en mode conduction discontinue, où est donné par l'équation suivante [4.2].

$$I_{critique} = \frac{\bar{V}_{DC}}{2fL} \alpha_1 (1 - \alpha_1)^2 \quad (4.5)$$

Avec, \bar{V}_{DC} désigne la valeur moyenne de V_{DC} .

Tant que le Boost fonctionne en mode de conduction continue, le courant de l'inductance $I_{p\grave{a}c}$ ne s'annule pas. La tension de sortie V_{DC} se stabilise à :

$$\bar{V}_{DC} = \frac{1}{1 - \alpha_1} V_{p\grave{a}c} \quad (4.6)$$

Pour une ondulation donnée par :

$$\Delta V_{DC} = \frac{\alpha_1 I}{f C_1} \quad (4.7)$$

Le courant $I_{p\grave{a}c}$ se stabilise à :

$$\bar{I}_{p\grave{a}c} = \frac{1}{1 - \alpha_1} I \quad (4.8)$$

Avec une ondulation donné par :

$$\Delta I_{p\grave{a}c} = \frac{\alpha_1 (1 - \alpha_1) \bar{V}_{DC}}{f L_1} \quad (4.9)$$

Si le Boost fonctionne en mode de conduction discontinue, alors la tension de sortie V_{DC} se stabilise à la valeur donnée par :

$$\bar{V}_{DC} = V_{pac} \left(1 + \frac{V_{pac} \alpha_1^2}{2 L_1 I} \right) \quad (4.10)$$

Pour faciliter la régulation de la tension de sortie du Boost V_{DC} , il est préférable d'avoir un fonctionnement en mode de conduction continue. La tension \bar{V}_{DC} doit être régulée entre $[V_{pacMin}, V_{DCMax}]$, l'ondulation du courant ΔI_{pac} dépend de α_1 sachant que f et L_1 sont constantes. La valeur de α_1 qui maximise cette ondulation est donnée par :

$$\frac{d\Delta I_{pac}}{d\alpha_1} = \frac{(1 - 2\alpha_1)\bar{V}_{DC}}{fL_1} = 0 \quad (4.11)$$

L'équation (11) est validée par $\alpha_1 = \frac{1}{2}$

L'ondulation maximale est exprimée par :

$$\Delta I_{pac_{max}} = \frac{\bar{V}_{DC}}{4f L_1} \quad (4.12)$$

L'inductance L_1 qui correspond à cette ondulation est donnée par :

$$L_1 = \frac{\bar{V}_{DC}}{4f \Delta I_{pac_{max}}} \quad (4.13)$$

Ainsi et pour $f = 10KHz$, $\Delta I_{sc_{max}} = 0.3A$ et une tension du bus continu $V_{DC} = 40V$, nous obtenons $L_1 = 3.3mH$.

Par ailleurs, le convertisseur Boost fonctionne en mode de conduction continue seulement si le courant I est supérieur ou égale à $I_{critique}$. Il est à noter que ce courant atteint sa valeur maximale pour $\alpha_1 = 1/3$. Nous avons pour les valeurs numériques définies ci-dessus :

$$I_{critique_{max}} = \frac{2}{27} \frac{\bar{V}_{DC}}{f L_1} \approx 0.45 A \quad (4.14)$$

La capacité de filtrage C_1 doit être dimensionnée pour que la tension du bus continu V_{DC} ait une ondulation maximale $\Delta V_{DC_{max}}$ acceptable. En utilisant l'équation (7), nous avons :

$$C_1 = \frac{\alpha_{1_{max}} I_{max}}{f \Delta V_{DC_{max}}} \quad (4.15)$$

Finalement et pour $f = 10 \text{ KHz}$, $\alpha_{1_{max}} = 1$, $I_{max} = 20 \text{ A}$ et $\Delta V_{DC_{max}} = 1.2 \text{ V}$, nous avons : $C_1 = 1.66 \text{ mF}$

4.4. Dimensionnement du convertisseur connecté au module de SC

Le convertisseur connecté au module de super-condensateurs a deux structures (voir figure 4.2). Il fonctionne en Boost lorsque les super-condensateurs fournissent de l'énergie électrique au bus continu et en Buck dans le cas où l'énergie électrique est acheminée vers les super-condensateurs afin de les charger comme déjà mentionné dans le chapitre 2.

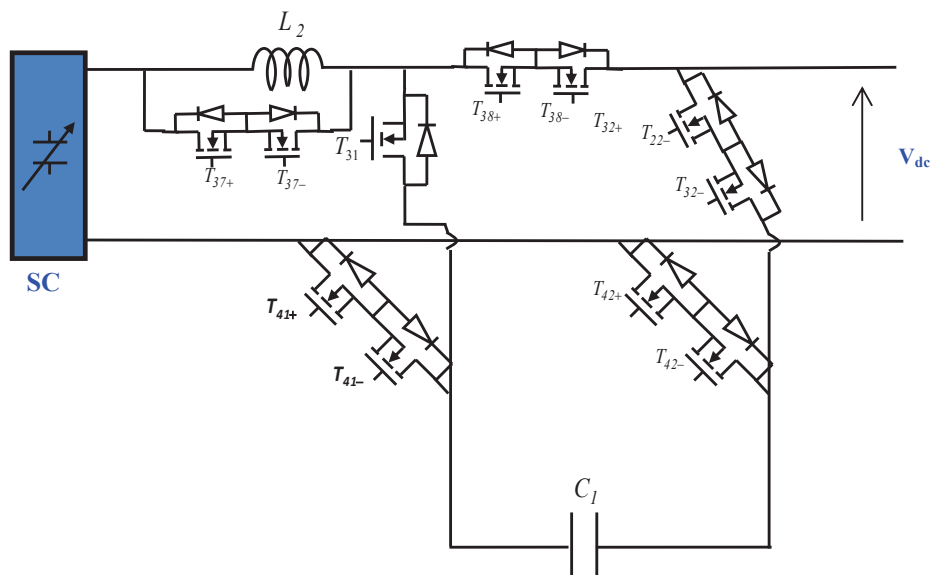


Figure 4.2. Convertisseur relié au SC

L'étude [4.3] a montré que l'expression de l'ondulation du courant dans la bobine dans un convertisseur Boost est identique à celle du convertisseur Buck. En fonctionnement Boost,

le transistor T_{31} est commandé à l'ouverture et la fermeture par un rapport cyclique α_2 et dans le cas de la récupération d'énergie le transistor T_{38} et commandé avec un rapport cyclique α_3 . Dans ce travail nous avons procédé d'une façon similaire pour le calcul de L_1 et L_2 . En effet l'inductance, L_2 résultante de cette méthode de calcul est également donnée par l'expression suivante :

$$L_2 = \frac{\bar{V}_{DC}}{4f \Delta I_{sc\max}} \quad (4.16)$$

Idem que précédemment, pour $f = 10\text{KHz}$, $\Delta I_{sc\max} = 0.3\text{A}$ et une tension du bus DC de 40V, nous obtenons $L_2 = 3.3\text{mH}$. Nous avons donc $L_1 = L_2 = 3.3\text{mH}$.

4.5. Etude thermique

Les composants semi-conducteurs admettent une température maximale de fonctionnement. Cette température également appelée température maximale de jonction, dépend du type de matériau utilisé et de la technologie de réalisation. Par ailleurs, elle représente une donnée à considérer car elle permet d'estimer le niveau de refroidissement nécessaire au bon fonctionnement du composant.

Si les contraintes thermiques sont prises en compte par les électroniciens de puissance, les solutions utilisées n'évoluent pas. On constate en effet que la plupart des installations utilisent aujourd'hui des dissipateurs à ailettes pour les puissances les plus faibles, des caloducs¹⁰ pour des puissances intermédiaires ou encore des plaques à caloporteur pour les plus grosses puissances [4.4].

Nous proposons de faire une synthèse concernant l'optimisation de cet organe du convertisseur dans le contexte des contraintes par type de véhicule.

Les principaux composants d'électronique de puissance nécessitant un refroidissement sont soit une diode soit un transistor (MOSFET, GTO, IGBT...). Leur structure géométrique a un impact direct sur les contraintes thermiques car le courant entre et sort respectivement par

¹⁰⁾ *Caloduc*, du latin *calor* « chaleur » et de *ductus* « conduite », désigne des éléments conducteurs de chaleur. Appelé *heat pipe* en anglais (signifiant littéralement « tuyau de chaleur »), un caloduc est destiné à transporter la chaleur grâce au principe du transfert thermique par transition de phase d'un fluide (chaleur latente). (source wikipédia).

les faces drain et source dont l'une ou l'autre se trouve en contact avec le refroidisseur, voir figure 4.3. On note que leur mode de fonctionnement (fréquence de découpage de fort courant et/ou de forte tension) influence également le choix des refroidisseurs.



Figure 4.3. Structure des composants d'électronique de puissance

Le choix d'un système de refroidissement repose sur huit facteurs qui doivent être pris en considération, à savoir : la taille, la fiabilité, l'efficacité thermique, le coût, le bruit, les vibrations, la maintenance et les interférences électriques avec le composant à refroidir. Dans la littérature l'évacuation de la chaleur se fera suivant plusieurs modes illustrés dans la figure 4.4.

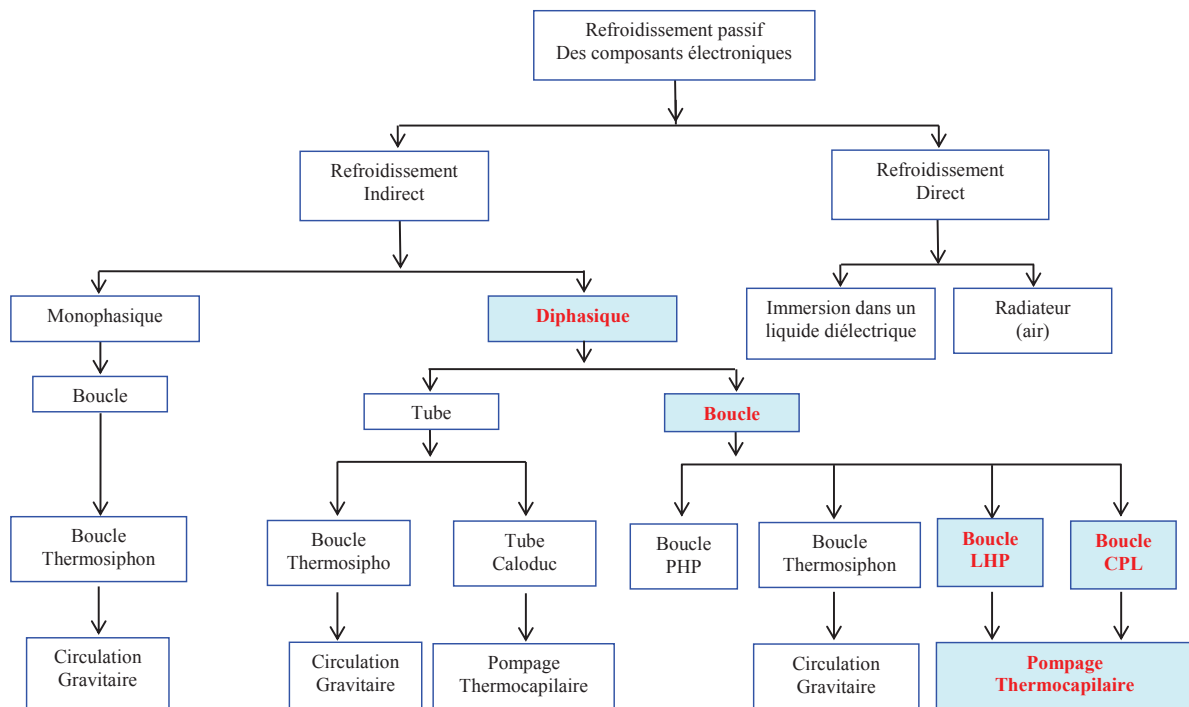


Figure 4.4. Méthodes de refroidissement des composants d'électroniques

En général, il est difficile qu'un système de refroidissement puisse satisfaire pleinement tous ces critères, Figure 4.4. En effet, il existe des contraintes spécifiques à chaque système de refroidissement dont le choix dépend essentiellement du cahier de charge. En analysant l'organigramme, on constate que le refroidissement peut se dérouler selon deux processus :

4.5.1. Le refroidissement direct

Dans ce cas, la surface du composant est en contact direct avec le refroidisseur où on utilise deux méthodes de dissipation thermiques :

Dissipateur à ailettes :

Ils fonctionnent grâce à la convection naturelle (refroidissement passif) ou forcée d'air (refroidissement actif) suivant la puissance dissipée par les composants en générale ou delà de 50W. L'utilisation de la convection forcée semble être une bonne solution au problème. Les ailettes sont fabriquées en matériau représentant une très bonne conductivité thermique comme l'aluminium. Elles sont généralement peintes en noir pour augmenter l'émissivité figure 4.5.

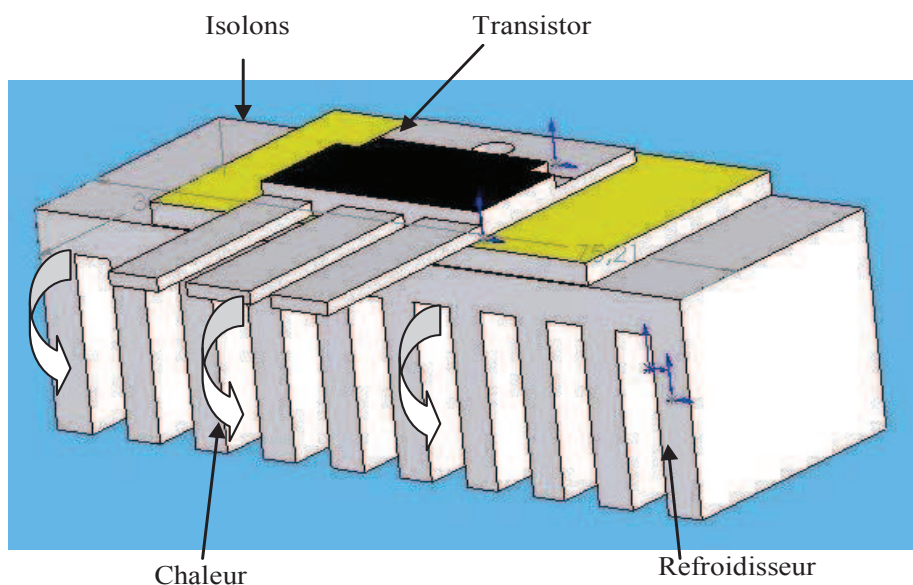


Figure 4.5. Refroidisseur à ailettes

La géométrie des ailettes planes est généralement adaptée pour permettre d'augmenter la transmission de chaleur par la création d'un courant d'air turbulent. Une cannelure des ailettes représente également un moyen d'améliorer le facteur de puissance de la dissipation de la chaleur.

Immersion les composants dans un liquide diélectrique

La seconde solution pour le refroidissement direct est l'immersion des composants dans un liquide diélectrique. Le transfert de chaleur s'effectue ici de façon passive par ébullition au niveau de l'interface surface-fluide. Le liquide utilisé pour le refroidissement doit bénéficier de bonnes propriétés électriques : une résistance électrique élevée, une résistance au claquage ainsi qu'une faible constante diélectrique. Parmi les bonnes propriétés thermiques dont doit bénéficier le liquide utilisé pour le refroidissement, on note aussi une viscosité et une tension superficielle faible, une compatibilité avec les matériaux utilisés pour la fabrication des composants, des joints et des récipients. Citons comme exemples les Huiles minérales utilisées pour le refroidissement des transformateurs.

4.5.2. Le refroidissement indirect

L'autre processus est le refroidissement indirect monophasique ou diphasique comme montré sur la figure 4.4. Ce type de refroidissement permet un transfert thermique. Il utilise un fluide caloporteur circulant en circuit fermé grâce à une pompe mécanique. Le coefficient de transfert thermique par unité de surface dépend du fluide caloporteur. Il est plus important pour l'eau et peut être jusqu'à 100 fois plus grand que pour l'air [4.8], Par ailleurs, l'eau a une chaleur quatre fois plus grande que celle de l'air. Dans ce type de circuit de refroidissement, on trouve l'équipement électronique à refroidir, une pompe, un régulateur de débit, un réservoir de stockage et enfin un échangeur thermique. Ce type de refroidissement est appelé refroidissement actif. Parmi les facteurs intervenants lors de la conception de cette installation on répertorie:

- la géométrie des conduites,
- la nature du liquide, la température d'entrée,
- une pompe, etc.

Le refroidissement suivant fonctionne par changement de phase. C'est le refroidissement par l'évaporation de fluide figure 4.6. La pression doit être prise en compte. Pour cette méthode de refroidissement les caloducs sont très sollicités car ils offrent des avantages comme la simplicité de conception et le coût de fabrication s'adapte aux contraintes financières de l'industrie automobile.

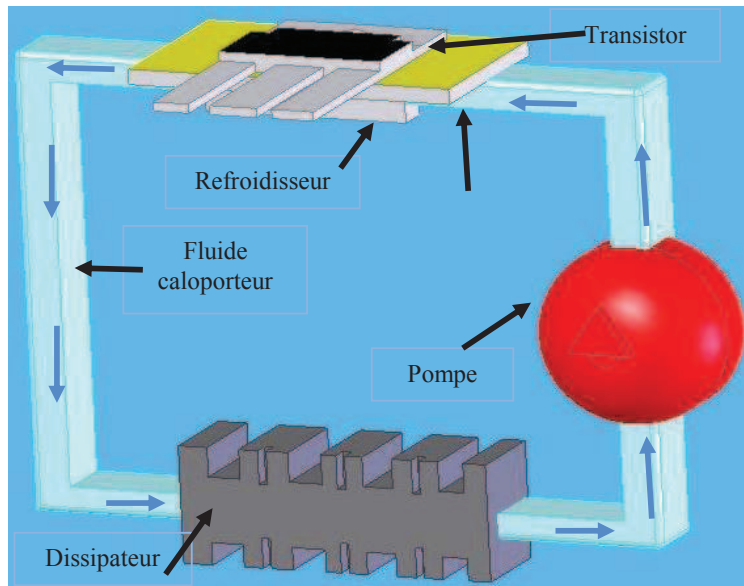


Figure 4.6. Méthode de refroidissement par un fluide caloporteur

Abordons à présent le système de refroidissement indirect diphasique. Il fonctionne sur la base des forces capillaires au sein d'une structure poreuse revêtue à l'intérieur d'évaporateur. L'évaporation du fluide génère un circuit de vapeur vers la zone de condensation. Le flux massique de la vapeur est soit laminaire, soit turbulent selon la puissance dissipée. Eloigné de l'interface vapeur-liquide avec une rétraction dans la structure capillaire, il crée des rayons de courbure très accentués (figures 4.7(a) et 4.7(b)).



Figure 4.7. Formes du ménisque : (a) évaporateur, (b) condenseur

D'après la figure 4.4 on distingue plusieurs types de refroidissements diphasiques notamment :

- Caloduc sous forme de tube;
- CPL (Capillary Heat Pipe), sous forme d'une boucle ;
- LHP (Loop Heat Pipe), sous d'une boucle ;
- PHP (Pulsating Heat Pipe) sous forme d'une boucle.

Boucle LHP et CPL

Pour une puissance entre 500 W et 24 kW, les boucles diphasiques sont généralement préférables aux caloducs [4.5],[4.6],[4.7]. La configuration d'écoulement dans des conduites séparées produit des performances maximales supérieures aux caloducs usuels lorsque l'on considère la distance entre la source froide et la source chaude. La séparation des boucles diphasiques figure 4.8 réduit les pertes de charge dans l'écoulement liquide et de supprime les problèmes liés à l'écoulement à contre courant des phases liquide et vapeur. La circulation du fluide est assurée par pompage capillaire à l'évaporateur.

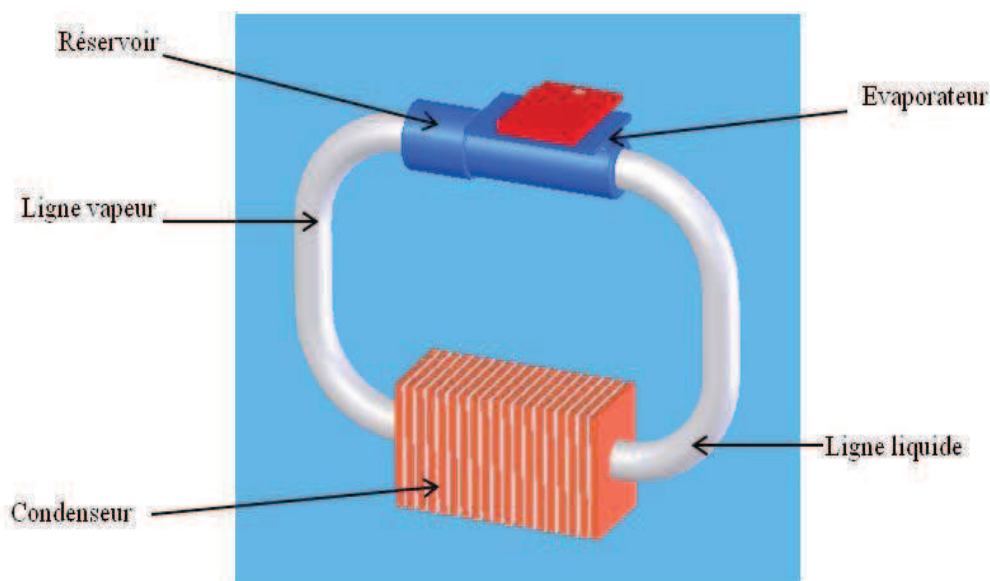


Figure 4.8. Boucle LHP

Les deux dispositifs CPL et LHP disposent d'une technologie différente en considérant la position du réservoir dans le circuit. Dans la boucle CPL le réservoir et l'évaporateur sont séparés par une conduite de liquide et il n'existe aucun lien thermique entre eux.

Les deux boucles possèdent des points similaires. Ici le réservoir assure la régulation des boucles LHP et CPL. Son rôle est triple :

- il fixe les conditions de fonctionnement en pression et régule de ce fait la température d'évaporation du dispositif par la présence d'une interface liquide-vapeur à l'intérieur du réservoir. Le fluide dans le réservoir est toujours dans les conditions de saturation. On sature totalement le dispositif liquide en le régulant à une température supérieure.

- il sert de vase d'expansion notamment lors des transitions (démarrage, variation de puissance, variation de la source froide en fonction de l'orientation du satellite dans l'espace). Il atténue ainsi les brusques déplacements du fluide dans la boucle,
- il sert de réserve de liquide pour compenser la présence de micro fuite.

4.5.3. Choix du refroidisseur

Dans un transistor, c'est dans la jonction drain-source que se produit la chaleur. En isolant cette jonction la température s'élève rapidement en amoindrissant alors la fiabilité du composant électronique (diode ou transistor). Il est devenu indispensable d'évacuer les calories produites dans les jonctions des semi-conducteurs. C'est en fixant ceux-ci sur des refroidisseurs, que cette évacuation se fait par trois échanges thermiques fondamentaux [4.8]:

- Par conduction : les calories produites se propagent à la surface extérieure du boîtier du composant, puis du radiateur ou au travers d'un élément isolant (mica par exemple).
- Par convection: l'air chauffé au contact du radiateur s'élève laissant la place à de l'air plus frais. Il y a une circulation naturelle de l'air autour du radiateur. C'est pour cela que les radiateurs doivent être dégagés afin qu'ils puissent jouer leur rôle avec efficacité.
- Par rayonnement : l'énergie est transmise sous forme d'ondes électromagnétiques au milieu ambiant.

