HAL
open science

Gestion optimisée des flux énergétiques dans le véhicule électrique

Adrian Florescu

To cite this version:

Adrian Florescu. Gestion optimisée des flux énergétiques dans le véhicule électrique. Energie électrique. Université de Grenoble, 2012. Français. NNT : . tel-00798937v1

HAL Id: tel-00798937

https://theses.hal.science/tel-00798937v1

Submitted on 11 Mar 2013 (v1), last revised 15 May 2013 (v2)

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 GRENOBLE

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Génie Électrique**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

« Adrian FLORESCU »

Thèse dirigée par **« Pr. Seddik BACHA »** et
codirigée par **« Dr. Antoneta Iuliana BRATCU »**

préparée au sein du **Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble (G2Elab)** dans le cadre de **l'École Doctorale : Électronique, Électrotechnique, Automatique et Traitement du Signal (EEATS)**

Gestion optimisée des flux énergétiques dans le véhicule électrique

Thèse soutenue publiquement le **19 novembre 2012**,
devant le jury composé de :

M., Mohamed, MACHMOUM
Professeur de l'Université de Nantes, **Président**
Mme., Marie-Cécile, PERA
Professeur au FEMTO-ST à Belfort, **Rapporteur**
M., Rochdi, TRIGUI
Chargé de recherche au IFSTAR à Lyon, **Rapporteur**
M., Remus, TEODORESCU
Professeur de l'Université de Aalborg, **Examinateur**
M., Mathias, GERARD
Ingénieur de recherche au CEA à Grenoble, **Examinateur**
M., Seddik, BACHA
Professeur de l'Université Joseph Fourier, **Directeur de thèse**
Mme., Antoneta Iuliana, BRATCU
Maître de Conférences, GIPSA-LAB à Grenoble, **Co-encadrante**

…à mon père

L'Art est long et le Temps est court.

Charles BAUDELAIRE

Remerciements

Cette thèse a été réalisée au sein du « Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble » (G2ELab) dans le cadre du projet VELECTA (Véhicule Electrique à Technologie Avancée).

Je souhaite exprimer ma reconnaissance tout d'abord envers mes directeurs de thèse M. Seddik BACHA, je ne peux que vous dire un énorme merci pour tout : la science, les conseils, l'humanité, les discussions enrichissantes que nous avons portées tout au long de ces années, le support moral et enfin merci d'avoir été là. Plus qu'un professeur, qu'un directeur de thèse ou qu'un chef d'équipe, tout au long de ces années M. Seddik BACHA a été pour moi comme une famille.

Je voudrais exprimer également ma profonde gratitude à Mme. Antoneta Iuliana BRATCU, ma deuxième co-encadrante, pour touts les encouragements, les discussions partagées et les sages conseils. J'ai beaucoup apprécié t'avoir à mes côtés pendant cette thèse. De même, c'était vraiment important pour moi d'avoir tes conseils et ton expérience. J'ai beaucoup apprécié et je te remercie encore une fois d'avoir suivi mes travaux .Un grand merci, chère Anto, pour ta qualité humaine, (« Iti multumesc din suflet ! »).

Dans les quelques lignes qui suivent je vais essayer d'exprimer par des mots simples mes sincères remerciements à :

M. Mohamed MACHMOUM, Professeur des universités, pour m'avoir fait l'honneur de participer et de présider le jury.

Mme. Marie-Cécile PERA, Professeur des universités, d'avoir accepté d'être rapporteur de ce travail. Je vous remercie pour l'intérêt que vous avez porté à ma thèse, ainsi que pour la précision de votre rapport.

M. Rochdi TRIGUI, Chargé de recherche, d'avoir accepte d'être aussi rapporteur de ce travail. Je suis vraiment reconnaissant de l'attention que vous avez portée à ma thèse donnant assurément une valeur supplémentaire à ce manuscrit de thèse.

M. Remus TEODORESCU, Professeur des universités, pour ses conseils, son intérêt sur mon travail et finalement, pour avoir participé à mon jury de thèse.

M. Mathias GERARD, Ingénieur de recherche, d'être present à ce jury en tant qu'examinateur.

« Toi, lecteur, qui décide de te lancer dans la lecture de ce mémoire, sache que cette aventure aurait été beaucoup plus rude et le contenu aurait été d'une richesse scientifique moindre si la personne que je vais citer ci-après n'avait pas été là. »

Je tiens donc à remercier Iulian (Grand Sef), pour m'avoir montré que dans la vie tout peut être simple et amusant si on garde toujours notre dose d'humour. Un grand merci pour sa qualité humaine, pour tout ce qu'il a apporté à ma

formation humaine et scientifique, pour la confiance qu'il ma insufflée, pour toutes ses idées (« punem un filtru ! ») qui ont permis de mieux cadrer et façonner le travail réalisé pendant cette thèse (« iti multumesc foarte mult, Grand Sef ! »).

Je voudrais également remercier :

Le Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab), pour avoir financé mes travaux de Recherche.