La connaissance de la puissance maximale dissipée par le transistor ou diode est nécessaire pour dimensionner le refroidisseur, cette puissance est donnée par [4.8].

$$P_d = R_{DS} I_{Max}^2 \quad (4.17)$$

Avec R_{DS} c'est la résistance drain source (Ω).

D'autre par cette puissance et donnée par

$$P_d = \frac{T_j - T_a}{\theta_{tot}} \quad (4.18)$$

Avec

$$\theta_{tot} = \theta_{jc} + \theta_{cs} + \theta_{sa} \quad (4.19)$$

Et,

T_j : Température de jonction maximum en générale $T_j=175^\circ\text{C}$.

T_a : Température ambiante à proximité du dissipateur.

θ_{jc} : Résistance thermique entre jonction et boîtier $\theta_{jcMax} = 1.15^\circ\text{C/W}$.

θ_{cs} : Résistance thermique de l'isolant utilisé (mica MYLAR) $\theta_{cs} = 0.14^\circ\text{C/W}$

θ_{sa} : Résistance thermique de dissipateur ou refroidisseur.

Donc la connaissance de θ_{cs} nous conduit au dimensionnement de refroidisseur. La figure 4.9 nous montre la répartition de différentes résistances thermiques nécessaires pour dimensionner le refroidisseur.

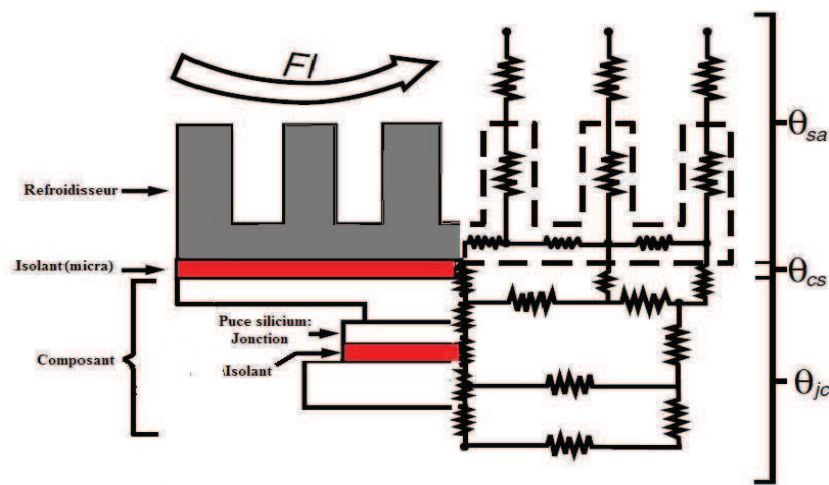


Figure 4.9. Répartitions des résistances thermiques de refroidisseur

4.5.4. Optimisation du refroidisseur

Au vue de l'étude thermique ci-dessus nous pouvons conclure que le principe des boucles à pompage thermo-capillaires peut être une solution intéressante pour le refroidissement des convertisseurs de puissance embarqués. La conception et l'intégration de ce type de convertisseurs sont soumises à trois contraintes liées à l'environnement du véhicule routier à savoir, le manque de place, la difficulté d'évacuation de la chaleur générée et la haute efficacité énergétique exigée.

Manque de place

Lors d'un dimensionnement de convertisseurs de puissance embarqué le problème se pose souvent en termes de volumes disponibles à bord du véhicule prêt à accueillir ce composant. Ces espaces sont souvent très mal répartis dans le véhicule et ne permettent pas d'y intégrer des convertisseurs disponibles sur le marché. Ainsi, le choix du composant se

trouve très influencé par le manque de place disponible et non les performances électriques et énergétiques.

Difficulté d'évacuation de la chaleur générée

Le fait que la forme géométrique des véhicules en général doivent répondre aux exigences de l'aérodynamique et de l'esthétique, la conception de surfaces extérieures sous forme d'ailettes favorisant les échanges thermiques se trouve d'emblée écartée. Par ailleurs, l'adoption d'une motorisation complètement électrique en plus des auxiliaires donne lieu à des puissances installées à bord très élevées. Cela engendre beaucoup plus de chaleur à évacuer surtout que les performances des composants de puissance restent très tributaires de la qualité de leur refroidissement.

Haute efficacité énergétique

En raison de la limitation du réservoir d'énergie embarquée des véhicules électriques, on cherche généralement à réduire au maximum le rajout de composant « énergivores » tels que la pompe d'un radiateur à fluide caloporteur.

Compte tenu des contraintes ci-dessus et des caractéristiques des différents modes de refroidissement présentés précédemment, il semble que la solution se basant sur le principe des boucles à pompage thermo-capillaires s'impose comme un moyen privilégié d'optimisation des convertisseurs de puissance embarqués. La figure 4.10 montre un exemple d'une possibilité d'implantation du convertisseur proposé au tour de son refroidisseur diphasique. L'avantage de cette structure est qu'elle peut s'intégrer dans n'importe quel espace disponible du fait que les ailettes en haut de la figure peuvent être déportées par rapport aux emplacements des composants de puissance. De plus le tuyau dans lequel circule le fluide caloporteur peut changer de configuration en fonction de la place disponible mais aussi en fonction des technologies des composants de puissance.

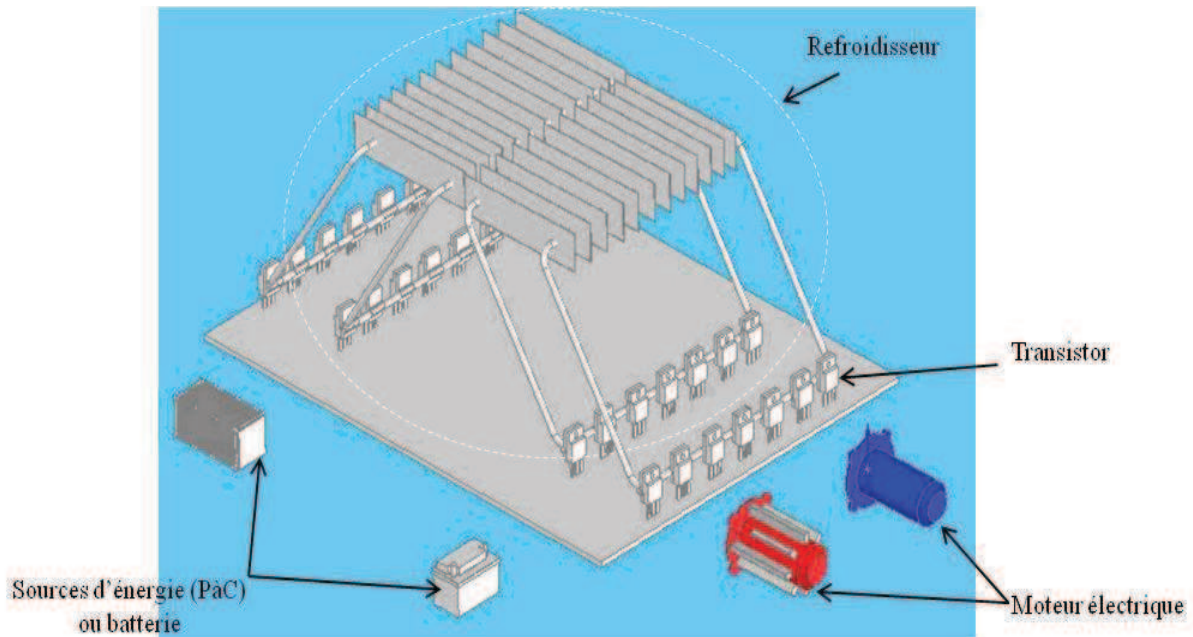


Figure 4.10. Refroidisseur diphasique à pompage thermo-capillaire

4.6. Conception et réalisation de la maquette d'essai

Dans le but de valider le concept du conditionneur DC-DC proposé, une maquette à échelle réduite a été développée. La conception et la réalisation des différents blocs de cette maquette ont été entièrement faites au sein de laboratoire SET/FCLAB et le département EE. Dans cette section nous présentons les différents constituants, leurs caractéristiques ainsi que la méthode utilisée dans la conception électrique et thermique de la dite maquette.

4.6.1. Dimensionnement des composants de la maquette

Le dimensionnement de la maquette était tributaire du matériel disponible au sein du laboratoire. Ainsi nous avons considéré les caractéristiques des composants pouvant simuler le fonctionnement des sources et des charges comme point de départ pour le dimensionnement.

Eléments de source, de charge et éléments passifs du convertisseur

- 1 batterie (12V, 20A) pour simuler la pile à combustible et que nous appelons ici (PàC).
- un pack de super-capacités (10V), simulant la source (SC).
- un plan de charge résistif (100W) et une inductance de 1mH, pour simuler la charge.
- capacité de filtrage du bus continu « sortie du convertisseur » $C_1 = 1.66\text{mF}$
- inductance de filtrage « entrée du convertisseur » $L_1 = 3.3\text{mH}$.

Eléments semi-conducteurs « interrupteurs de puissance et leur drivers »

Compte tenu des puissances et tensions mises en jeu du côté sources (PàC et SC), et des charges nous avons choisi d'utiliser des interrupteurs MOSFET du type IRF540NPbF pouvant supporter une tension maximale de 100V, un courant maximal de 33A et pouvant commuter jusqu'à une fréquence de 100KHz.

Afin de faciliter la commande de ces interrupteurs l'utilisation des drivers à étage entré/sortie isolés s'avère nécessaire. Pour éviter ces problèmes d'isolation de masses des drivers IR2110 ont été choisis. Enfin, des optocoupleurs HCLP2631 pour assurer la protection du système de contrôle commande DSPACE.

Eléments de contrôle commande

Le système de contrôle commande DSPACE a été choisi pour réaliser la commande en temps réel du convertisseur. Des capteurs LEM de référence la 50-S/SP1 à effet de hall ont été sélectionnés pour les mesures de courant et des diviseurs de tension ont été utilisés pour la mesure des tensions moyennant un conditionnement à l'aide d'amplificateur linéaire et des diodes Zener.

Les détails de conception et réalisations des cartes mesures et les cartes d'interfaçage des mesures et des grilles des MOS d'une part, et le boîtier de contrôle DSPACE sont développés dans Annexe 4A.

Refroidisseurs

Pour le choix des composants ci-dessus notamment les transistors et à partir de l'équation (4.18) et (19) on calcule la résistance thermique du dissipateur comme suit :

$$\theta_{sa} = \frac{(T_j - T_a) - p_d(\theta_{cj} + \theta_{cs})}{P_d} \quad (4.20)$$

Pour un courant $I_{Max}=15A$ et d'après l'équation (4.17) et la Datasheet du MOS (IRF540N) on a $R_{DS}=0.044\Omega$ qui donne $P_d=9.9W$ et pour $T_j=175^\circ c$, $\theta_{jCMax} = 1.15^\circ c/W$, $\theta_{cs} = 0.14^\circ c/W$ pour un isolant mica MYLAR.

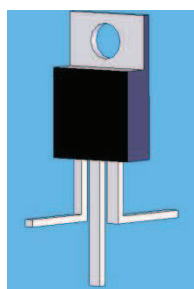
On trouve $\theta_{sa} = 11.84^\circ c/W$, et pour cette résistance thermique de dissipateur pour un Mosfet on a choisit les dimensions suivantes :

- longueur : 250mm,
- largeur : 25mm,
- hauteur : 25mm.

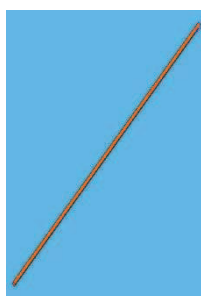
4.6.2. Conception électronique, mécanique et thermique

Avant la réalisation effective de la maquette nous sommes passés par une étape de conception à l'aide du logiciel Solidwork. En effet, après avoir choisi les composants électriques de la maquette il faut imaginer une architecture du refroidisseur sur lequel il faudra intégrer d'abord les composants de puissance (MOS, diodes, bus barres, inductances, et condensateurs) puis ceux de la commande (capteurs, cartes de mesures et d'interfaçage). Ceci est donc une étape cruciale surtout lorsque l'on veut embarquer le convertisseur à bord d'un véhicule où généralement il y a un manque de place et une complexité géométrique des espaces disponibles. La figure 4.11 montre la vue en perspective du projet de la maquette ainsi que les composants qui ont été utilisés dans le développement du projet Solidwork représentés en haut de la figure. On distingue également les éléments de sources PàC et SC en bas à gauche de la figure, ceux de la charge en bas à droite, les MOS et diodes au milieu sous formes de petites pièces rectangulaires de couleur noire et enfin les bus barres en brin. La section de ces derniers a été choisie pour un courant $I=20 A$ ce qui correspond à 4mm^2 . On note que les capteurs de courant et de tension utilisés au niveau des sources et du bus DC ne sont pas représentés sur ce schéma.

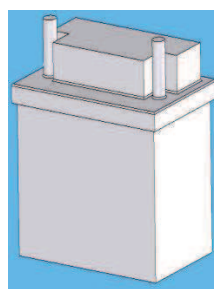
La conception des cartes électroniques des différentes mesures et d'interfaçage entre d'une part entre les cartes de mesure et le boîtier d'entrée DSPACE et d'autre part entre celui-ci et les Drivers des MOS est explicitée dans l'Annexe 4A.



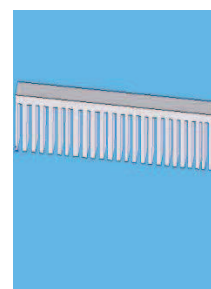
Transistor
IRF540N



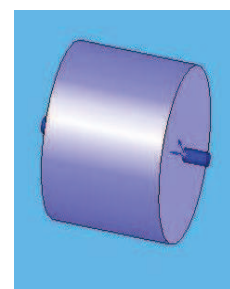
Bus barre



Batterie



Refroidisseur



Condensateur C1

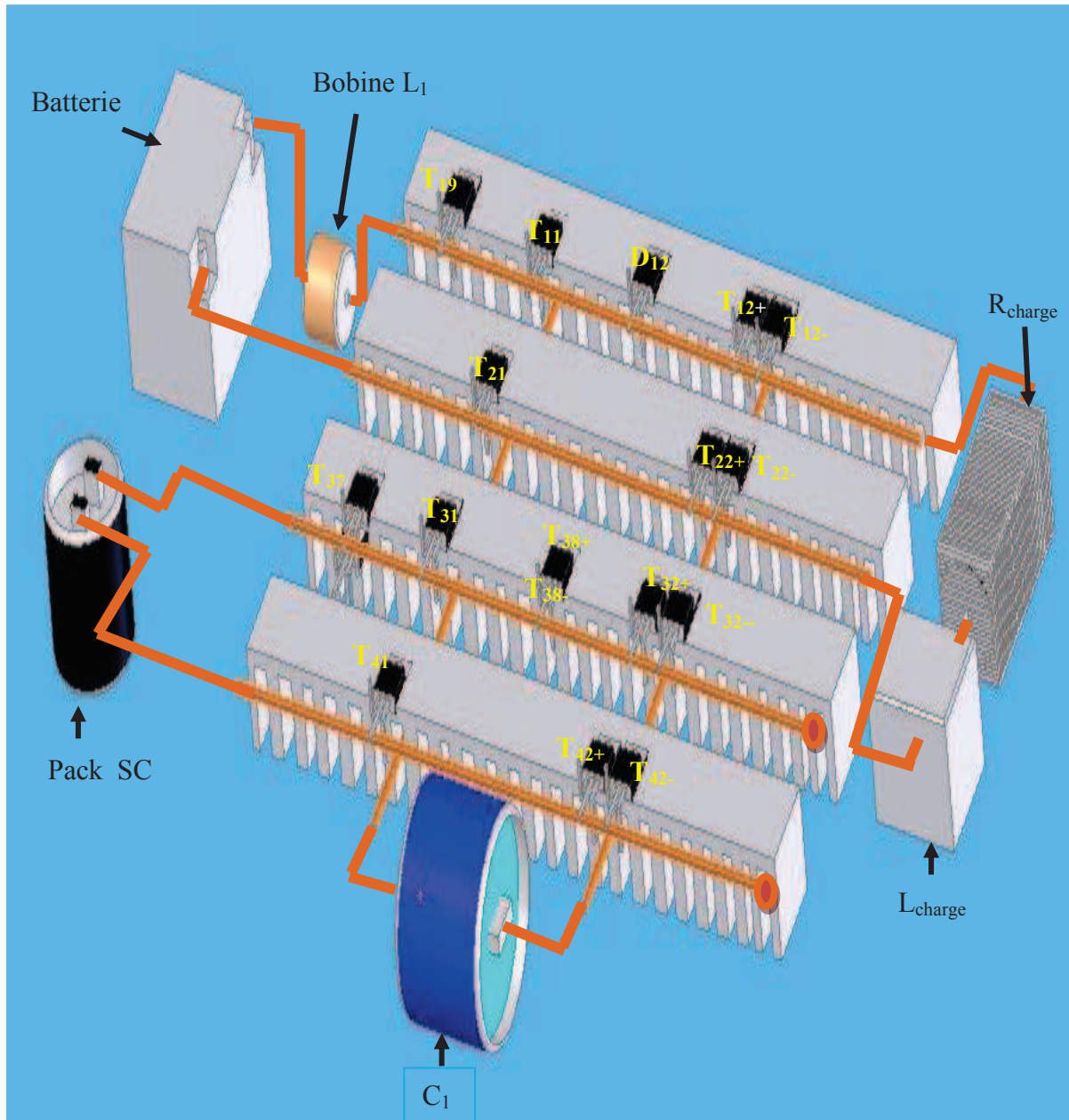


Figure 4.11. conception de conditionneur dans l'environnement Solidwork

4.6.3. Réalisation physique de la maquette

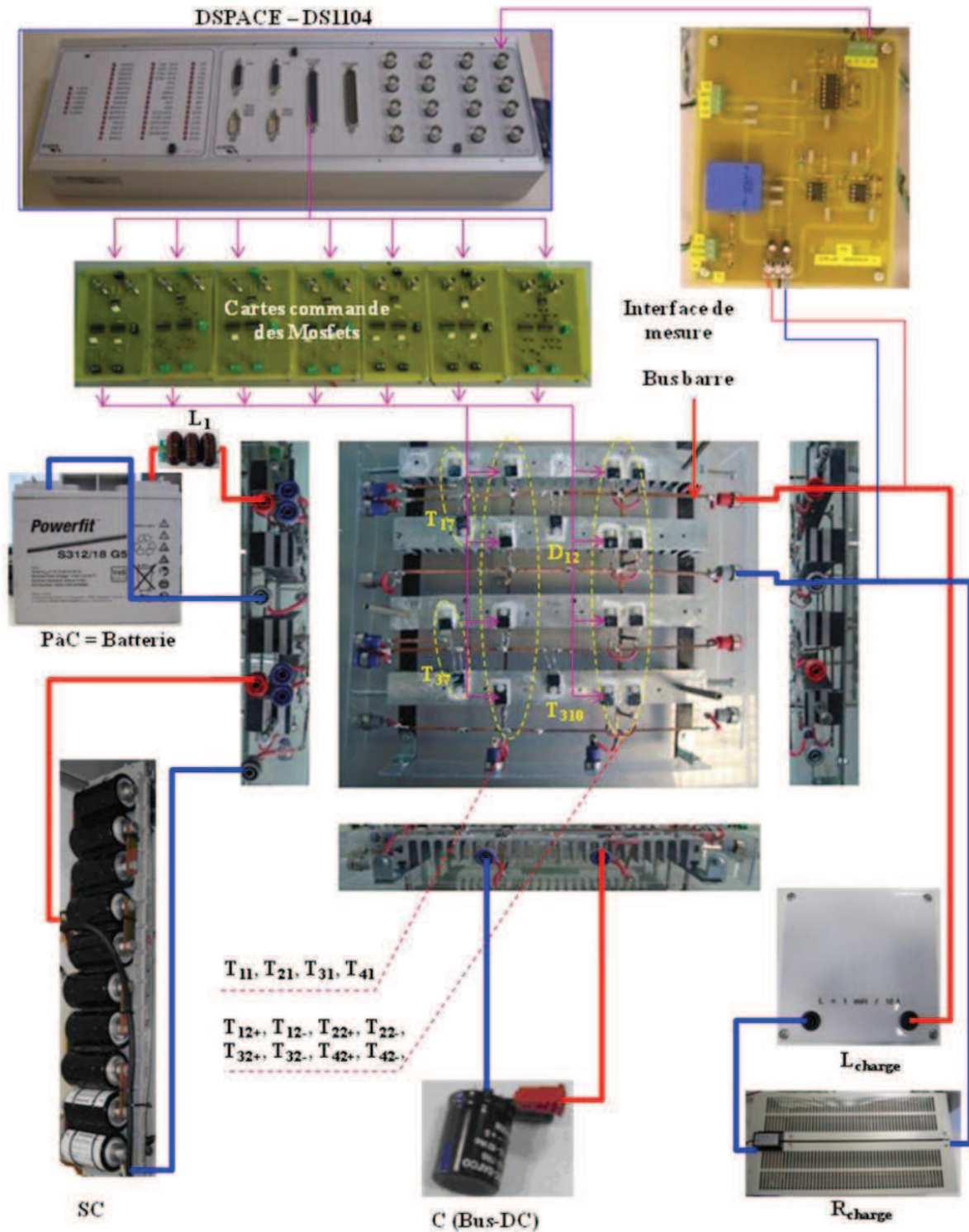


Figure 4.12. Réalisation de conditionneur DC-DC

Le schéma de la figure 4.12 montre la synoptique de la maquette réalisée en intégrant les images réelles des différents composants. Au milieu de la figure on distingue la partie

puissance du convertisseur DC-DC étudié composée de quatre rangées de refroidisseur à air sur lesquels sont soudés les 18 interrupteurs. En haut à droite, on voit la carte de mesure de la tension du bus DC et de son interfaçage avec la carte DSPACE. Le boîtier d'entrées/sorties du DSPACE est visible en haut à gauche de la figure avec la carte assurant son interfaçage avec les drivers des MOSFETS composants les divers interrupteurs que l'on a appelée « carte de commande ». Les sources PàC et SC, la charge RL ainsi que la capacité de filtrage C_1 sont respectivement représentées à gauche, à droite et en bas de la figure.

On note que les mesures des courants et tensions des sources sont effectuées à l'aide de sondes de courant et de tension.

4.7. Résultats expérimentaux

Dans cette section nous présentons les résultats expérimentaux du conditionneur DC-DC dans le but de valider certains de ses modes de fonctionnement à savoir les modes 1, 2 et 3. On rappelle que les paramètres des testes sont les suivants :

- $L_1 = 3.3mH$.
- $C_1 = 1660\mu F$.
- Les caractéristiques du Pack de SC sont :
 - Tension nominale d'une cellule=2.5V.
 - Nombres des cellules=10.
 - Capacité d'une cellule=450F.
 - Tension initiale du pack est $U_{sc} = 10V$.
- La pile à combustibles est remplacée par une batterie de tension $U_{Pàt} = 12V$.
- Le moteur de traction et la réseau de bord et remplacé par une charge R,L, de valeur $R_{charge} = 11\Omega$, et $L_{charge} = 1mH$.

4.7.1. Validation de mode 1

Le mode 1 est le mode de recharge de SC à partir de la PàC pour cela nous avons fait varier le rapport cyclique afin de contrôler le courant de charge de SC, et la PàC a été remplacée par une batterie 12V. Sur la figure 4.13 nous pouvons visualiser le schéma développé sous Simulink afin de commander le rapport cyclique pour la recharge des SC.

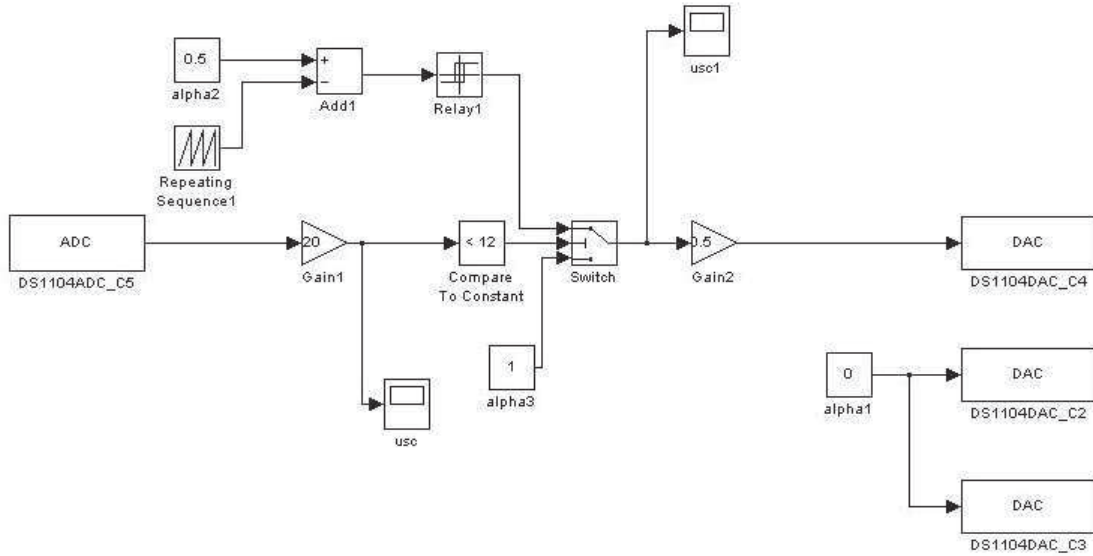
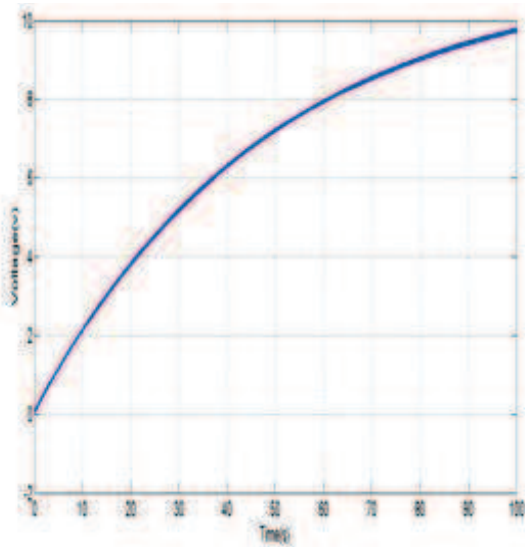
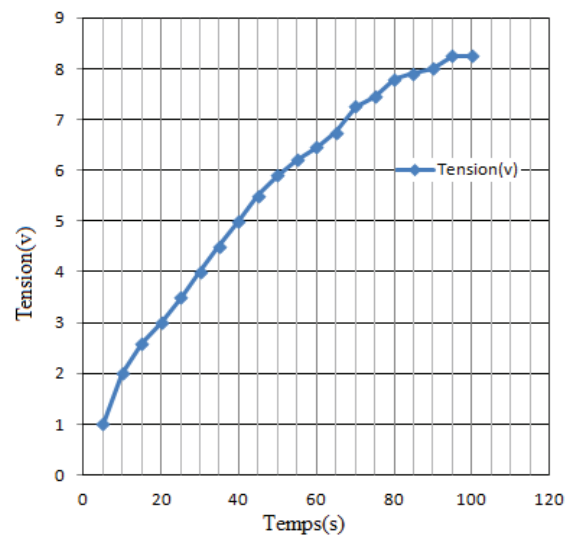


Figure 4.13. Schéma Simulink recharge de SC avec protection en tension

La figure 4.14- côté droit présente le résultat principal de ce test expérimental qui est l'allure de la tension aux bornes des SC. Le côté gauche de cette même figure montre le résultat de simulation de cette même tension. On remarque que les deux résultats sont concordants ce qui valide le mode 1 du convertisseur DC-DC.



(a) simulations



(b) mesures

Figure 4.14. Résultats de simulation et expérimental du Mode 1

4.7.2. Validation des modes 2 et 4

Afin de valider le mode 2 et mode 4 une boucle de régulation pour le pilotage des interrupteurs à partir de Dspace et Simulink a été réalisé. Le schéma de contrôle correspondant est donné sur la figure 4.15.

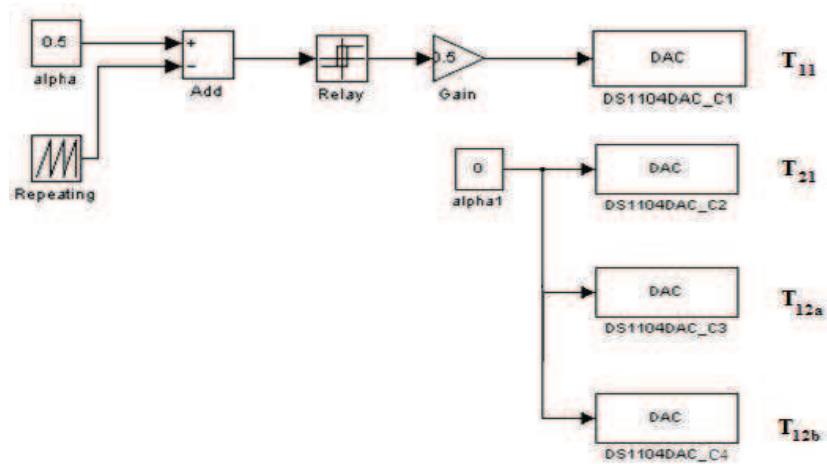


Figure 4.15. Schéma de contrôle des signaux de commande pour le test de Mode2 et Mode4

Pour le test du mode 2 la valeur $\alpha=0$ a été choisie (rapport cyclique nul) et la PàC a été remplacée par une batterie 12V. Les résultats de la figure 4.16 ont été obtenus. On voit bien que la tension du Bus-DC en régime permanent converge vers celle de la tension d'alimentation à savoir 12V. Ceci prouve que le mode 2 fonctionne correctement tant en simulation qu'en pratique.

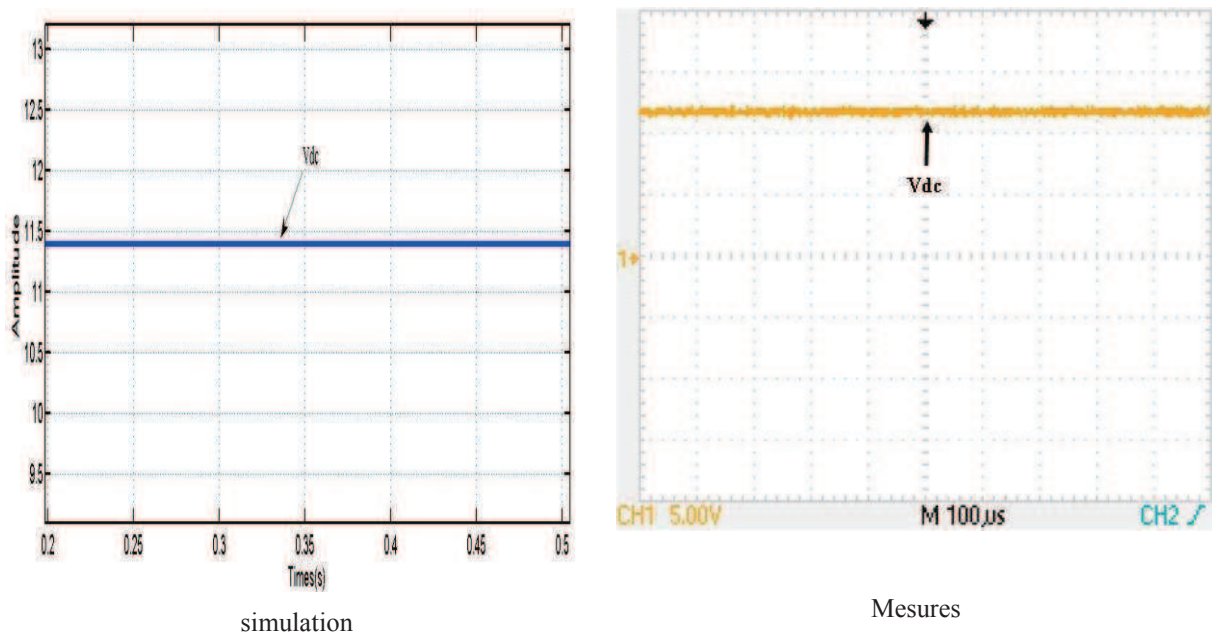


Figure 4.16. Tension bus pour $\alpha=0$, validation mode2

Pour tester le mode4 on a choisi plusieurs valeurs du rapport cyclique notamment $\alpha=0.6$, et $\alpha=0.4$ toujours en prenant une batterie comme source, les courbes des figures 4.17 et 4.18 ont été obtenues.

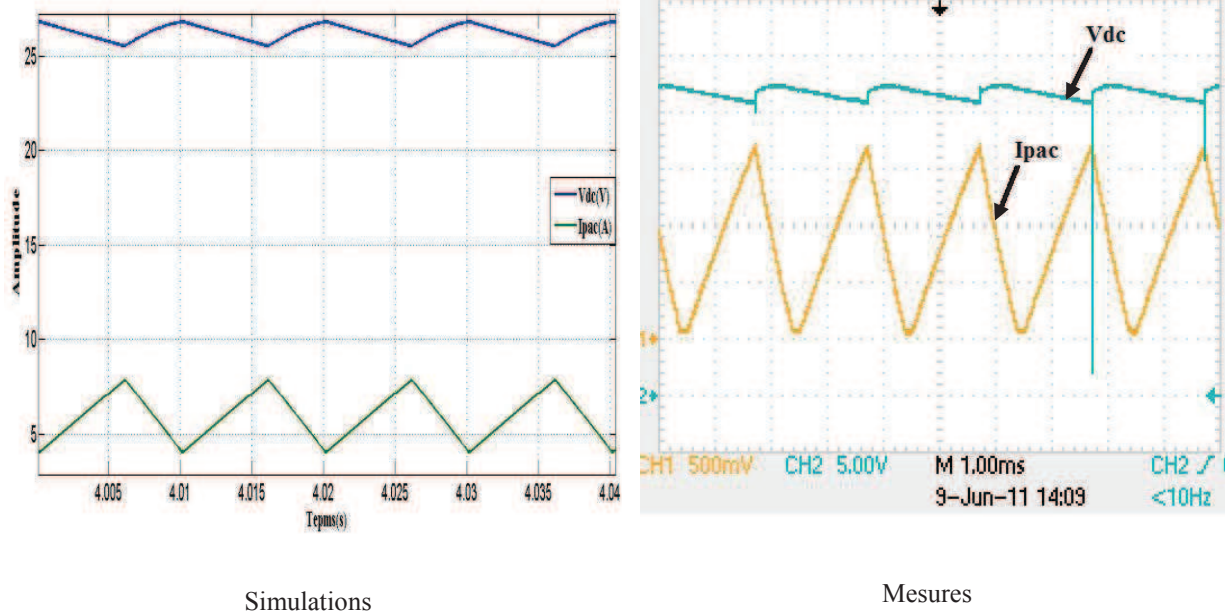


Figure 4.17. Résultats de test pour $\alpha=0.6$

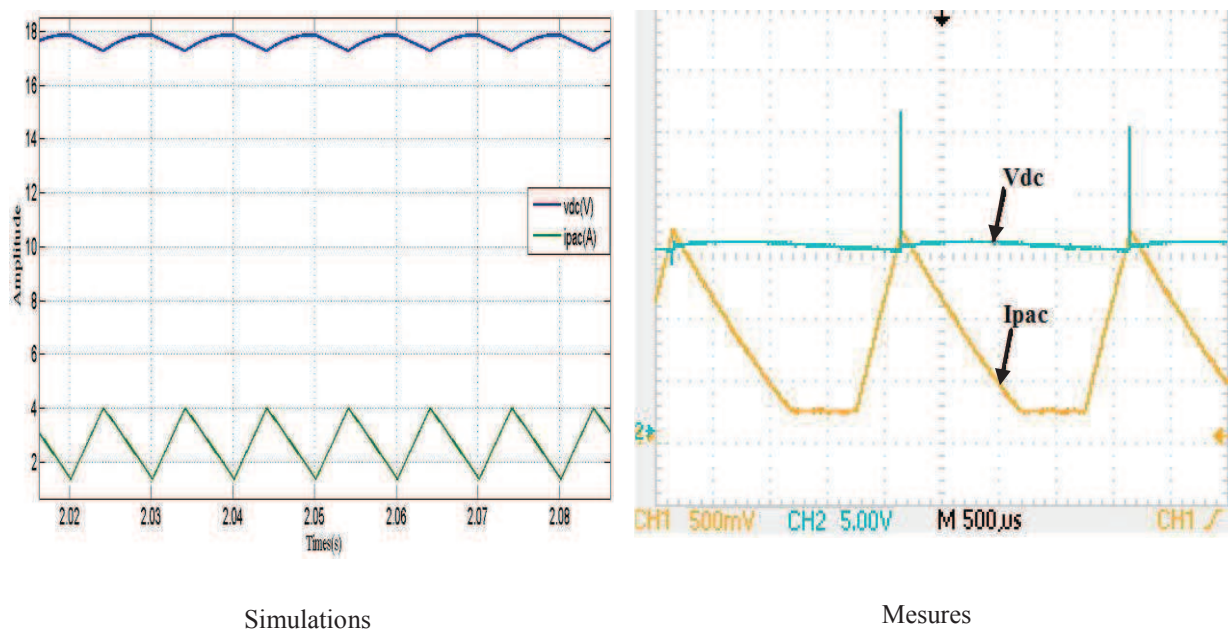


Figure 4.18. résultats de test pour $\alpha=0.4$

Les figures 4.17 et 4.18 montrent les résultats expérimentaux et simulés obtenus respectivement pour les rapports cycliques de $\alpha=0.6$ et 0.4. Ces résultats concernent le courant

des SC et la tension du bus DC en régime permanent. On observe que la relation reliant les tensions d'entrée et de sortie et donnée par l'équation (4.6) est respectée pour les deux courbes. En effet, la tension moyenne aux bornes des SC était égale à 10V au moment où celle de V_{dc} était de 25V pour $\alpha=0.6$ et 16V pour $\alpha=0.4$. On note également que les valeurs aussi bien que les formes d'ondes mesurées, de la tension du bus DC et du courant des SC, sont en très bonne corrélation avec les simulations.

D'après ces résultats on peut conclure que le Boost fonctionne correctement et par conséquent la validation du mode 3.

4.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons montré, à travers la réalisation d'une maquette à échelle réduite, l'approche que nous préconisons pour mettre en œuvre le convertisseur de puissance proposé pour la gestion des flux d'énergies à bord des véhicules électriques. En effet, après le dimensionnement et le choix des composants électriques, de puissance et de commande, la conception des cartes correspondantes a été effectuée. Puis, avant l'implantation physique des éléments de la maquette la conception du radiateur s'avère cruciale afin d'optimiser l'occupation de l'espace disponible à bord du véhicule. A l'issue d'une étude bibliographique sur les dissipateurs thermiques en électronique de puissance il a été démontré qu'un refroidisseur du type boucles thermo-capillaires s'impose comme un moyen privilégié pour le refroidissement des convertisseurs de puissance embarqués.

Enfin, les premiers tests sur la maquette développée ont permis de valider 3 des six principaux modes de fonctionnement de la partie DC-DC du convertisseur proposé. Ces résultats sont encourageants pour poursuivre ces développements sur une maquette à échelle 1 pour continuer la validation de toutes les fonctionnalités de cette structure.

2.5. Bibliographie du Chapitre 4

- [4.1] Hattab Maker «Optimisation de la gestion de l'énergie dans un système hybride», Thèse doctorat 2008, Université de technologie de Belfort Montbéliard.
- [4.2] Timothy Skavarenina. "The Power Electronics Handbook" Industrial Electronics Series Editor: J. David Irwin, Auburn University. © 2002 by CRC Press LLC.
- [4.3] Jérôme Lachaize "Etude des stratégies et des structures de commande pour le pilotage des systèmes énergétiques à Combustible (PAC) destinés à la traction", Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Septembre 2004.
- [4.4] Yvan Avenas « Gestion thermique des composants actifs de puissance vers une intégration du système de refroidissement au sein du module »HDR
- [4.5] Maydanik Yu, F. Yu, F. Gerasimov Y, F. Shchogolev G, T, et al. Low-temperature heat pipes with separate channels for vapor and liquid, Eng-Phys. J. 28(6) (1975)957-960.
- [4.6] Murakoa, I., Ramos, F.M. and Vlassov, V.V. Analysis of the operational characteristics and limits of a loop heat pipe with porous element in the condenser. Int. J. Heat Mass Transf., Vol. 44, pp 2287–2297, 2001.
- [4.7] Ramaswamy, C., Joshi, Y., Nakayama, W. and Johnson, W. B., Thermal Performance of a Compact Two-Phase Thermosyphon: Response to Evaporator Confinement and Transient Loads", Journal of Enhanced Heat Transfer, 6, pp. 279-288, 1999.
- [4.8] Ralph Remsburg "Thermal design of electronic equipment handbook" chapitre 1

CONCLUSION GENERALE

A l'issu de ce travail de recherche, une structure originale de convertisseur statique pour véhicules à pile à combustible, a été proposée et explorée. La principale contribution de ces recherches se situe au niveau de la partie continu-continu du convertisseur dont la particularité est l'adoption d'un niveau variable de la tension du bus continu. Le rôle de ce convertisseur est le conditionnement des niveaux et des formes d'ondes des tensions et courants des sources (pile à combustible et supercondensateurs) à ceux du bus continu du véhicule sur lequel sont branchés le moteur et son onduleur et, le réseau d'alimentation des auxiliaires.

Cette structure de convertisseur répond à un double objectif : l'amélioration du rendement énergétique et de la fiabilité de la chaîne de traction de ce type de véhicule. Son étude détaillée a mis en exergue l'existence de 10 modes de fonctionnement à l'aide d'un programme de simulation de l'ensemble du système, développé sous le logiciel MATLAB/SIMULINK. Au sein de ce programme, tous les composants du système ont été modélisés pour atteindre un niveau de précision suffisant. Les résultats obtenus mettent en évidence les fonctionnalités attendues du convertisseur et valide sa faisabilité pratique.

La stratégie globale de la commande du système a été répartie selon trois niveaux qui interagissent : la commande rapprochée des interrupteurs, la gestion des modes de fonctionnement et la gestion de la tension variable du bus continue. La théorie des petits signaux a permis de dimensionner les correcteurs générant les références des différentes MLI tandis que la théorie de la logique floue a été utilisée pour le choix du niveau de la tension du bus continu. Il en est sorti dans un premier temps, que le développement d'une commande à base de PI adaptatifs, par exemple, s'avère nécessaire pour atteindre les objectifs de contrôle commande en termes de stabilité, de rapidité, de précision et de robustesse. Dans un deuxième temps, il a été démontré qu'une gestion optimale des modes dudit convertisseur est indispensable pour réaliser la gestion d'énergie du système.

Enfin, l'approche permettant la mise en œuvre du convertisseur de puissance proposé a été explicitée à travers la réalisation d'une maquette à échelle réduite. Les résultats des premiers tests effectués ont validé trois parmi les dix modes de fonctionnement de la partie

DC-DC du convertisseur. Par ailleurs, l'étude bibliographique menée sur les dissipateurs thermiques en électronique de puissance a révélé qu'un refroidisseur du type boucles thermo-capillaires s'impose comme un moyen privilégié pour le refroidissement des convertisseurs de puissance embarqués.

Les problématiques à venir liées aux choix des convertisseurs de puissance pour les systèmes de transports conduisent à réfléchir à l'optimisation de la gestion d'énergie afin de répondre aux exigences des usages et de l'environnement. Les industriels et les chercheurs dans le domaine de l'automobile ont pour cela besoin d'optimiser l'écoulement de puissance entre les sources et les charges du véhicule. Jusqu'à présent les prototypes de véhicules utilisent généralement des convertisseurs à tension fixe du Bus continu. Comme notre étude tend à le prouver, la gestion sur mesure de la tension du niveau de tension du bus continu augmenterait le rendement énergétique du convertisseur en mode urbain, tout en augmentant sa durée de vie, et en optimisant son volume. Les arguments en faveur de ce choix de gestion de l'énergie, nécessiteront le développement d'une maquette à échelle 1 afin de permettre la validation de l'ensemble des fonctionnalités et des performances de la topologie proposée.

LES ANNEXES

Annexe 2.A. Equations régissant les modes de fonctionnement du convertisseur DC-DC en régime permanent : Dimensionnement des composants passifs L_1 , L_2 et C_1

Nous avons au niveau du chapitre 2 que les modes de fonctionnement du convertisseur DC-DC proposé sont régis par des équations différentielles qui permettent de simuler son fonctionnement et synthétiser sa commande. Pour dimensionner les composants passifs (inductances et capacité de filtrage) et actifs (transistors et diodes) il est nécessaire d'exprimer les équations en régime établi (permanent) de chacun des modes. Dans la présente Annexe nous présentons ces équations ainsi que le cheminement qui a permis leur obtention.

2.1. Mode1 « charge du pack de supercondensateurs »

Séquence (a) :

$$i_{pac} = \frac{V_{pac} - V_{SC}}{L_2} t + i_{pacmin} \quad (2A.1)$$

Séquence (b) :

$$i_{pac}(t) = \frac{-V_{SC}}{L_2} (t - \alpha T) + i_{pacmax} \quad (2A.2)$$

$$\Delta i_{pac} = \frac{V_{pac} T}{L_2} (1 - \alpha) \alpha \quad (2A.3)$$

$$\Delta i_{pacmax} = \frac{V_{pacmax} T}{4L_2} \quad (2A.4)$$

2.2. Modes 3: Alimentation du véhicule par la PàC seule via un Boost

Séquence (a) :

$$i_{L1} = \frac{V_{pac}}{L_1} t + i_{L1min} \quad (2A.5)$$

$$i_{L1}(\alpha_1 T) = i_{L1max} \Rightarrow \Delta I_{L1} = \frac{V_{pac} T \alpha_1}{L_1} \quad (2A.6)$$

Séquence (b) :

Les équations régissant le fonctionnement de cette séquence sont comme suit :

$$V_{pac} = V_{L_1} + V_{DC} \quad (2A.7)$$

$$i_{L_1}(t) = \frac{V_{pac} - V_{DC}}{L_1}(t - \alpha_1 T) + i_{L_1 \max} \quad (2A.8)$$

$$I_{L_1}(T) = I_{L_1(\min)} \quad (2A.9)$$

De (2A.7) et (2A.8) on obtient,

$$\Delta i_{L_1} = I_{L_1 \max} - I_{L_1 \min} = \frac{V_{DC} - V_{pac}}{L_1}(1 - \alpha_1)T \quad (2A.10)$$

En régime établi,

$$\left. \begin{aligned} \frac{V_{pac}}{L_1} \alpha_1 T &= \frac{V_{DC} - V_{pac}}{L_1} (1 - \alpha_1) T \\ V_{pac} &= (1 - \alpha_1) V_{DC} \\ \frac{V_{pac}}{1 - \alpha_1} &= V_{DC} \end{aligned} \right\} \quad (2A.11)$$

De (2A.5) et (2A.10) on obtient,

$$\Delta I_{L_1} = \frac{V_{DC} T}{L_1} \alpha_1 (1 - \alpha_1) \quad (2A.12)$$

$$\Delta I_{L_1 \max} = \frac{V_{DC \max}}{4L_1} \quad (2A.13)$$

2.3. Mode 5: Alimentation du véhicule par les SC seuls via un boost

Ce mode est équivalent au mode 3 en termes de la mise en équations, seuls les paramètres mis en jeu changent. En écrivant les équations en régime établi on détermine l'ondulation ΔI en fonction de V_{DC} , α_2 et L_2 comme suit :

$$\left. \begin{aligned} \frac{V_{SC}}{L_2} \alpha_2 T &= \frac{V_{DC} - V_{SC}}{L_2} (1 - \alpha_2) T \\ V_{SC} &= (1 - \alpha_1) V_{DC} \\ \frac{V_{SC}}{1 - \alpha_2} &= V_{DC} \end{aligned} \right\} \quad (2A.14)$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{V_{DC}}{L_2} \alpha_2 (1 - \alpha_2) \quad (2A.15)$$

$$\Delta I_{L2 \max} = \frac{V_{DC \max} T}{4L_2} \quad (2A.16)$$

2.4. Mode 6 « Récupération d'énergie sur les supercondensateurs »

Ce mode de fonctionnement est celui où la tension du bus continu est susceptible de varier le plus. De ce fait, nous le choisissons pour dimensionner le condensateur de filtrage C_1 . Les équations correspondant en régime établi sont celles du mode 5 en adoptant le rapport cyclique α_3 et en tenant compte du courant I_{DC} comme suit :

$$V_{SC} = \alpha_3 V_{DC} \quad (A2.17)$$

$$\Delta V_{DC} = \frac{I_{DC}}{C_1} (1 - \alpha_3) \quad (A2.18)$$

2.5. Dimensionnement de L_1

A partir de l'expression (2A.13) on peut calculer la valeur de L_1 en fixant une valeur maximale de l'ondulation de courant de la PàC lors du fonctionnement du mode 1. Cela donne l'expression ci-dessous :

$$\Delta I_{L1 \max} \geq \frac{V_{DC \max}}{4L_1} \Rightarrow L_1 \geq \frac{V_{DC \max}}{4\Delta I_{L1 \max}} \quad (2A.19)$$

2.6. Dimensionnement de L_2

A partir de l'expression (2A.4) on peut calculer la valeur de L_2 en fixant une valeur maximale de l'ondulation de courant de la PàC lors du fonctionnement du mode 1. Cela donne l'expression ci-dessous :

$$\Delta i_{pacmax} \geq \frac{V_{pacmax} T}{4L_2} \Rightarrow L_2 \geq \frac{V_{pacmax} T}{4\Delta i_{pacmax}} \quad (2A.20)$$

Il est également possible d'effectuer un calcul identique en considérant le mode 5 de fonctionnement du convertisseur. On obtient alors l'expression suivante :

$$\Delta I_{L2max} \geq \frac{V_{DCmax}}{4L_2} \Rightarrow L_2 \geq \frac{V_{DCmax}}{4\Delta I_{L2max}} \quad (2A.21)$$

Dans le cas des véhicules électriques V_{DCmax} est généralement supérieure à V_{PACmax} . Ainsi c'est l'expression (2A.21) que l'on a utilisé pour le dimensionnement de L_2 .

2.7. Dimensionnement de C_1

A partir des équations (A2.17) et (A2.18) on peut dimensionner C_1 comme suit :

$$\Delta V_{DCmax} \leq \frac{I_{DC}}{C_1} (1 - \alpha_{3min}) = \frac{I_{DC}}{C_1} \left(1 - \frac{V_{SCmin}}{V_{DC}}\right) \Rightarrow C_1 \geq \frac{I_{DC}}{\Delta V_{DCmax}} \left(1 - \frac{V_{SCmin}}{V_{DC}}\right) \quad (A2.22)$$

Annexe 2.B. Modèles MATLAB/SIMULINK des éléments du système sources-convertisseurs-charge simulé

Dans cette annexe nous présentons une brève aperçue sur les modèles des différents composants de la chaîne de traction simulée. Ces composants sont la pile à combustible, les supercondesateurs, l'ensemble moteur-onduleur-commande et le réseau de bord 12V.

2B.1. Modèles des blocs sources

2B.1.1 Modèle de la PàC

Le modèle de la PàC utilisé est celui traduisant la courbe de polarisation telle que l'exemple représenté dans la figure 2B.1 :

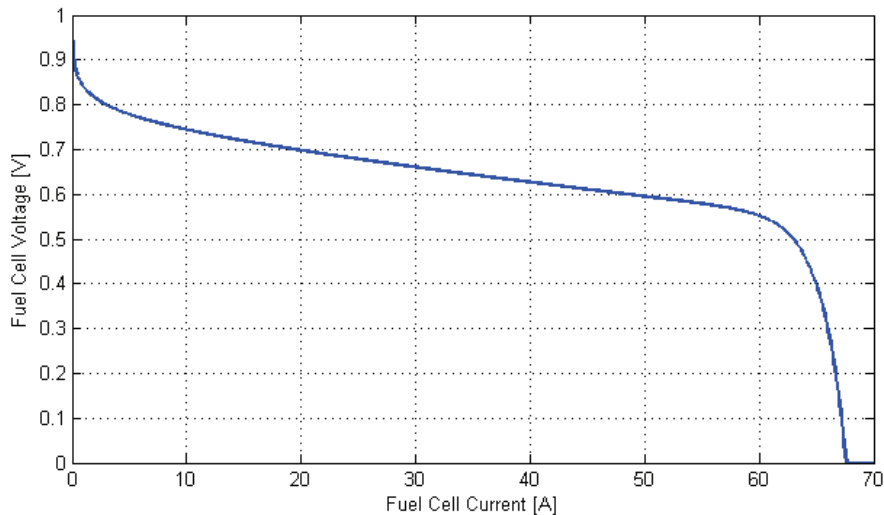


Figure 2B.1. Exemple d'une courbe de polarisation d'une cellule de PàC

Pour toutes nos simulation cette représentation statique a été supposée la même pour toutes les cellules composant le stack de la PàC. Ceci permet d'exprimer la tension aux bornes de la pile en fonction du courant qu'elle délivre par l'équation (2B.1).

$$V_{fc} = E - A \ln\left(\frac{I_{fc} + i_n}{i_o}\right) - R_m (I_{fc} + i_n) + B \ln\left(1 - \frac{I_{fc} + i_n}{i_L}\right) \quad (2B.1)$$

avec :

- E : la tension réversible à vide de la cellule (OCV),
- I_{fc} : courant délivré.
- i_o : courant d'échange.
- A : pente de la ligne de Tafel.

- i_L : courant limite.
- B : constante du transfert de la masse.
- i_n : courant interne.
- R_m : la résistance de la membrane et de contact.

Le modèle précédent a été mis en œuvre à l'aide de MATLAB/SIMULINK sous forme d'un bloc nommé « PàC » sur le schéma de la figure 2B.2. Ce dernier se compose d'une source de tension continue contrôlée avec une fonction MATLAB réalisant l'équation (2B.1).

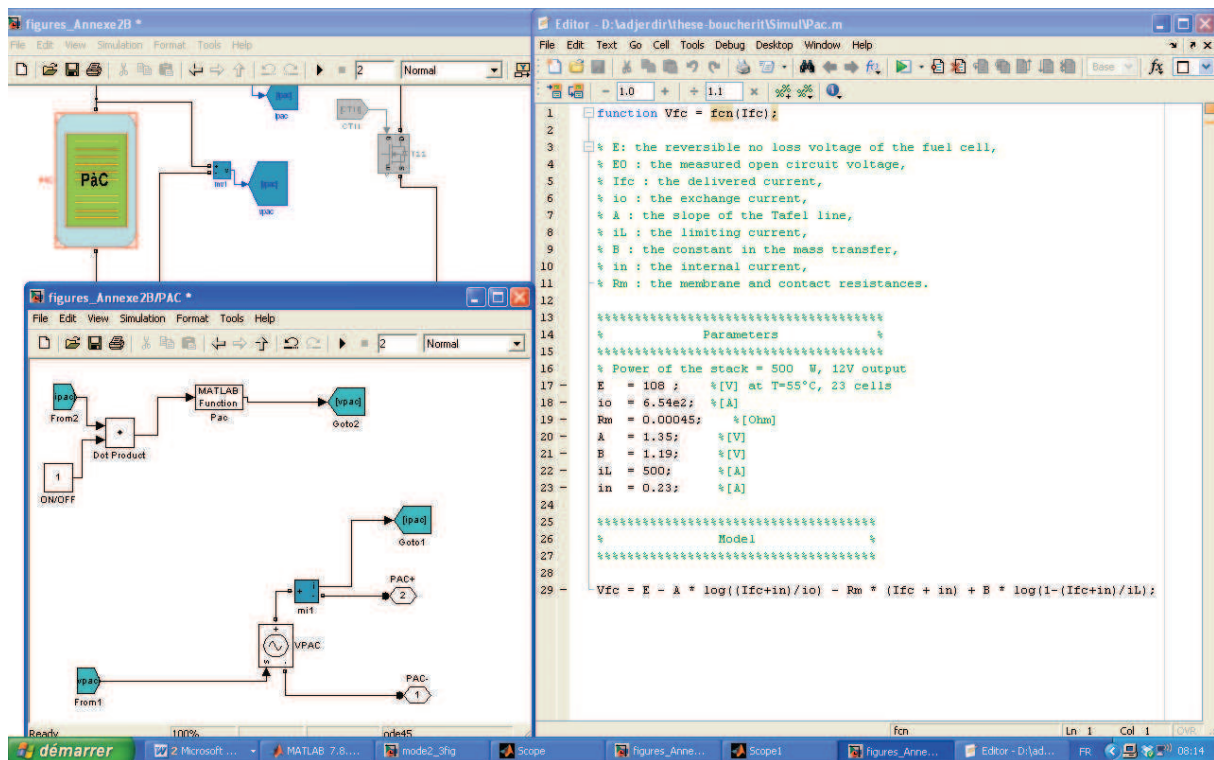


Figure 2B.2. Zoom sur le bloc de simulation de la PàC

2B.1.2 Modèle des super-condensateurs (SC)

Le modèle du pack du super-condensateur (SC) adopté est celui dit-à une branche, voir figure 2B.3. Ce modèle a été mis en œuvre à l'aide de MATLAB/SIMULINK sous forme d'un bloc nommé « SC » sur le schéma de la figure 2B.4.

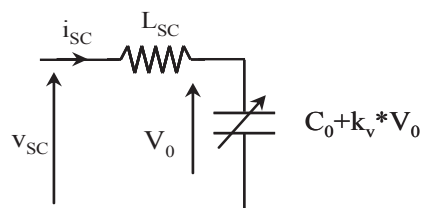


Figure 2B.3. Modèle d'une branche des super-condensateurs

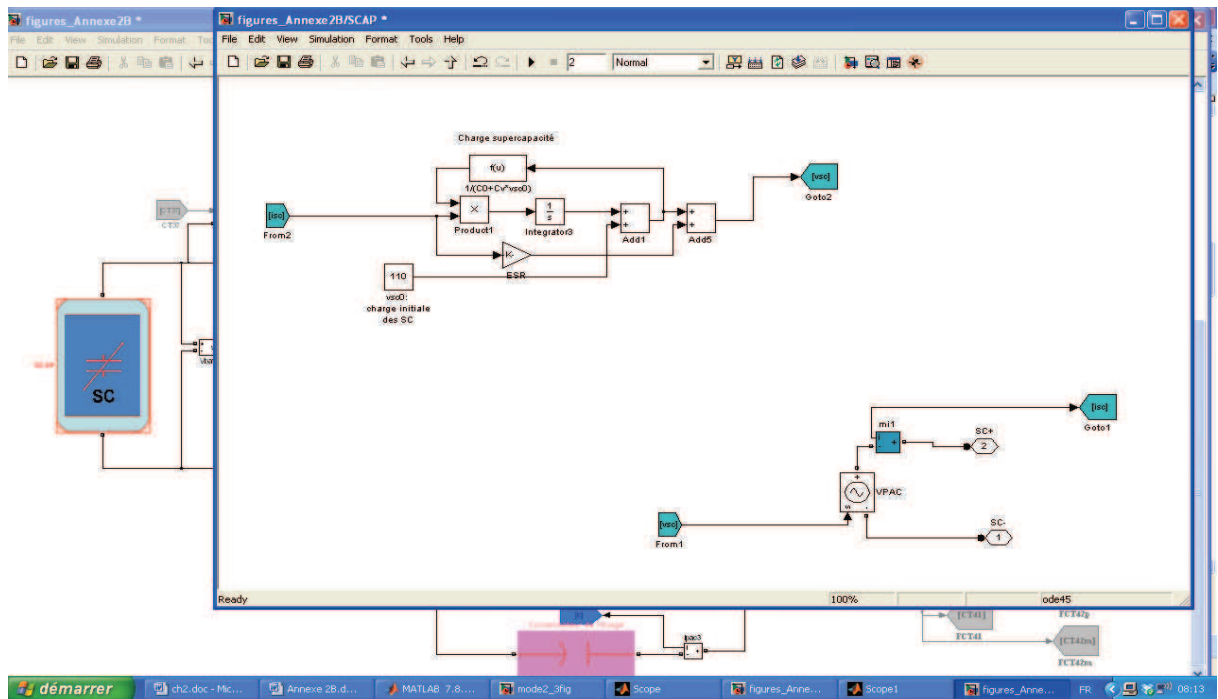


Figure 2B.4. Zoom sur le bloc de simulation des SC

2B.2. Modèles du bloc Moteur et réseau de bord

Le programme de simulation des charges du véhicule comporte l'ensemble moteur-onduleur-commande et l'alimentation des auxiliaires (réseau de bord 12V), voir figure 2B.5.

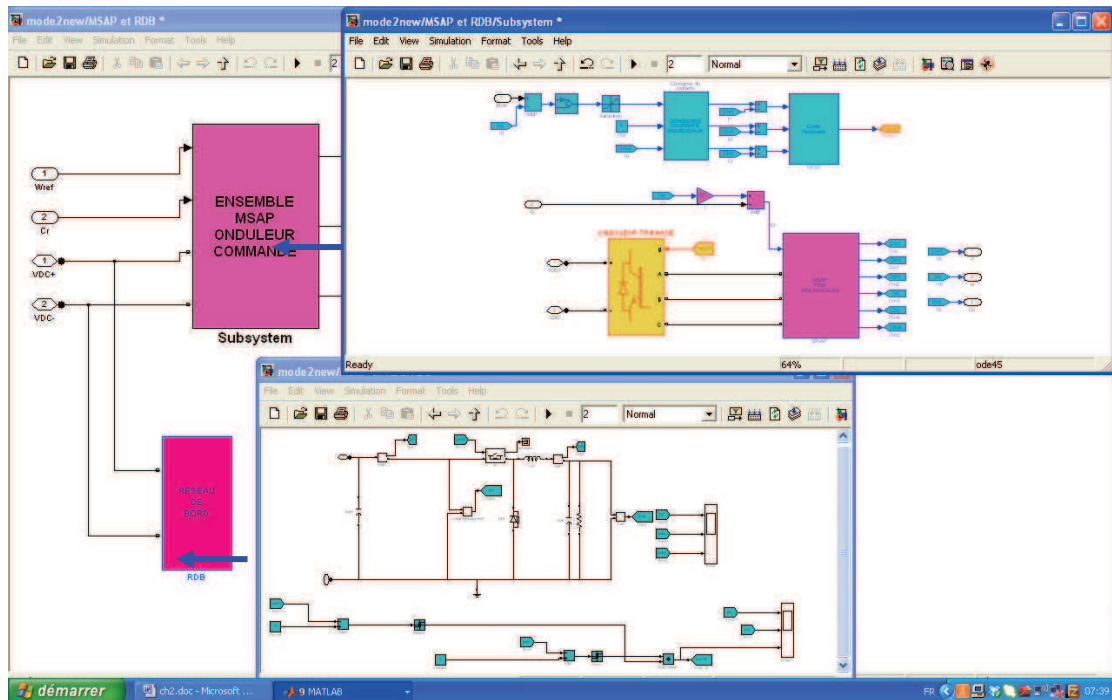


Figure 2B.5. Bloc des charges du véhicule (motorisation et réseau de bord 12V)

2B.2.1 Bloc Moteur-onduleur-commande

Modélisation de la machine synchrone en régime transitoire

La machine utilisée dans nos simulations est du type synchrone à aimants permanents (MSAP) dont le schéma de principe peut être représenté par la figure 2B.6 où on définit les paramètres suivants :

p : nombre de paires de pôles

θ_e : angle électrique permettant de repérer la position du rotor par rapport au stator.

Θ : angle mécanique ($\Theta = p \times \theta_e$).

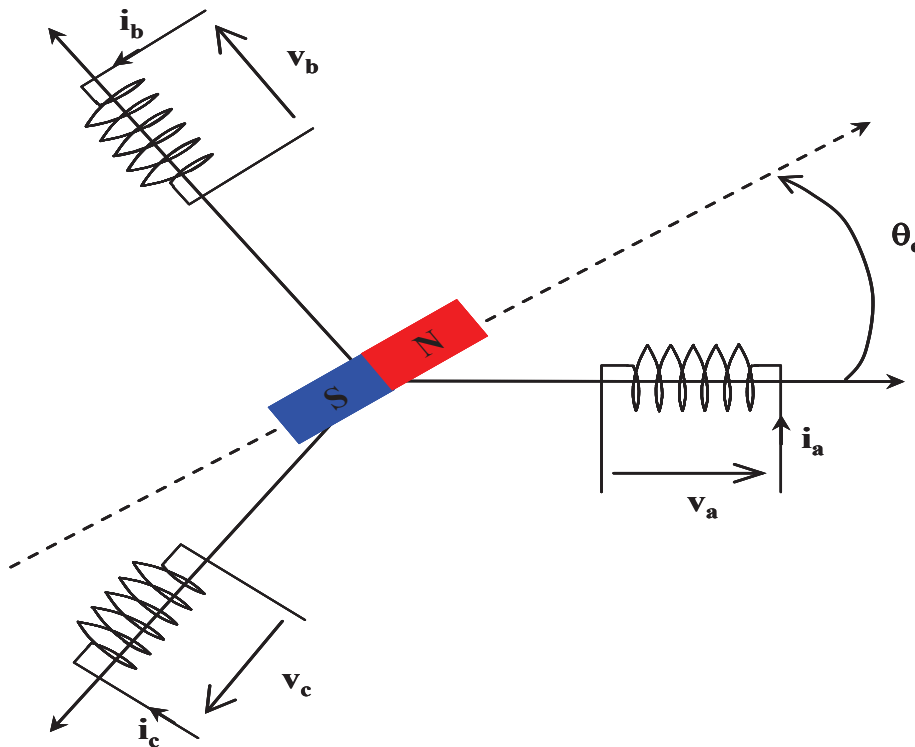


Figure 2B.6. Représentation de la MS à 1 paire de pôles

On suppose que la machine est à f.é.m sinusoïdale pour laquelle les équations de tensions sont données ci-dessous.

$$\begin{cases} v_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a \\ v_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b \\ v_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases} \quad (2B.2)$$

Avec,

L et R sont respectivement l'inductance et la mutuelle cycliques, $\theta_e = \omega t + \theta_0 = p\Omega t + \theta_0$ et les trois f.é.m sont données par les expressions (2B.3) suivantes :

$$\begin{cases} e_a = K_e \cdot \Omega \cdot \sin(\theta_e) \\ e_b = K_e \cdot \Omega \cdot \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c = K_e \cdot \Omega \cdot \sin\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (2B.3)$$

Où K_e est la constante de la f.é.m.

Le couple électromagnétique est donné par l'équation (2B.4).

$$T_e = K_e \cdot p \cdot \left[i_a \cdot \sin(\theta_e) + i_b \cdot \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cdot \sin\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (2B.4)$$

L'équation mécanique est donnée l'expression (2B.5).

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_r \quad (2B.5)$$

Où J et T_r sont respectivement le moment d'inertie ramené à l'arbre du moteur et le couple résistant sur ce même arbre.

La mise en oeuvre de ces équations sous SIMULINK est visible sur le côté droit de la figure 2B.7. L'onduleur alimentant le moteur ainsi que la commande associée sont respectivement représentés sur les côtés gauche-bas et gauche-haut de la même figure.

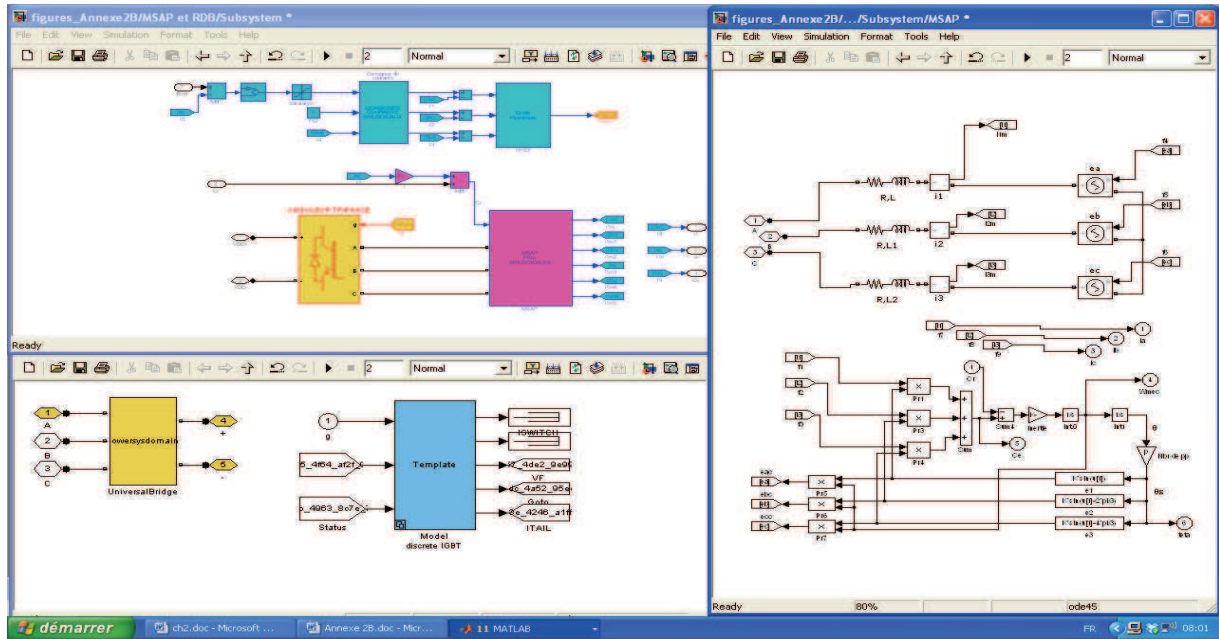


Figure 2B.7. Modèle SIMULINK de l'ensemble Onduleur-MSAP-commande

La figure 2B.8 illustre la stratégie de commande par hystérésis utilisé pour la commande des onduleurs.

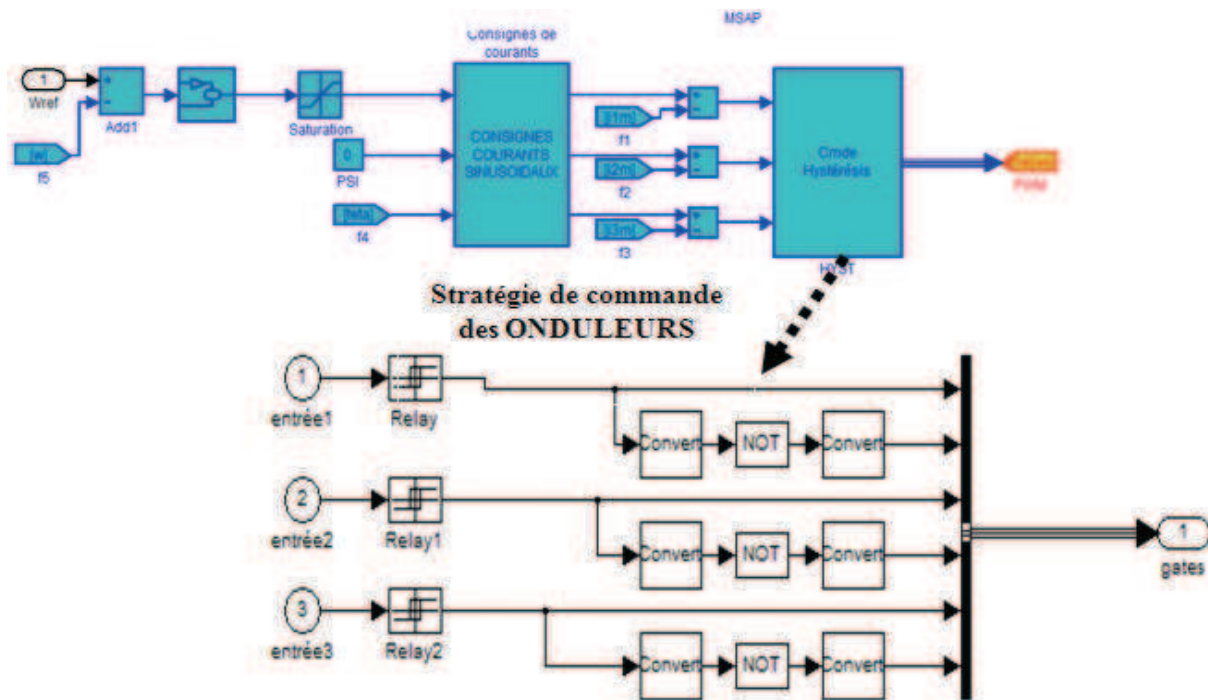


Figure 2B.8. stratégie de commande des onduleurs

2B.2.2 Bloc réseau de bord ou « alimentation des auxiliaires »

On suppose que tous les auxiliaires du véhicule sont alimentés par un réseau de bord 12V alimenté à son tour à partir du bus continu. Le niveau de tension de ce dernier étant toujours plus élevé que 12V, un hacheur du type abaisseur a été mis en place pour simuler cette alimentation et les auxiliaires ont été assimilés à une résistance, voir figure 2B.9. et la figure 2B.10 illustre la stratégie de commande de ce bloc.

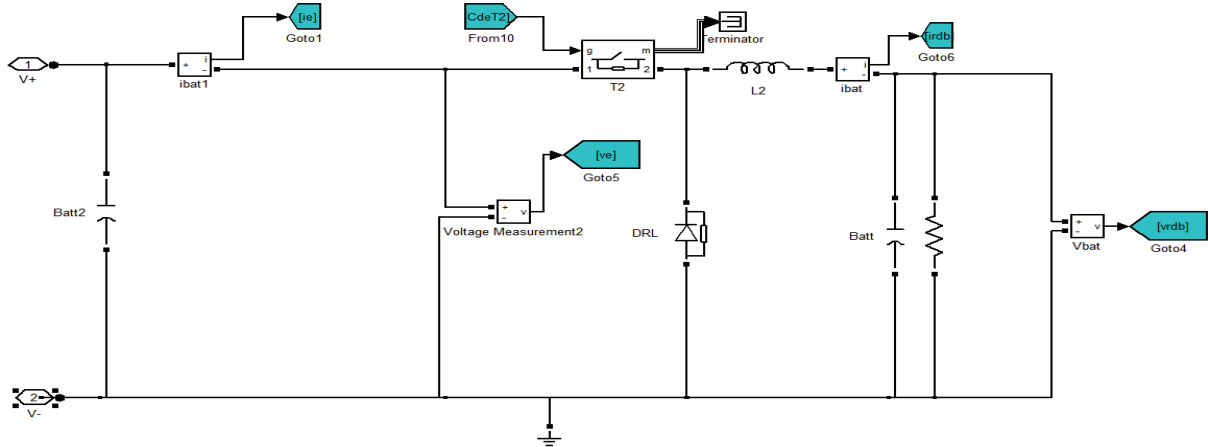


Figure 2B.9. Modèle de Réseau de bord « les auxiliaires » 12V

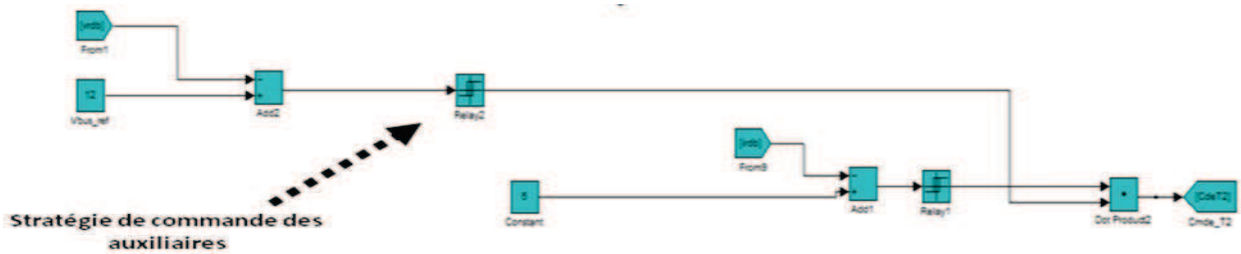


Figure 2B.10. Stratégie de commande des auxiliaires

Annexe 3.A.

Nous présentons dans cette annexe la méthode utilisée dans l'environnement Matlab-simulink pour déterminer les paramètres de correcteurs P.I.

Supposons un exemple de la fonction de transfert de Boost pour $D=0.95$ cette fonction est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{v_p(s)}{d(s)} = \frac{v(s)}{d(s)} = \frac{-0.144s + 1950}{5.7 * 10^{-5} s^2 + 0.001s + 13.54}$$

On introduit cette fonction de transfert dans l'environnement SISOTOOL en exécutant la commande :

```
>>sisotool
```

La fenêtre de cet outil apparaît comme dans la figure 3A.1

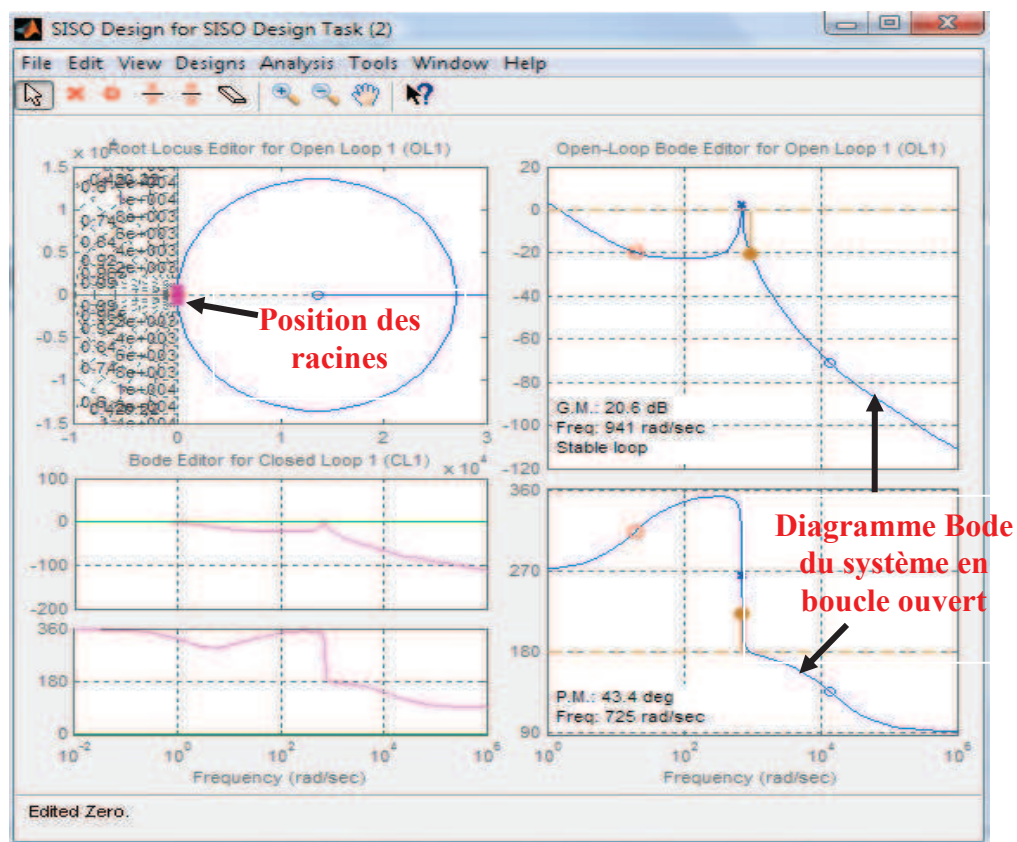


Figure 3A.1. Fenêtre de l'outil SISOTOOL

Cette étape franchie, nous choisissons la boucle de régulation souhaitée comme ci montré sur la figure 3A.2

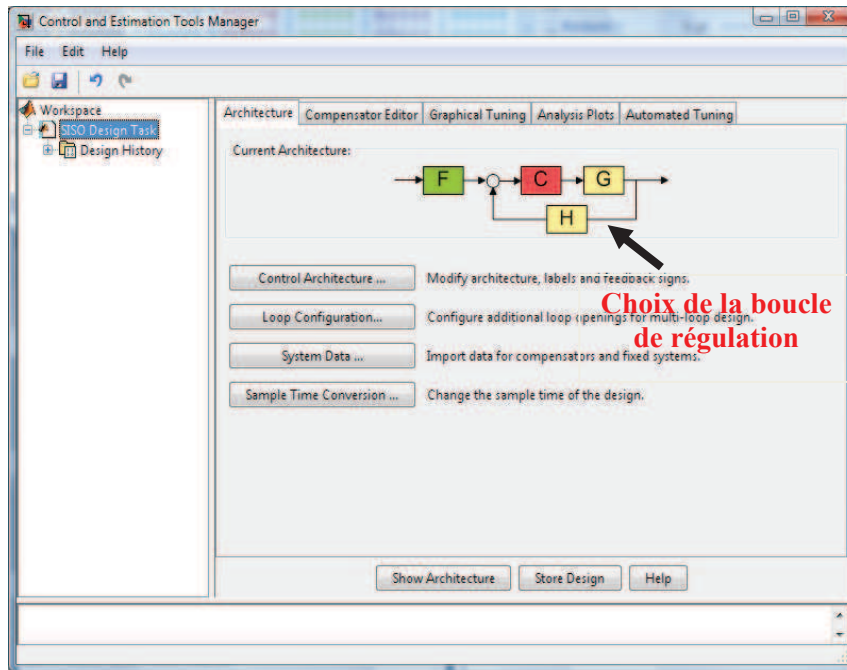


Figure 3A.2. choix de la boucle de régulation

Après le choix de la boucle de régulation on définit le régulateur PI ou PID en utilisant la fenêtre « compensator editor » comme ci montré sur la figure 3A.3

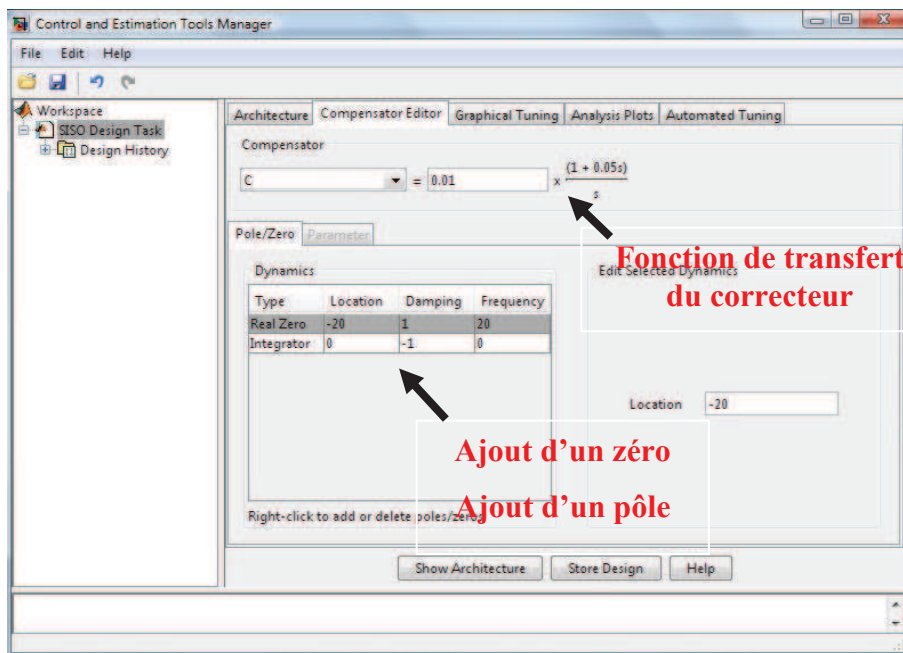


Figure 3A.3. Définition du correcteur

Après les trois étapes expliquées précédemment, on analyse le comportement de système. La figure 3A.4 montrera la fenêtre d'analyse des systèmes.

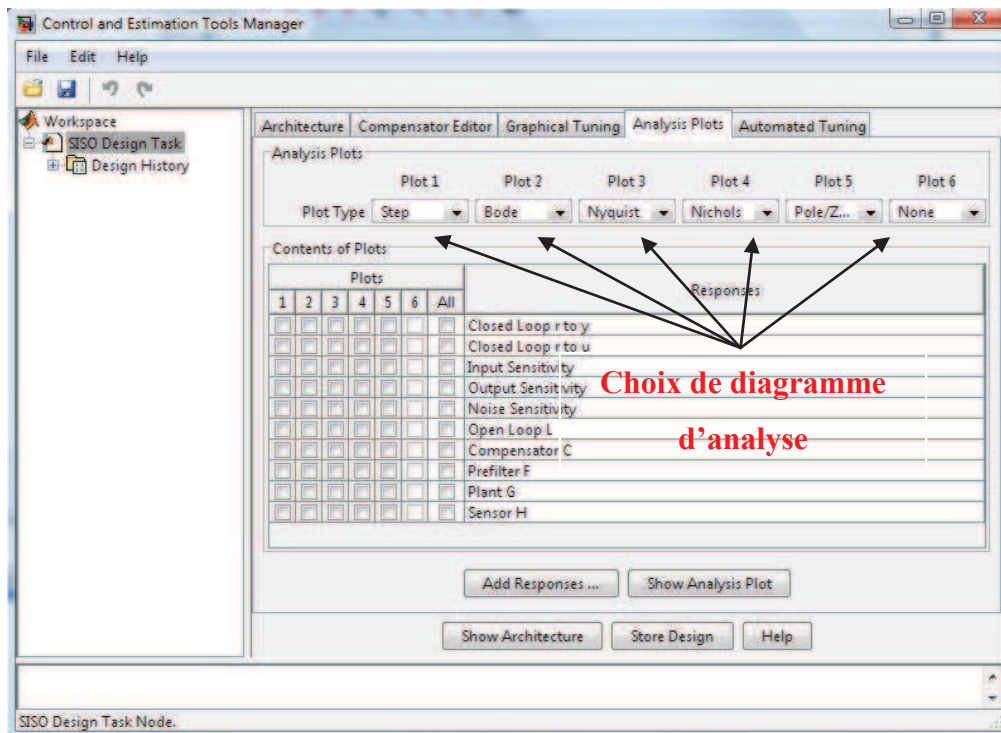


Figure 3A.4. choix les diagrammes d'analyse

Dans la suite de cette Annexe, on s'intéresse aux programmes de simulation développés pour la gestion des modes de fonctionnement d'une part, et d'autre part au pilotage des interrupteurs correspondant au mode défini. La gestion des interrupteurs T_{11} , T_{31} , T_{38} sera présenté dans l'ANNEXE 3B.

Ci-dessous, le programme de la gestion des modes.

```
function [mode1,mode2,mode3,mode4,mode5,mode6]= fcn(Pcharge,vsc,vpac,vdcref,SocSC)
%% RECHARGE SC via PaC
if ((Pcharge>0)&&(SocSC<0.2)&&(vdcref<vpac))
    mode1=1;
    mode2=1;
    mode3=0;
```

```
mode4=0;

mode5=0;

mode6=0;

%% BUCK PaC

elseif ((Pcharge>0)&&(vdcref<vpac))

mode1=0;

mode2=1;

mode3=0;

mode4=0;

mode5=0;

mode6=0;

%%BOOST PaC

elseif ((vdcref>vfc)&&(Pcharge>0)&&(vpac>vpacmin))

mode1=0;

mode2=0;

mode3=1;

mode4=0;

mode5=0;

mode6=0;

%% BUCK SC

elseif ((Pcharge>0)&&(vpac<vpacmin)&&(vdcref<vsc))

mode1=0;

mode2=0;

mode3=0;

mode4=1;

mode5=0;

mode6=0;
```

```
%% BOOST SC

elseif ((Pcharge>0)&&(vsc<vdceref)&&(vpac<vpacmin))

    mode1=0;

    mode2=0;

    mode3=0;

    mode4=0;

    mode5=1;

    mode6=0;

    %% RECUPERATION ENERGIE

elseif (Pcharge<0)

    mode1=0;

    mode2=0;

    mode3=0;

    mode4=0;

    mode5=0;

    mode6=1;

else mode1=0;

    mode2=0;

    mode3=0;

    mode4=0;

    mode5=0;

    mode6=0;

end;
```

Après la définition de mode de fonctionnement, on pilote les interrupteurs de chaque mode en utilisant le programme présenté ci-dessous.


```
function
[T17, T11, T11b, T21, T31b, T31, T41a, T41b, T37a, T37b, T38a, T38b, T12a, T12b, T22a, T22
b, T32a, T32b, T42a, T42b]= fcn(mode1,mode2,mode3,mode4,mode5,mode6)

if(mode1==1)

    T11b=1;

    T17=1;

    T11=1;

    T21=0;

    T31b=0;

    T31=0;

    T41a=0;

    T41b=0 ;

    T42a=1;

    T42b=0;

    T37a=0;

    T37b=0;

    T38a=0;

    T38b=0;

    T12b=0;

    T12a=0;

    T32a=0;

    T32b=0;

    T22a=0;

    T22b=1;

elseif (mode2==1)

    T11b=0;

    T17=0;
```

```
T11=0;
```

```
T21=1;
```

```
T31b=0;
```

```
T31=0;
```

```
T41a=0;
```

```
T41b=0 ;
```

```
T42a=0;
```

```
T42b=0;
```

```
T37a=0;
```

```
T37b=0;
```

```
T38a=0;
```

```
T38b=0;
```

```
T12b=1;
```

```
T12a=1;
```

```
T32a=0;
```

```
T32b=0;
```

```
T22a=0;
```

```
T22b=0;
```

```
elseif (mode3==1)
```

```
T11b=1;
```

```
T17=0;
```

```
T11=1;
```

```
T21=1;
```

```
T31b=0;
```

```
T31=0;
```

```
T41a=0;
```

```
T41b=0 ;
```

```
T42a=0;
```

```
T42b=0;
```

```
T37a=0;
```

```
T37b=0;
```

```
T38a=0;
```

```
T38b=0;
```

```
T12b=1;
```

```
T12a=1;
```

```
T32a=0;
```

```
T32b=0;
```

```
T22a=0;
```

```
T22b=0;
```

```
elseif (mode4==1)
```

```
T11b=0;
```

```
T17=0;
```

```
T11=0;
```

```
T21=0;
```

```
T31b=0;
```

```
T31=0;
```

```
T41a=0;
```

```
T41b=0 ;
```

```
T42a=0;
```

```
T42b=0;
```

```
T37a=1;
```

```
T37b=1;
```

```
T38a=1;

T38b=1;

T12b=0;

T12a=0;

T32a=0;

T32b=0;

T22a=0;

T22b=0;

elseif (mode5==1)

    T11b=0;

    T17=0;

    T11=0;

    T21=0;

    T31b=1;

    T31=1;

    T41a=0;

    T41b=0;

    T42a=0;

    T42b=0;

    T37a=0;

    T37b=0;

    T38a=1;

    T38b=0;

    T12b=0;

    T12a=0;

    T32a=1;

    T32b=1;
```

```
T22a=0;

T22b=0;

elseif (mode6==1)

    T11b=0;

    T17=0;

    T11=0;

    T21=0;

    T31b=0;

    T31=0;

    T41a=0;

    T41b=1 ;

    T42a=1;

    T42b=0;

    T37a=0;

    T37b=0;

    T38a=0;

    T38b=1;

    T12b=0;

    T12a=0;

    T32a=1;

    T32b=1;

    T22a=0;

    T22b=0;

else

    T11b=0;

    T17=0;
```

```
T11=0;
```

```
T21=0;
```

```
T31b=0;
```

```
T31=0;
```

```
T41a=0;
```

```
T41b=0;
```

```
T42a=0;
```

```
T42b=0;
```

```
T37a=0;
```

```
T37b=0;
```

```
T38a=0;
```

```
T38b=0;
```

```
T12b=0;
```

```
T12a=0;
```

```
T32a=0;
```

```
T32b=0;
```

```
T22a=0;
```

```
T22b=0;
```

```
end;
```


Annexe 3.B.

Dans cette annexe, nous présentons un bref aperçu du principe de fonctionnement de régulateur logique floue utilisé pour la gestion de tension de bus-DC. Nous présentons également la gestion des interrupteurs commandés avec un rapport cyclique correspondant au mode de fonctionnement notamment T_{11}, T_{31}, T_{38}

3.B.1 Principe de fonctionnement de régulateur flou[3.2],[3.3]

Pour ce qui concerne la commande floue, la figure 3.B.1 montre le principe de fonctionnement de cette dernière.

:

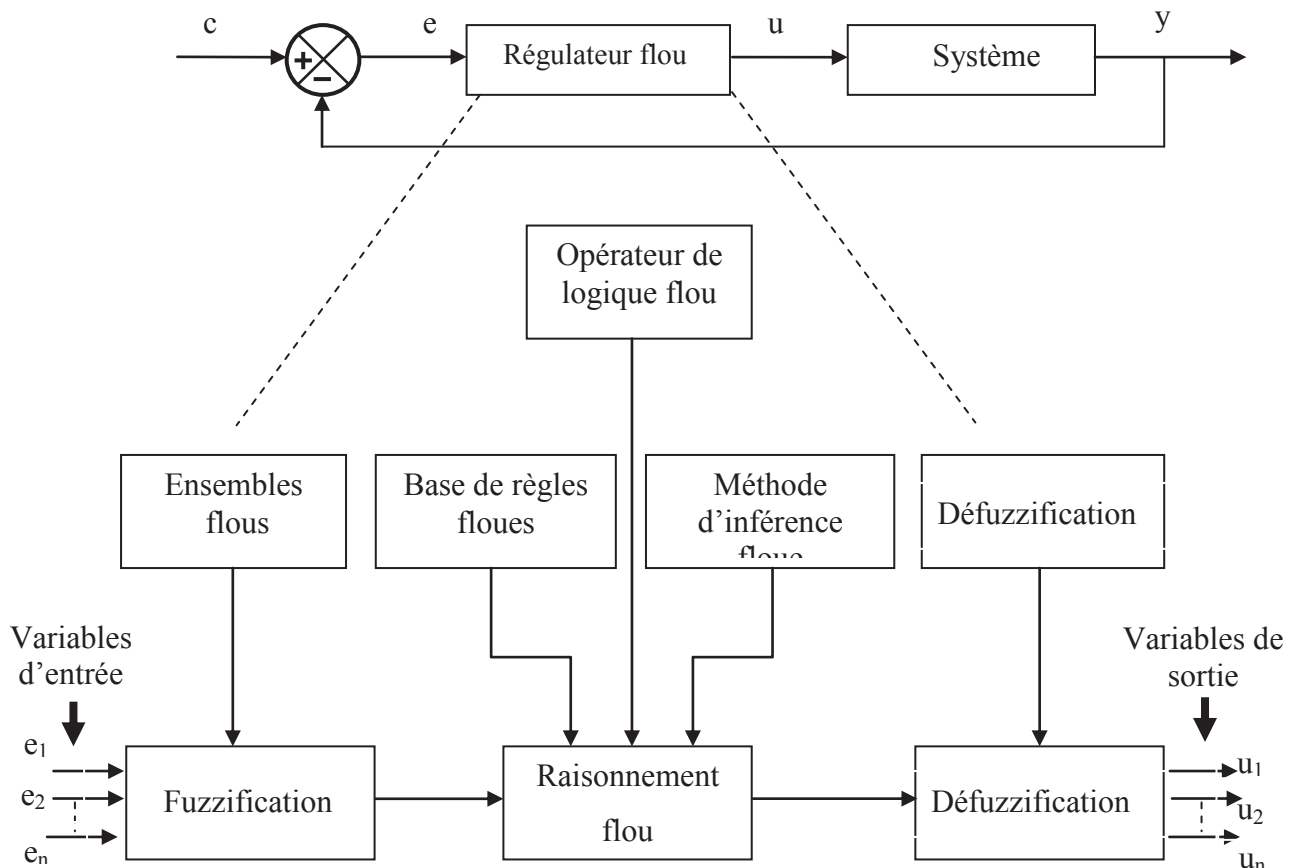


Figure 3B.1. Structure d'un régulateur flou

- La Fuzzification : elle doit permettre de définir les variables floues pour toutes les entrées par fonction d'appartenance. On passe alors de grandeurs physiques à des variables linguistiques. En général, les fonctions d'appartenance sont trapézoïdales ou triangulaires. Pour chaque variable linguistique d'entrée, on fait alors correspondre une valeur linguistique avec un degré d'appartenance.

- L'inférence ou raisonnement flou : on donne la relation entre les variables d'entrée et les variables de sortie. On utilise alors une base de règle que l'on met sous forme de tableau afin d'en connaître le degré de validité. On utilise ensuite une des méthodes d'inférence (Max/min, Max/Prod, Somme/Prod). Pour chacune de ces méthodes, la résolution diffère au niveau la condition ET/OU et de la conclusion ou/alors. On obtient alors une nouvelle fonction de confiance que l'on utilisera pour la défuzzification.

- La défuzzification : elle permet de transformer les grandeurs floues en valeurs physiques à partir de la nouvelle fonction d'appartenance déterminée par inférence. On peut distinguer deux méthodes principales, la méthode du max dont la sortie correspond à l'abscisse du maximum de la nouvelle fonction d'appartenance et la méthode du centroïde pour laquelle la sortie correspond à l'abscisse du centre de gravité de la surface de la nouvelle fonction d'appartenance.

Et pour utiliser la logique floue, on doit connaître les opérateurs suivants:

- Opérateur NON (complément) :

$$\bar{A} = \{x / x \notin A\} \quad (42)$$

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (43)$$

- Opérateur ET (intersection) :

$$\mu_{A \cap B} = \{x / x \in A \text{ et } x \in B\} \quad (44)$$

$$\mu_{A \cap B} = \mu_A(x) * \mu_B(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (45)$$

- Opérateur OU (union) :

$$\mu_{A \cup B} = \{x / x \in A \text{ ou } x \in B\} \quad (46)$$

$$\mu_{A \cap B} = \mu_A(x) * \mu_B(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad (47)$$

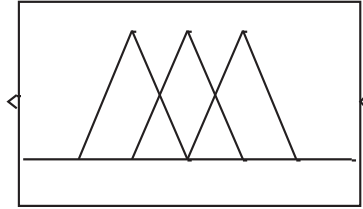


Figure 3B.2. Bloc contrôleur fuzzy logic

3.B.2 Gestion des interrupteurs T_{11} , T_{31} , T_{38}

Dans ce paragraphe nous montrons la méthode utilisée pour gérer les trois interrupteurs commandés par un rapport cyclique, notons T_{11} dans le mode.3, T_{31} dans le mode.5, et finalement T_{38} dans le mode.6.

Les figures 3.B.3., figure3.B.4, figure3.B.5, illustrent le bloc de gestion de rapport cyclique des trois interrupteurs

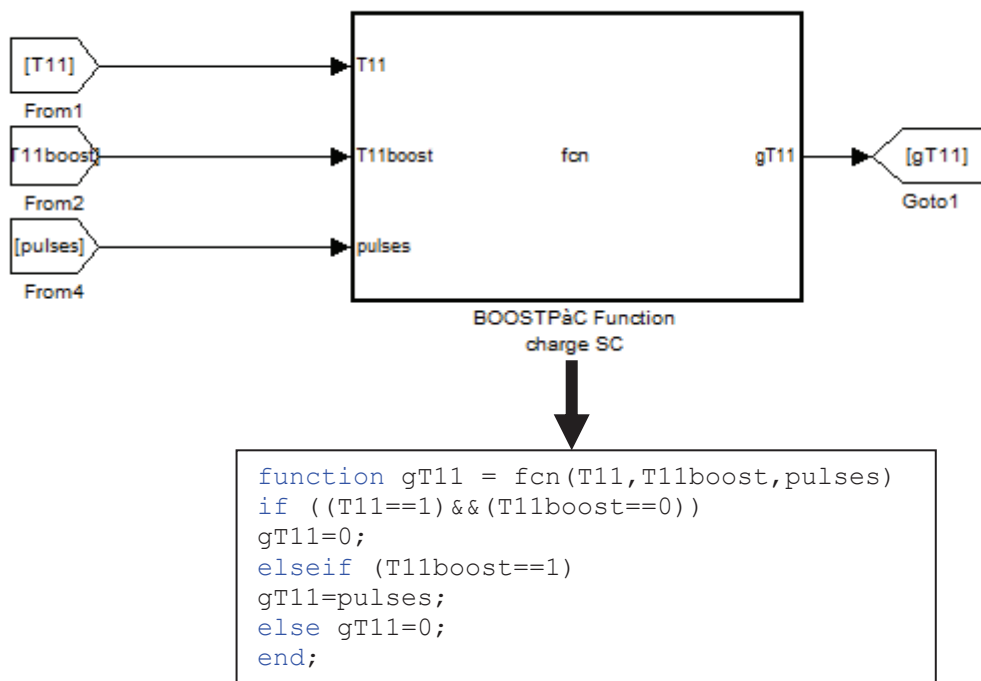


Figure 3B.3. Gestion de l'interrupteur T_{11}

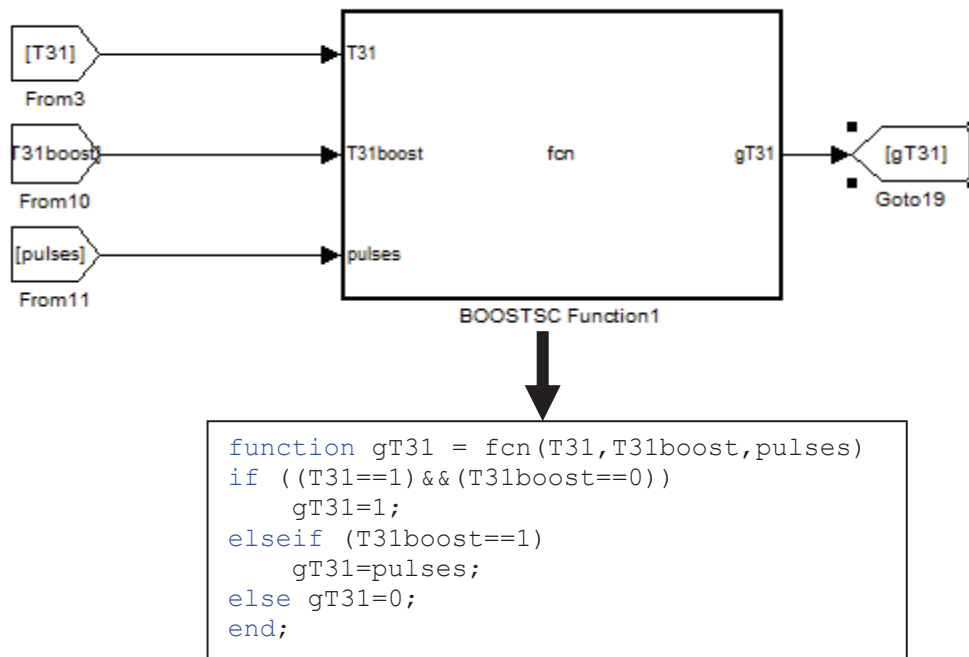


Figure 3B.4. Gestion de l'interrupteur T_{31}

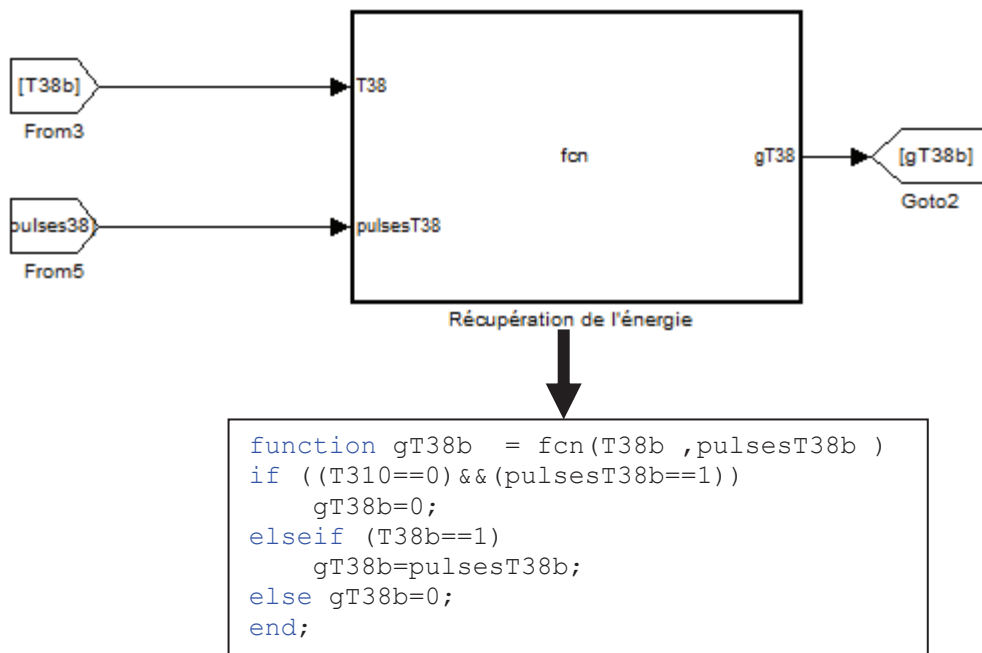
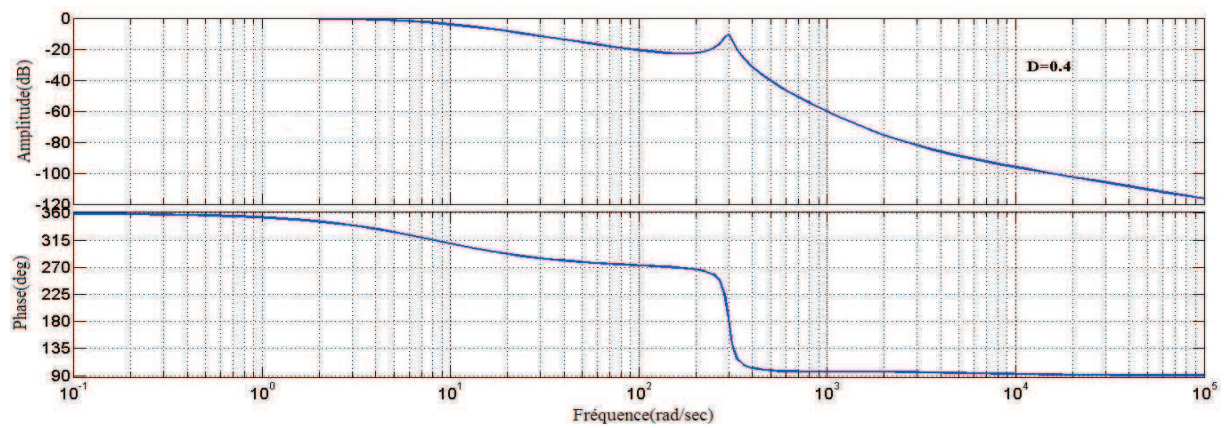
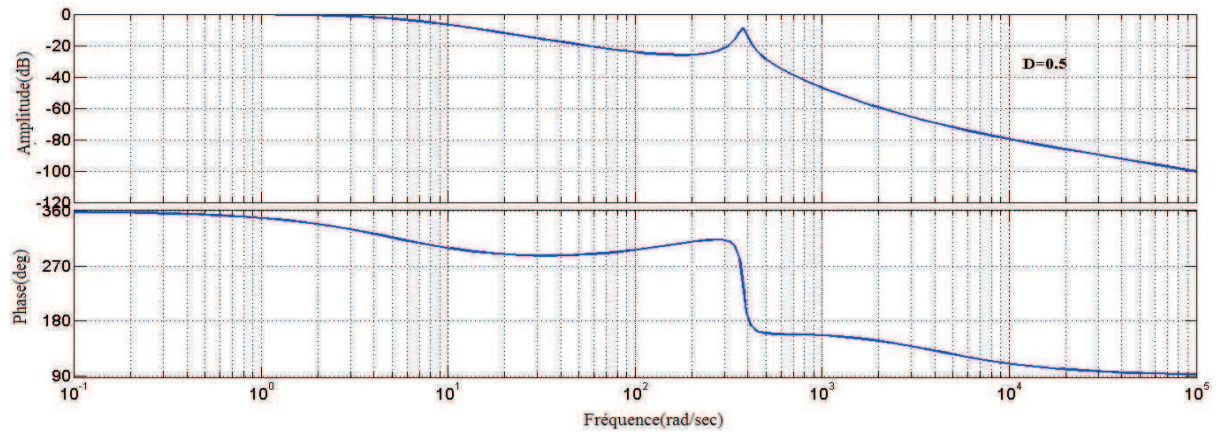
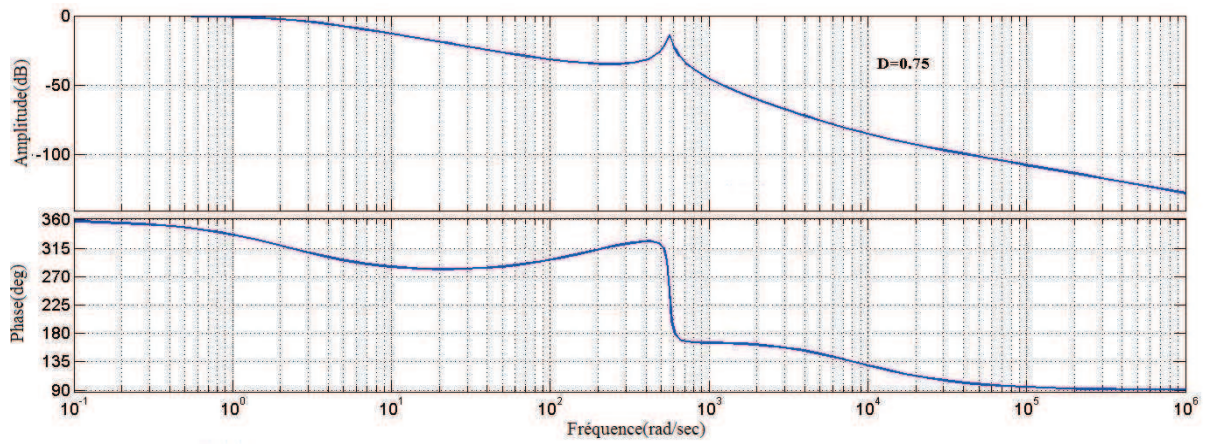
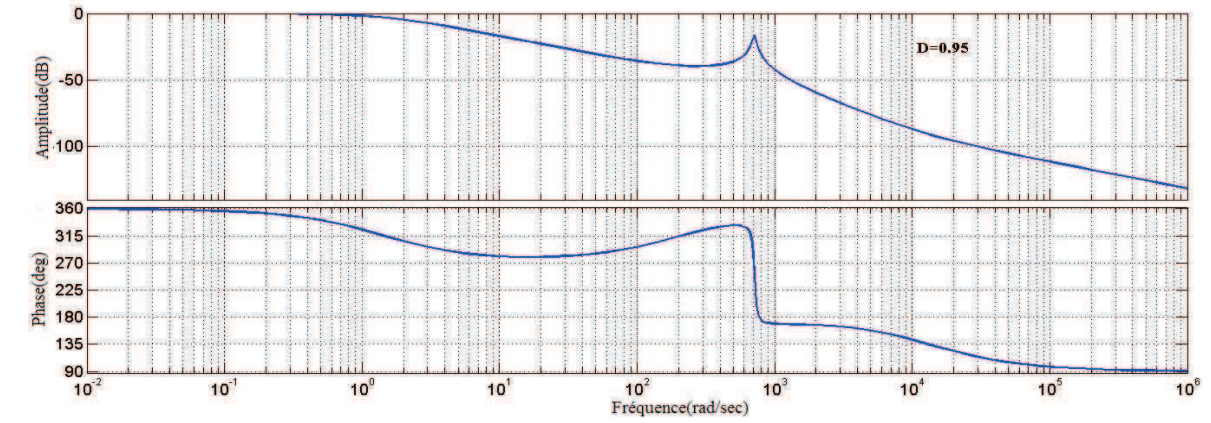


Figure 3B.3. Gestion de l'interrupteur¹ T_{38}

Les figures 3B.4, et 3B.5 présentent le digramme de Bode ainsi que le diagramme de Nyquist pour différentes valeurs de D .

¹ Le signe moins est remplacé par la lettre b car Matlab n'a pas accepté le signe- comme indice

ANNEXE 3.B



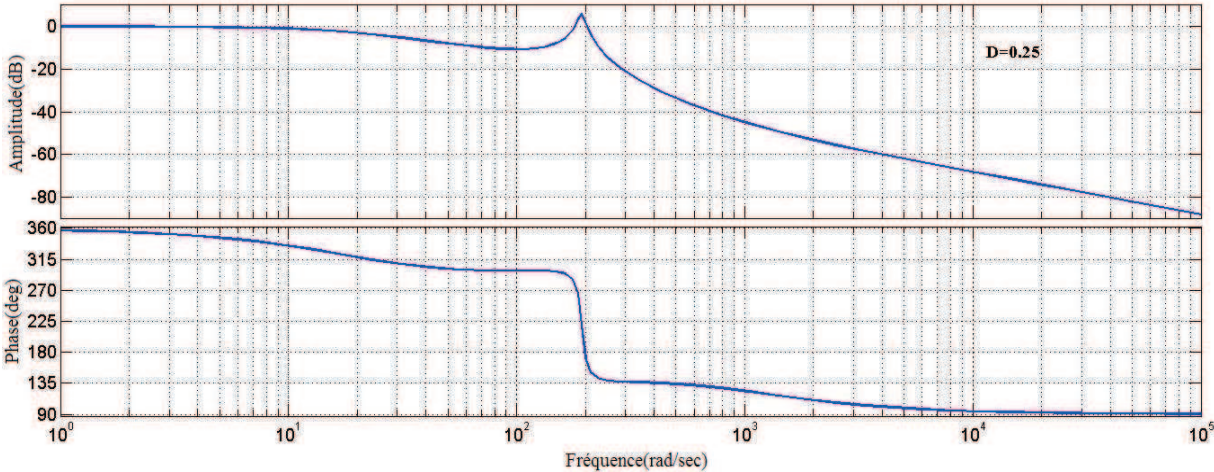
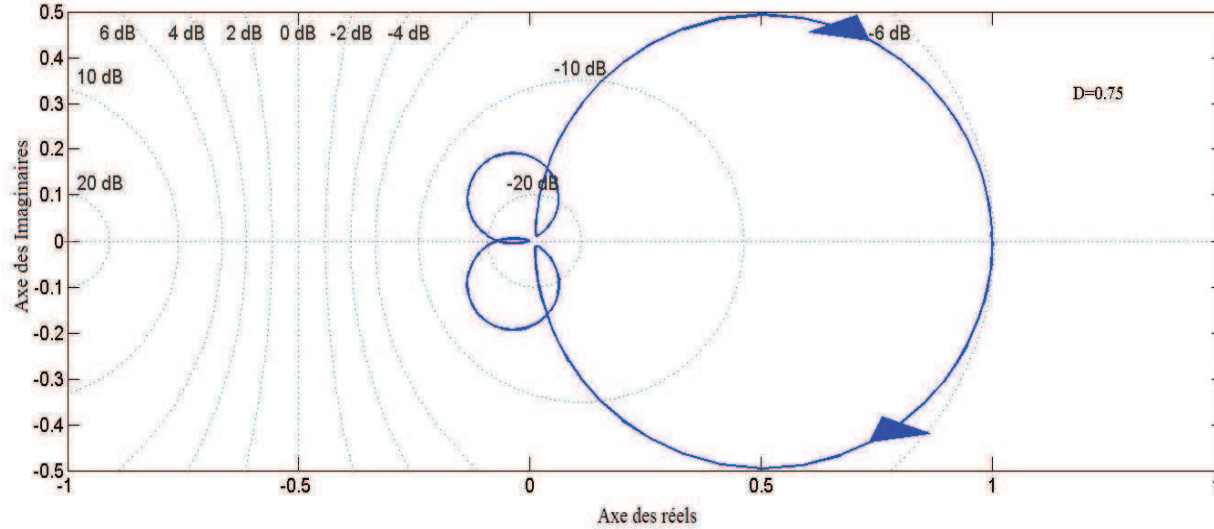
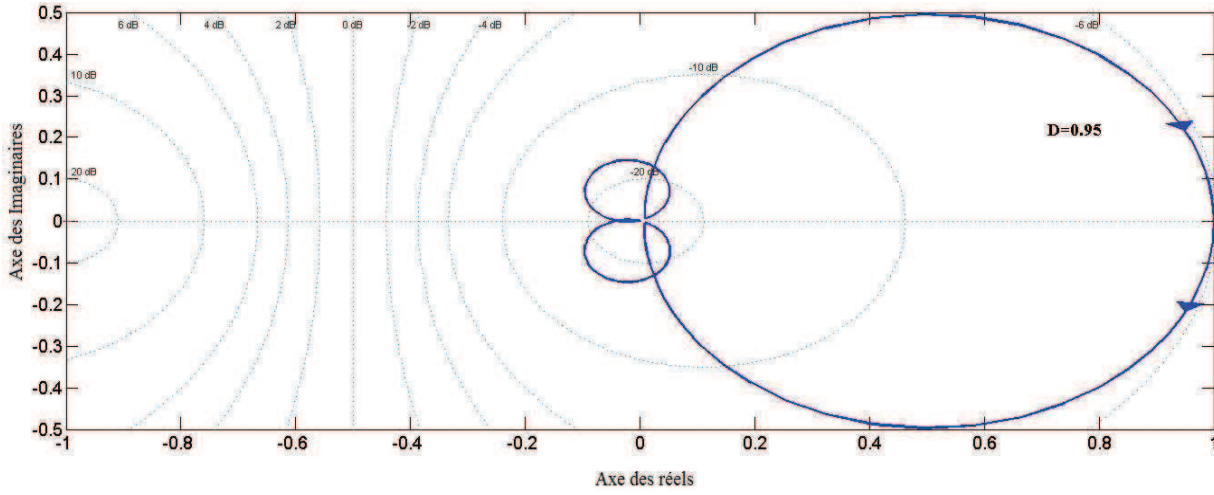


Figure 3B.4. Diagramme de Bode de système pour différentes valeur de D



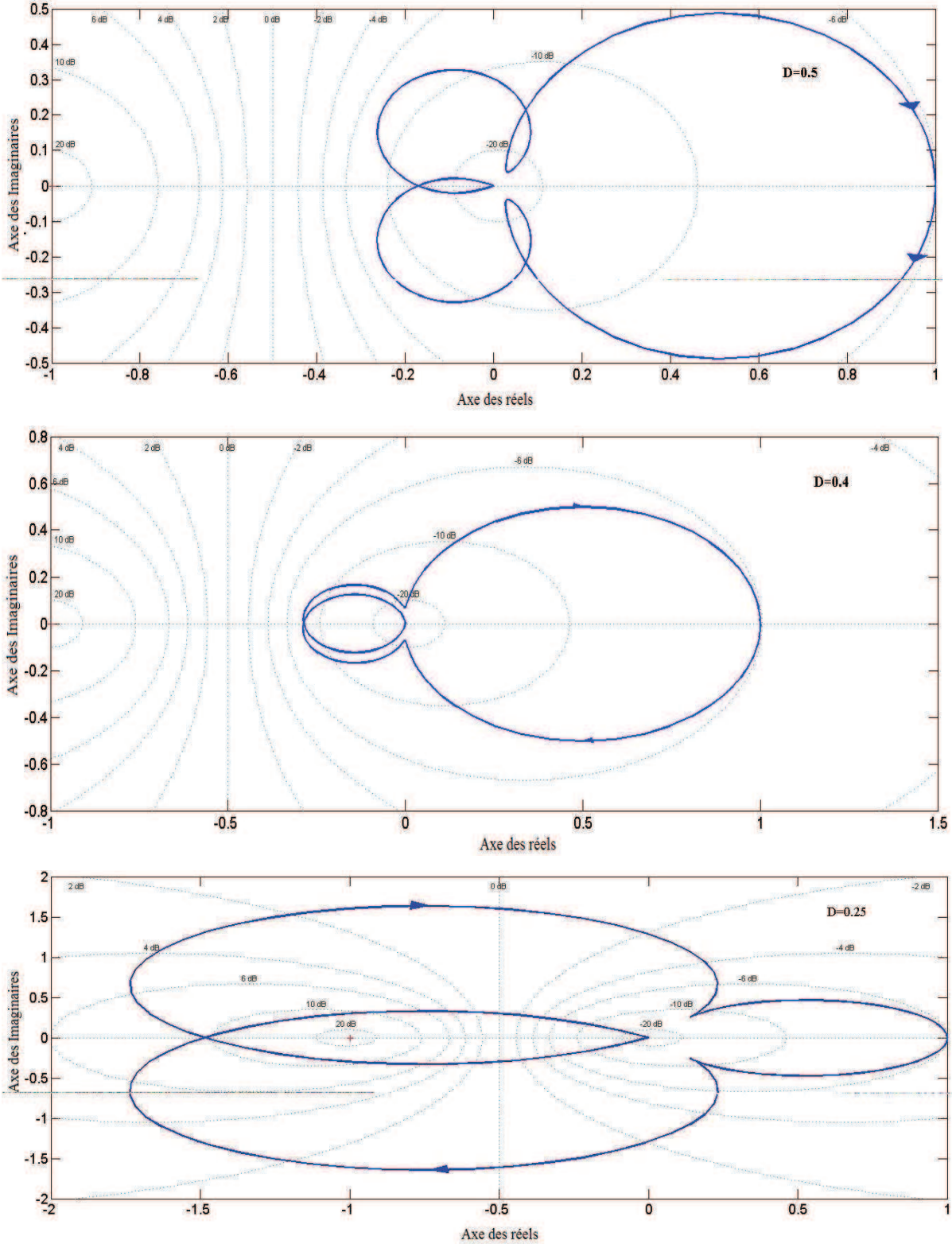


Figure 3B.3. Diagramme de Nyquist de système pour différentes valeur de D

Annexe 4.A.

4.1. Conception des cartes commande driver

La conception de la partie commande de convertisseur est faite en utilisant le logiciel de conception ALTIUM DESIGNER la figure4A. Montre le schéma électrique de ces cartes.

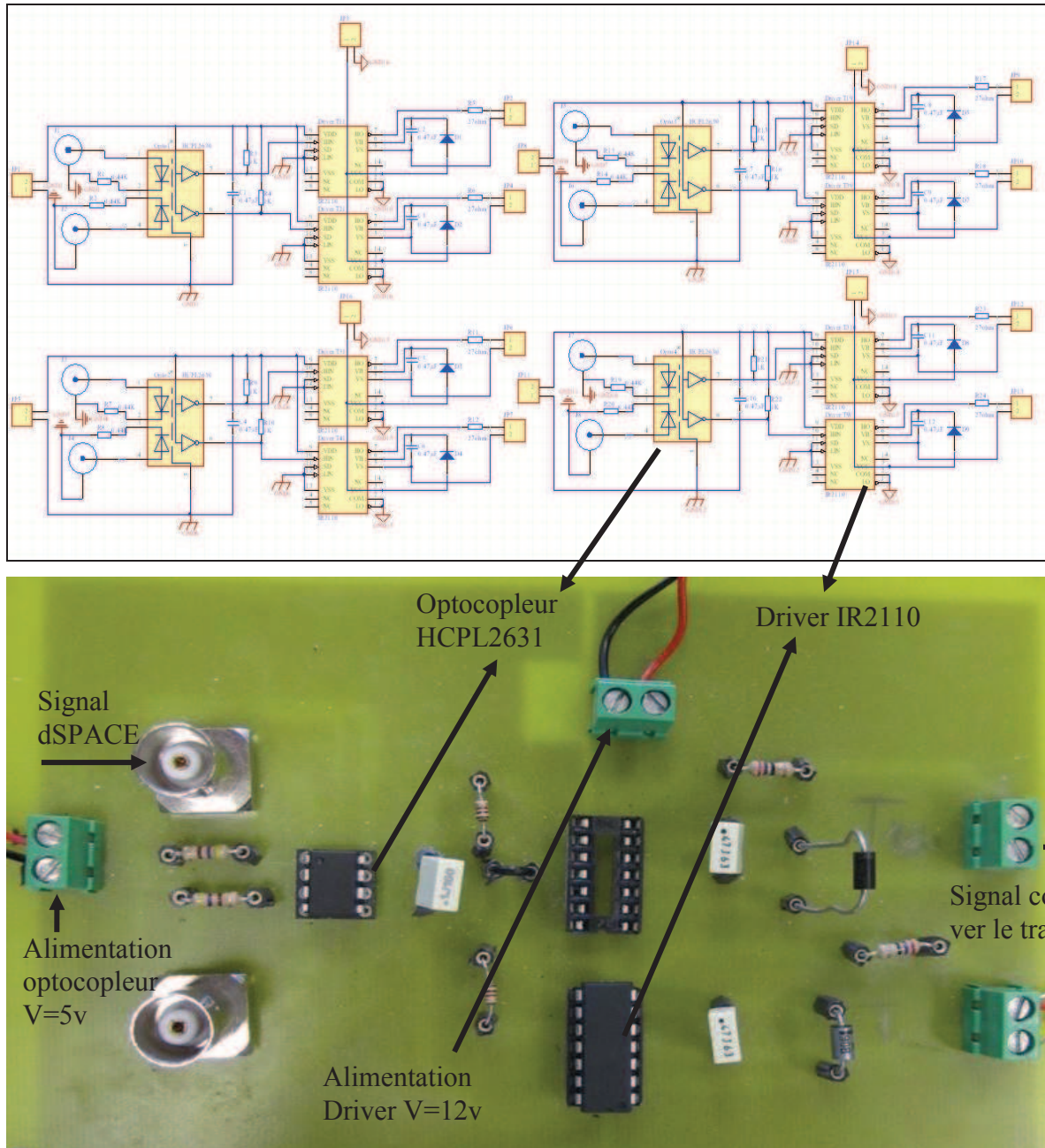
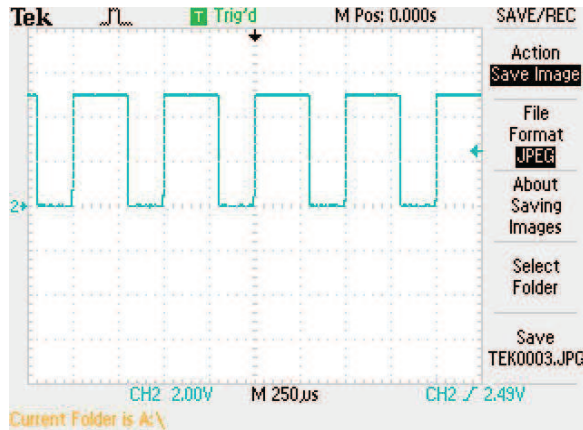
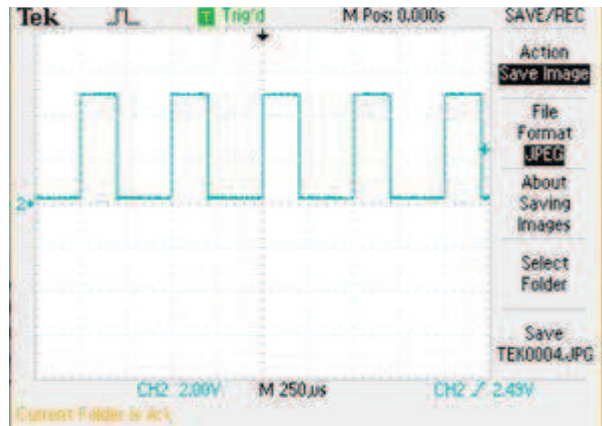


Figure 4A.1. Conception et réalisation des cartes commande des MOSFET

La figure 4A.2 présente les signaux de commande à l'entrée et à la sortie de l'optocoupleur.



(a) Signal d'entrée optocoupleur

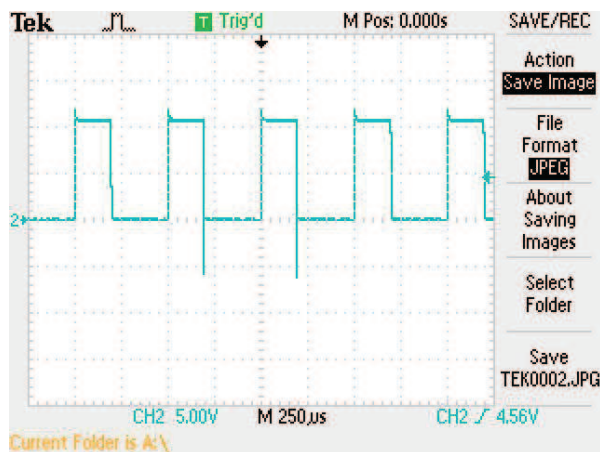


(b) Signal de sortie optocoupleur

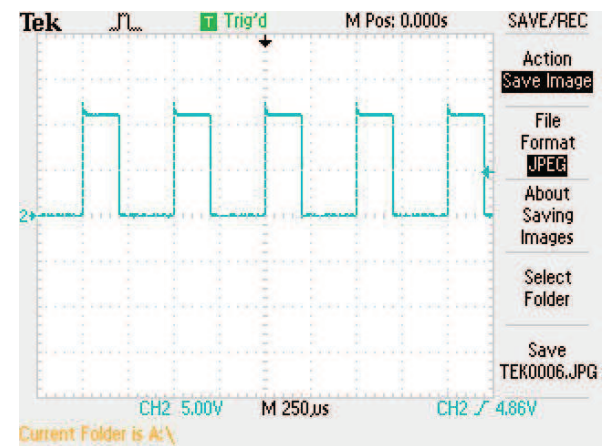
Figure 4A.2. Signal de commande à l'entrée et la sortie de l'optocoupleur

On remarque bien que le signal d'entrée et le signal de sortie sont inversés car l'optocoupleur est un inverseur.

La figure A4.3 présente le signal de commande à la sortie du driver et sur la gâchette de transistor.



(a) Signal de sortie de driver



(b) Signal sur la gâchette-source T₁₁

Figure 4A.3. Signal de commande à la sortie de driver

4.2. La carte dSPACE DS1104

La carte que nous allons utiliser pour réaliser la commande de notre charge est la carte dSPACE de référence DS1104 figure4A.4. C'est une carte permettant un développement aisé d'applications en lien direct avec une interface Matlab/Simulink.

La DS1104 fait du PC un système de développement puissant pour le prototypage rapide de lois de commande. La Real-Time Interface fournit des blocs Simulink permettant une configuration graphique des entrées A/N, des sorties N/A, de l'interface codeur incrémental et de la génération PWM, par exemple. La carte peut être installée pratiquement dans tous les PC possédant une fente PCI 5V libre.

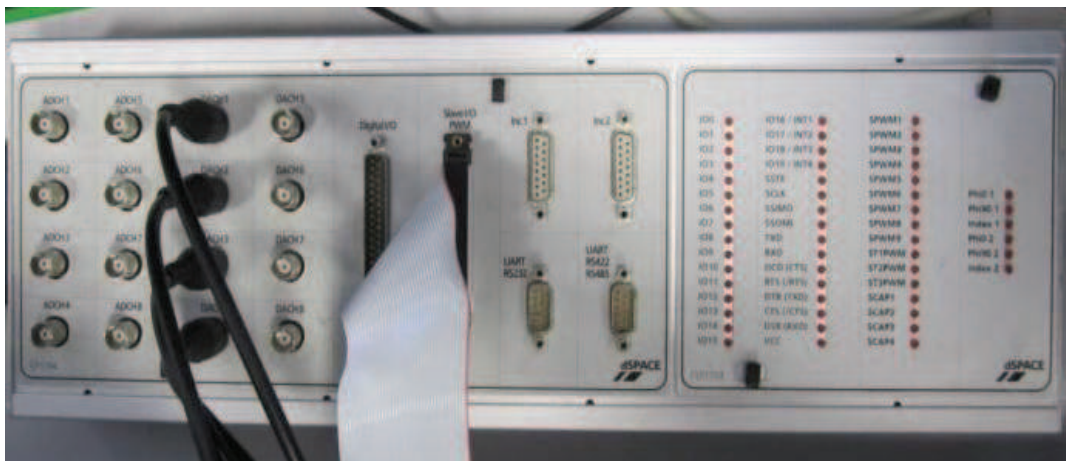


Figure 4A.4. Carte dSPACE utilisé pour notre application

Cette carte temps réel est bâtie autour d'un processeur 64 bits MPC8240 de type Power PC 630e cadencé à 250 MHz, et d'un ensemble de périphériques intégrés. Elle dispose aussi

- 4 entrées multiplexées d'une résolution de 16 bits : ADCH1 à ADCH4
- 4 entrées parallèles d'une résolution de 12 bits : ADCH5 à ADCH8

Ces entrées sont des connecteurs BNC et leur plage de tension se situe entre -10V et +10V. La fréquence maximale d'échantillonnage de la carte dSPACE est de 100kHz, elle dispose aussi de

- DSP TMS320F240 à 20MHz
- timer/compteurs 32 bits
- Sorties PWM simples et triphasées
- 2 Interfaces codeurs incrémentaux

- Une interface série (UART)
- Un contrôleur d'interruption.

4.3. Mesure de tension

L'objectif de la carte de mesure de tension est d'abaisser la tension mesurée afin que celle-ci soit comprise dans la plage d'entrée de la carte dSPACE [-10V ; +10V]. Cette mesure s'effectue à l'aide d'un capteur à effet HALL de type LV25-P.

Deux diodes Zener de 10V permettent de saturer la tension à 10V afin de ne pas dépasser la plage d'entrée de la carte dSPACE Le schéma électronique est présenté sur la figure4A.5.

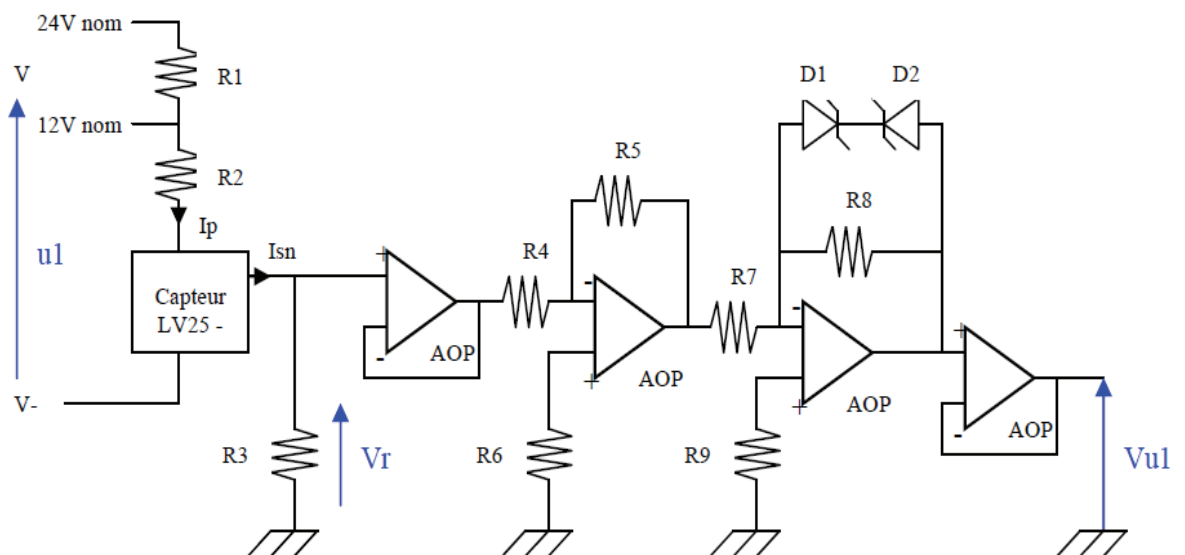
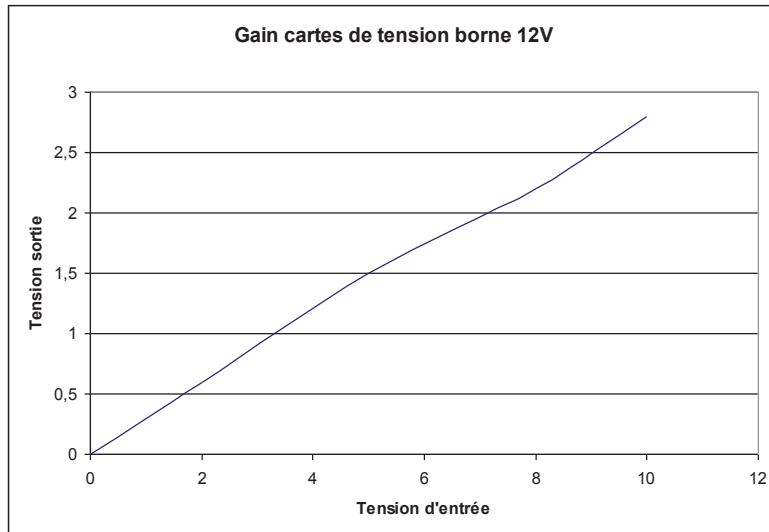
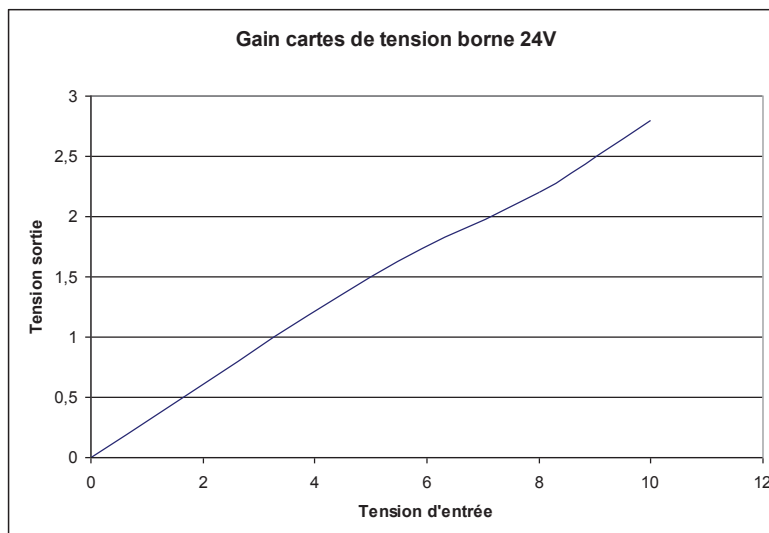


Figure 4A.5. Carte mesure de tension

Le gain de la carte est $G=0.53$ pour une tension d'entrée=12volte et un $G=0.3$ sur la borne d'entrée=24volte. Les courbe de calcul de gain sont présentées sur la figure 4A.6.(a),(b).



(a)



(b)

Figure 4A.6. Gain en tension de la carte mesure

4.4. Coût de la maquette

Comme la réalisation de la maquette est faite d'une manière physique au sein de laboratoire FCLab, SeT ainsi qu'au département EE. Nous avons été dans l'obligation d'acheter tous les composants nécessaires pour la réalisation de cette maquette. Le tableau suivant résume le coût de la maquette.

ANNEXE 4.A

A ¹					
Références	Désignation et conditionnement	Prix U.D.V. HT	Quantité	Total HT	Nomenclature
	Référence devis				
8648298	Transistor MOSFET Canal N	1,17 €	14	16,38 €	
1651091	Diode 1N4007	0,10 €	14	1,40 €	
1131855	Bornier CI coude 2 voies noir	0,21 €	10	2,10 €	
9728910	Barrete sécable femelle 36 voies	5,10 €	3	15,30 €	
1169706	Embbase carrée BNC femelle 50 Ohms	3,97 €	14	55,58 €	
				Montant commande HT en euros	90,76
				TVA Taux : 19.6 %	17,79
				Montant commande TTC en euros	108,55

B ²					
Références	Désignation et conditionnement	Prix U.D.V. HT	Quantité	Total HT	Nomenclature
	Référence devis				
HCPL-2631-000E	Optocoupleur	2,95 €	12	35,40 €	
IR2110PBF	Drivers	3,77 €	20	75,40 €	
483-3898	Condensateur 0.47UF 400V	2,20 €	3	6,60 €	
185-4347	Condensateur 0.10UF 400V	2,59 €	3	7,77 €	
125-590	Trimmer cermet serie T93YA 2K	8,73 €	3	26,19 €	
441-2491	Résistance 27 Ohms	2,37 €	3	7,11 €	
441-1858	Résistance 470 Ohms	2,37 €	2	4,74 €	
441-3731	Résistance 1 KOhms	5,11 €	2	10,22 €	
813-115	Support DIP 8 voies	2,26 €	2	4,52 €	
197-2653	Support DIP 14 voies	7,56 €	1	7,56 €	
286-361	Capteur de tension LV25-P	46,88 €	2	93,76 €	
	refroidisseur	300.0€	1	300.00€	
				Montant commande HT en euros	579,27
				TVA Taux : 19.6 %	54,74
				Montant commande TTC en euros	633,57

¹ Commande Radiospares

² Commande Farnell

BIBLIOGRAPHIE

BB. 1. Bibliographie du Chapitre 1

- [1.1] Michael H. Westbrook, « THE ELECTRIC CAR » Development and future of battery hybrid and fuel-cells cars, pp 65.88.
- [1.2] Dr. Ernest H. Wakefield “The electric phoenix an illustrated history of electric cars, motors, controllers, and batteries” Vehicular Technology Conference, 1978. 28th IEEE Volume: 28 Digital Object Identifier: 10.1109/VTC.1978.1622512 Publication Year: 1978, pp: 73 – 74.
- [1.3] Josèphe Beretta pp-47, « Le génie électrique automobile (la traction électrique) »
- [1.4] Nouh Aiman, « Contribution au développement d’un simulateur pour les véhicules électriques routiers ». Thèse doctorat 26 mars 2008.
- [1.5] MOSDALE Renault, « Transport électrique routier Batteries pour véhicules électriques » Techniques de l’ingénieur Référence D5565 / Date de publication : 10 févr. 2003.pp.3.4.
- [1.6] Bertrand Theys, « Les batteries pour le stockage de l’électricité dans les véhicules tout électriques ou hybrides » PREDIT, février 2006.
- [1.7] <http://www.romanschmitz.com/VE.pdf> pp.9.
- [1.8] 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
- [1.9] W. Vielstich, A. Lamm, H.A. Gasteiger, “Handbook of Fuel Cells. Fundamentals, Technology and Applications”, Editors, 2003, John Wiley ET Sons, Chichester.
- [1.10] http://fr.wikipedia.org/wiki/Wilhelm_Ostwald.
- [1.11] <http://www.epiceriesavoyarde.com/blog/wp-content/uploads/2010/02/schemaprincipepacmilieuacide.png>
- [1.12] Renault MOSDALE « Transport électrique routier Véhicules électriques à pile à combustible » Techniques de l’ingénieur Référence D5570 pp.2
- [1.13] J.J. Bezian, ‘Systèmes de Piles à Combustibles pour la Cogénération - Etat de l’Art’, Rapport réalisé pour l’ADEME, Octobre 1998.
- [1.14] Mohamed yacine Ayad, thèse doctorat INPL 2004 « Mise en ouvre des super-condensateurs dans les sources hybrides continues » PP.7
- [1.15] « Super-condensateurs : applications et environnement » - Eric planchais, Frédéric Tertrais 2001. <http://www.electrochimie.free.fr/telecharg/supercond.pdf>
- [1.16] Hamid Galous, Roland Gally « Applications des Super-condensateurs » : Techniques de l’Ingénieur, référenceD3335/date de publication : 10 août 2007.
- [1.17] Daniel DRECQ « Essais des moteurs automobiles Moyens de mesure» Techniques de l’Ingénieur –2007 Référence BM2963.
- [1.18] Ali Imadi «Handbook of automotive power electronics and motor drives» Part IV Automotive Motor Drives.
- [1.19] Mamadou Baïlo CAMARA thèse doctorat 2007 «Supercondensateurs pour échange dynamique d’énergie a bord du véhicule électrique hybride» : Modélisation, étude des convertisseurs et commande pp 8.
- [1.20] Jean SYROTA Mission « Véhicule 2030 » Perspectives concernant Le VÉHICULE « Grand public » d’ici 2030, rapport 28 septembre 2008.
- [1.21] A. Djerdir, D.bouquin, H. Gualous. Alain berthou «Managing ultracapacitors energy to feed electric vehicles DC bus. In EPE 2001.P26.
- [1.22] Marc DEBRUYNE « Apport de l’électronique de puissance pour la traction électrique» technique d’ingénieur ti301-d3278

-
- [1.23] A. Djerdir , K. Elkadri et A. Miraoui « Alimentation par biberonnage solaire photovoltaïque d'une chaîne de motorisation électrique », *Revue des énergies renouvelables*, Vol.9, N°2, pp 63-74, juin 2006.
- [1.24] Philippe Louvel « Systèmes électroniques embarqués et transports » pp224
- [1.25] JEAN-PAUL FERRIEUX, EMMANUEL TOUTAIN, AND HOANG LE-HUY «A Multifunction DC-DC Converter as Versatile Power Conditioner » *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, VOL. IA-22, NO. 6, NOVEMBER/DECEMBER 1986.
- [1.26] A. Di Napoli, F. Crescimbeni, S. Rodo, and L. Solero, "Multiple input dc-dc power converter for fuel-cell powered hybrid vehicles," in *Proc.IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC'02)*, 2002, vol. 4, pp.1685–1690.
- [1.27] A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "A converter to interface ultra-capacitor energy storage to a fuel cell system," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, Corsica, April 2004.
- [1.28] M. Michon, J. L. Duarte, M. Hendrix, and M. G. Simoes, "A three-port bi-directional converter for hybrid fuel cell systems," in *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC'04)*, Jun. 2004, pp.4736–4742.
- [1.29] Y. M. Chen, Y. C. Liu, and F. Y. Wu, "Multi-input dc/dc converter based on the multiwinding transformer for renewable energy applications," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, no. 4, pp. 1096-1104, Jul./Aug. 2002.
- [1.30] H. Tao, A. Kotsopoulos, J.L. Duarte, M.A.M. Hendrix "Multi-input bidirectional dc-dc Converter combining DC-link and magnetic-coupling for fuel cell systems," in *Proc.IEEE IAS'05*, pp.2021-2028, 2005.
- [1.31] G.J. Su, F.Z. Peng, "A low cost, triple-voltage bus dc-dc converter for automotive applications," in *Proc. IEEE APEC'05*, pp.1015-1021, 2005.
- [1.32] M.Y.Ayad « Mise en œuvre des super-condensateurs dans les sources hybrides continues ».Thèse doctorat INPL décembre 2004.
- [1.33] L. Solero, A. Lidozzi J. A. Pomilio "Design of Multiple-Input Power Converter for Hybrid Vehicles" *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 20, NO. 5, SEPTEMBER 2005.
- [1.34] Mario Marchesoni, Member, IEEE, and Camillo Vacca "New DC–DC Converter for Energy Storage System Interfacing in Fuel Cell Hybrid Electric Vehicles" *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS* Jan. 2007.
- [1.35] Zhihao Li, Omer Onar, and Alireza Khaligh "Design and Control of a Multiple Input DC/DC Converter for Battery/Ultra-capacitor Based Electric Vehicle Power System" *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*.
- [1.36] A.Djerdir, H.Gualous, D.Bouquin, A.Berthon, M.Y.Ayad, I.Rasoanarivo, S.Rael, B.Davat «Utilisation de supercondensateurs dans la motorisation de véhicule électrique à pile à combustible » congrée BELFORT Novembre 2000.
- [1.37] H. Matsuo, K. Kobayashi, Y. Sekine, M. Asano, and L. Wenzhong, "Novel solar cell power supply system using the multiple-input DC–DC converter," in *Proc. INTELEC'98*, pp. 797-802, 1998.
- [1.38] H. Matsuo, T. Shigemizu, F. Kurokawa, and N. Watanabe, "Characteristics of the multiple-input DC–DC converter," in *Proc. IEEE PESC'93*, 1993, pp. 115-120.
- [1.39] S.M. Naylor, V. Pickert, D.J. Atkinson, "Fuel Cell Drive Train Topologies - Computer Analysis of Potential Systems", *Power Electronics, Machines and Drives*, 2006. The 3rd IET International Conference On Mars 2006 pages: 398-403. The Contarf Castle, Dublin, Ireland.

- [1.40] M. Becherif and M.Y. Ayad “Advantages of variable DC bus voltage for Hybrid Electrical Vehicle”VPPC 2010 LILLE FRANCE.
- [1.41] Réglage de systems d’électronique de puissance par Handsruedi Buhler. Volume1.
- [1.42] Caponet, M.C. Profumo, F. Tenconi, A, “Evaluation of power losses in power electronic converters for industrial applications: comparison among hard switching, ZVS and ZVS-ZCS converters” Power Conversion Conference, 2002. PCC Osaka 2002. Publication Date: 2-5 April 2002 Volume: 3 On page(s): 1073 - 1077 vol.3 Number of Pages: 3
- [1.43] Rui Santos, Fernando Pais, Carlos Ferreira, Hugo Ribeiro, Pedro Matos, “Electric Vehicle - Design and Implementation Strategies for the Power Train”conference???
- [1.44] Michel KANT «La voiture électrique», Techniques de l’Ingénieur, traité Génie électrique D5560.
- [1.45] Andrew F. Burke “Batteries and Ultra-capacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles” Proceedings of the IEEE, Vol. 95, No. 4, April 2007.
- [1.46] A. Djerdir, « Modélisation et simulation en vue de conception des chaînes de motorisations électriques pour le transport », rapport d’HDR, 2007.
- [1.47] H. P. Nee, L. Lefevre, P. Thelin, Juliette Soulard, « Determination of d and q reactances of permanent magnet synchronous motors without measurement of the rotor position », IEEE Trans. On Ind. App., 2000, vol.36, n°.5, pp.1330-1335.
- [1.48] A. Viorel, G. Henneberger, R. Blissenbach, L. Lowenstein, « Transvers flux machine : their behavior, design, control and applications », Mediamira, Cluj-Napoca, Romania, 2003
- [1.49] K. T. Chau, C. C. Chan, Chunhua Liu “Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles” IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 55, NO. 6, JUNE 2008.
- [1.50] <http://www.sherpa-eng.com/IMG/gif/pac1.gif>

BB. 2. Bibliographie du Chapitre 2

- [2.1] Mohan, N., T.M. Undeland, and W.P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1995.
- [2.2] Wei Mi, «Extraction des paramètres et domaines et domaine de validité d’un composant de puissance », Thèse de doctorat de l’INSA de Lyon, 2002, n°02 ISAL 0041
- [2.3] Helani, « Contribution à la modélisation par graphe de liens du transistor MOS de puissance », Thèse de doctorat de l’INSA de Lyon, 1995, 163p.
- [2.4] Help Matlab “Longitudinal Vehicle Dynamics” Model longitudinal dynamics and motion of two-axle, four-wheel vehicle. (Blocs simdriveline).
- [2.5] B. François, “Formalismes de synthèse et de modélisation appliqué aux convertisseurs à structure matricielle”, Phd thesis, University of sciences and technologies of Lille-France, 1996.
- [2.6] P.W. Wheeler J.C. Clare, L. Empringham, M. Apap, M. Bland, “Matrix converters”, Power Engineering Journal [see also Power Engineer], Vol. 16, Issue 6, Dec. 2002, pp. :273 – 282.
- [2.7] P. Nielsen, F. Blaabjerg, J-K. Pedersen, “New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, no. 5, pp1150-1161, september/october 1999.
- [2.8] S.M. Naylor, V. Pickert, D.J. Atkinson, “Fuel Cell Drive Train Topologies - Computer Analysis of Potential Systems”, Power Electronics, Machines and Drives, 2006. The

- 3rd IET International Conference On Mars 2006 pages: 398-403. The Contarf Castle, Dublin, Ireland.
- [2.9] Luca Solero, Alessandro Lidozzi, José Antoinor, Pomilio Lidozzi, “Design of Multiple-Input Power- Converter for Hybrid Vehicles”, IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 20, NO. 5, SEPTEMBER 2005
- [2.10] Su man Dwari and Leila Parsa “A Novel High Efficiency High Power Interleaved Coupled-Inductor Boost DC-DC Converter for Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle”, VPPC 2007, Arlington, TX. 9-12 Sept. 2007, pages: 399 – 404.
- [2.11] XIE Jun, ZHANG Xing, ZHANG Chongwei, WANG Chengyue, LIU Shengyong, “Design of Multiple-Input DC-DC Converter Control System For Fuel Cell Electrical vehicule”, ICEET '09, Guilin, Guangxi, 16-18 Oct. 2009, pages 123-126.
- [2.12] Joshua Anzicek, Mark Thompson “DC-DC boost converter design for kettering universitys gem fuel cell vehicle”, Indianapolis, 26-26 Oct. 2005 pages: 307-316.
- [2.13] Shengyong Liu, Xing Zhang, Haibin Guo Jun Xie, “Multiple Input Bidirectional DC/DC Converter for Energy Supervision in Fuel Cell Electric Vehicles”, ICECE 2010, Wuhan 25-27 june 2010 pages :3890-3893.
- [2.14] Krishna P. Yalamanchili and Mehdi Ferdowsi, “Review of Multiple Input DC-DC Converters for Electric and Hybrid Vehicles”, VPPC 2005,7-9 sept 2005,pages :160-163.
- [2.15] Zhihao Li, Omer Onar, and Alireza Khaligh, “Design and Control of a Multiple Input DC/DC Converter for Battery/Ultra-capacitor Based Electric Vehicle Power System”, APEC 2009, Washington, DC, 15-19 feb 2009 pages:591-596.

BB. 3. Bibliographie du Chapitre 3

- [3.1]. Mohan, N., T.M. Undeland, and W.P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1995 page 333-334-335336
- [3.2]. Nadia Mortadj Mohand Mokhtari « Matlab R2009, SIMULINK ET STATEFLOW pour ingénieurs, chercheurs et Etudiants ».
- [3.3]. Frédéric Sur « Présentation de la logique floue », Magistère de Mathématique, mémoire de première année 1997/1998.Ecole normale supérieur de Cachan.
- [3.4]. Bernard de FORNEL « Machines asynchrones Commande par contrôle scalaire », techniques de l'ingénieur Référence D3622 | Date de publication : 10 mai 2006.
- [3.5]. Henri FOCH, François FOREST, Thierry MEYNARD « onduleurs de tension mise en œuvre », techniques de l'ingénieur Référence D3177 | Date de publication : 10 août 2000.
- [3.6]. Madjid Boudjedaimi, Patrice Wira, Djaffar Ould Abdeslam, Said Djennoune, Jean-Philippe Urban « Commande d'un onduleur avec des approches neuromimétiques pour la compensation des courants harmoniques dans les réseaux électriques » Inernational conference on Electrical engineering and its Applications (ICEEA'2008), Sidi bel Abbes, Algeria, May20-21,2008.
- [3.7]. Bruno FRANCOIS « Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques a structure matricielle » Thèse doctorat, l'université des sciences et technologies de LILLE » 1996.
- [3.8]. Z. Boulghasoul, A. Elbacha, E. Elwarraki, D.Yousfi « Combined Vector Control and Direct Torque Control An Experimental Review and Evaluation», IEEE ICMCS2011

BB. 4. Bibliographie du Chapitre 4

- [4.1] Hattab Maker «Optimisation de la gestion de l'énergie dans un système hybride», Thèse doctorat 2008, Université de technologie de Belfort Montbéliard.
- [4.2] Timothyl Skavarenina. "The Power Electronics Handbook" Industrial Electronics Series Editor: J. David Irwin, Auburn University. © 2002 by CRC Press LLC.
- [4.3] Jérôme Lachaize "Etude des stratégies et des structures de commande pour le pilotage des systèmes énergétiques à Combustible (PAC) destinés à la traction", Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Septembre 2004.
- [4.4] Yvan Avenas « Gestion thermique des composants actifs de puissance vers une intégration du système de refroidissement au sein du module »HDR
- [4.5] Maydanik Yu, F. Yu, F. Gerasimov Y, F. Shchogolev G, T, et al. Low-temperature heat pipes with separate channels for vapor and liquid, Eng-Phys. J. 28(6) (1975)957-960.
- [4.6] Murakoa, I., Ramos, F.M. and Vlassov, V.V. Analysis of the operational characteristics and limits of a loop heat pipe with porous element in the condenser. Int. J. Heat Mass Transf., Vol. 44, pp 2287–2297, 2001.
- [4.7] Ramaswamy, C., Joshi, Y., Nakayama, W. and Johnson, W. B., Thermal Performance of a Compact Two-Phase Thermosyphon: Response to Evaporator Confinement and Transient Loads", Journal of Enhanced Heat Transfer, 6, pp. 279-288, 1999.
- [4.8] Ralph Remsbourg "Thermal design of electronic equipment handbook" chapitre 1

BB. 5. Bibliographie de l'auteur

- [A.1] A. Boucherit, S. Srairi, A. Djerdir, A. Miraoui, «Analytical and numerical modeling of demagnetization phenomenon in permanent magnet motor» ICEM04, 5-8 septembre 2004.CRACOVIE-POLOGNE ,papier de 6 pages en double colonnes-CD ROM
- [A.2] A.Boucherit, A.Djerdir,M.Cirrincione, “ Convertisseur universel pour les véhicules électriques Multi-sources multi-charges », EF2009.
- [A.3] A. Boucherit, Y. M. Ayad, A. Djerdir, M. Cirrincione, M. Pucci, G. Vitale « Power Conditioning in Electrical Vehicles Fed by Fuel Cells and Supercapacitors with a Matrix Converter”, EPE 2007 - 12th European Conference on Power Electronics and Applications, 2-5 September 2007, Aalborg, Denmark, On CD.
- [A.4] A.Boucherit, A.Djerdir,M.Cirrincione, “A new topology of variable output-voltage DC-DC converter», VPPC2011 Chivago USA (somis pour le jornal « Energie and power engerineering ISSN 1934-8975.USA.
- [A.5] A.Rezig and M. R. Mekideche, A. Djerdir, A. Boucherit, and A.Miraoui “Modeling and Detection of Eccentricity and Demagnetization Faults in Brushless Permanent Magnet DC Motors by Vibroacoustic Behavior” EVERS Monaco2010.

Résumé

L'utilisation des plusieurs sources d'énergies de caractéristiques différentes, à bord du véhicule électrique (VE) nécessite l'adoption de convertisseurs statiques. Ces derniers peuvent avoir la fonction de conditionneur l'énergie des différentes sources et/ou commander les machines électriques du véhicule. Généralement les VE disposent d'un bus continu « de quelques centaines de volts » dont la stabilité est assurée par un groupe de convertisseurs élévateurs de tension (du fait que les sources ont généralement un niveau de tension faible ; quelques dizaines de volts). Lors des démarrages/arrêts très fréquents du VE en mode urbain, les sources pourraient alimenter directement le moteur de traction sans avoir recours aux convertisseurs élévateurs de tension. Afin d'exploiter cette fonctionnalité, nous proposons d'explorer une deuxième architecture de convertisseur basée 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. Ceci apportera une amélioration du rendement énergétique de l'ensemble sources-moteurs notamment en mode urbain. Par ailleurs, l'utilisation grand public de ces véhicules exige des contraintes maximales de disponibilité (continuité de service) des fonctions principales notamment l'alimentation embarquée. A travers le travail de cette thèse nous proposons une nouvelle topologie du convertisseur de puissance entre les sources (une Pile à combustibles associée à un pack de super-condensateurs) et les charges (moteur de traction et réseau de bord alimentant les auxiliaires du véhicule). Ce convertisseur adopte une tension variable du bus continu et une redondance de l'alimentation du moteur de traction.

Après la présentation du convertisseur proposé et son positionnement par rapport à la littérature, une analyse du fonctionnement et la modélisation de sa partie DC-DC est détaillée notamment à travers des résultats de simulation de ses différents modes. A ce titre un programme de simulation fine (à l'échelle des impulsions de commande) du système entier a été développé. Dans un deuxième temps, la commande automatique et rapprochée des interrupteurs de puissance a été développée en se basant respectivement sur la méthode de contrôle par petits signaux et la commande hystérésis de courant, triangulaire-rapport cyclique et triangulaire-sinus. Les résultats de simulation des fonctionnalités principales attendues mettent en évidence la faisabilité de l'architecture du convertisseur de puissance proposée. Enfin, une maquette expérimentale à échelle réduite a été développée dans le but de valider l'étude théorique. Les premiers tests expérimentaux de la partie DC-DC du convertisseur donnent des résultats satisfaisant et valident ainsi le processus de conception. Le travail futur sera la réalisation d'une maquette à échelle 1 dans laquelle la conception du refroidisseur sera intégrée en amont de la réalisation du plan de masse dudit convertisseur. Nous pensons que cela permettra une meilleure optimisation de l'espace à bord du véhicule et améliorera le rendement énergétique de la chaîne de traction.

Abstract

The use of many energy sources of different kind in a electrical vehicle (EV) needs the adoption of static converters. These can have the function of either conditioning energy or driving the electrical machines of the vehicle. EV's generally have a DC bus of some hundred volts, whose stability is ensured by a set of boost converters, since the voltage level of the several sources is as low as about some tens of volts. During frequent start/stop phases of EV's in urban mode, energy sources can feed the motors directly without using the converters. On the basis of this consideration this thesis proposes a novel converter topology adopting a variable DC voltage level. In this approach the lowest level of the DC bus is determined as a function of the voltages available from the sources and of the required speed (back fem of the traction motor). In this way the variable step-up voltage ratio is minimal at low speeds of the EV in urban mode and maximal at higher speeds in motorway modes. This would result in an energy efficiency improvement of the sources-motors system, especially in urban mode. On the other hand the use of this EV demands some constraints as for the service continuity of the main functions of the EV, particularly the energy supply.

This thesis proposes a novel power converter topology between the sources (a Fuel Cell System associated with a pack of Super-capacitors) and the loads (traction motor and auxiliary supply system). This converter adopts a variable DC bus voltage and a redundant supply of the traction motor.

After presenting the proposed converter in the framework of the state of the art, the analysis and modelling of its DC/DC part is presented, especially with simulation results of the different modes of operation. With this regard a complete simulation program has been developed down to the scale of switching pulses. Afterwards the control of the power devices has been developed by using the small signal control and the hysteresis control, triangular duty cycle and triangular sine. The simulation results of the main modes show the feasibility of the proposed power converter architecture.

Finally an experimental rig has been set up, at reduced scale, for assessing the theoretical analysis. The experimental results of the DC/DC part yield satisfactory results thus proving the effectiveness of the design. Future work will focus on setting up a real scale converter, where the cooling system design will be added before realizing the mass board of the converter. This should lead up to the optimization of the volume occupied in the EV and to the improvement of the energy efficiency of the traction chain.