Evidemment, l'aide des membres du laboratoire fut très précieuse pour mener à bien mes travaux. Je remercie : Daniel ROYE, James ROUDET, Yvon BESANGER, Gerard MEUNIER, Jacques DAVOINE, Bertrand RAISON, Delphine RIU, Raphael CAIRE, Jean BARBAROUX, Elise RIADO, Antoine LABONNE, Sylvie GARCIA, François BLANCHE, Corinne MARCON, Jacqueline DELAYE ...

M. Mircea EREMIA, Professeur à l'Université Polytechnique de Bucarest, pour m'avoir « découvert » et envoyé à Grenoble en tant qu'étudiant Erasmus/Socrates. Mes plus vifs remerciements pour avoir déclenché la folie et changer peut-être la direction de ma vie.

Axel RUMEAU pour ton aide à la correction de ce document et pour ton intérêt et suivi.

Harun, merci à toi aussi pour ta bonne humeur, ton amitié et pour l'inoubliable voyage aux E.U.

Mon équipe pédagogique à l'UFR de Physique de l'Université Joseph Fourier de Grenoble, institution où j'ai travaillé en tant que moniteur en électrotechnique et électronique : Jean-Michel GUICHON et François CAMUS.

Mes chers collègues (et anciens collègues et amis) : Iulian (Grand Sef), Anto, Octavian (Sef Sef), Diana, Cristinel, Petrisor, Cornel, Dan, Bianca, Cristina, Ancuta, Monica, Ghaith, Andrei, Axel, Antoine, Cedric, Carlos, Maria, Matthieu, Didier, Harun, Mirela, Benoit, Mansour, Marc, Lakhdar, Julian, Hussein, Rim, Simon, Ali, Razmik, je souhaite vous adresser tout simplement un énorme MERCI pour tous les moments inoubliables que nous avons passés ensemble !

Je souhaite adresser mes vifs remerciements à tous les amis qui m'ont accueilli pendant mes séjours à Grenoble et à toutes les personnes que j'ai rencontrées à Grenoble pour les moments inoubliables passés ensemble.

Un merci particulier à ma nouvelle famille, vous êtes tout simplement formidables. Merci pour votre chaleur et soutien !

Toujours le meilleur pour la fin, Andreea, qui a toujours été à côté de moi et qui a su me motiver et m'encourager dans les moments difficiles.

Je remercie de tout mon coeur mes parents et ma famille !

Table des matières

TABLE DES MATIÈRES

Table de Figures ..... **xiii**
Liste des Tableux ..... **xix**
Notations ..... **xxi**

Introduction générale **1**

Chapitre I
Généralités sur les véhicules électriques et hybrides **3**
I.1. Introduction 5
I.2. Contexte et aspects environnementaux 6
I.3. Les organes de la traction électrique 7
I.3.1. Généralités sur les véhicules hybrides thermiques électriques 7
I.3.2. Les composants à bord du véhicule électrique 8
I.3.2.1. Les sources d'énergie 9
I.3.2.2. Les systèmes de propulsion électrique 14
I.4. Principales configurations des véhicules 20
I.4.1. Les véhicules hybrides thermiques électriques 20
I.4.1.1. Configuration hybride série 20
I.4.1.2. Configuration hybride parallèle 21
I.4.1.3. Configuration hybride série-parallèle 21
I.4.1.4. Configuration hybride complexe 22
I.4.2. Les véhicules électriques 23
I.5. Conclusion 26

Chapitre II
Modélisation des éléments à bord des véhicules électriques **27**
II.1. Introduction 29
II.2. Architecture choisie pour le système électrique à bord du véhicule électrique 29
II.3. Modélisation du système électrique du véhicule 29
II.3.1. Modélisation de la batterie 30
II.3.2. Modélisation du supercondensateur 33
II.3.3. Modélisation du convertisseur de puissance (Buck-boost) 33
II.3.4. Le véhicule électrique et son groupe motopropulseur 35
II.3.4.1. Modélisation de l'association convertisseur moteur électrique 36
II.3.4.2. Réducteur et transmission 36
II.3.4.3. Modèle dynamique du véhicule 37
II.4. Conclusion 40

Chapitre III
Gestion de l'énergie dans les véhicules électriques 43
III.1. Introduction 45
III.2. Résolution du problème de gestion de l'énergie par séparation en fréquence 45
III.2.1. Filtre du premier ordre 47
III.2.1.1. Conception de la structure de contrôle-commande 49
III.2.1.2. Discussion sur les résultats de simulation numérique 56
III.2.2. Synthèse 61
III.3. Séparation en fréquence adaptative 61
III.3.1. Conception du filtre adaptatif 62
III.3.2. Validation par simulations numériques 67
III.3.3. Synthèse 69
III.4. Conclusion 70

Chapitre IV
Commande optimale LQG appliquée à la gestion optimale de l'énergie dans les véhicules électriques 71
IV.1. Introduction 73
IV.2. Etat de l'art sur les méthodes de commande optimale 73
IV.2.1. Commande optimale 74
IV.2.1.1. Formulation du problème 74
IV.2.1.2. Méthode de résolution 75
IV.2.2. Commande Linéaire Quadratique 77
IV.2.3. Commande Linéaire Quadratique Gaussienne 77
IV.2.3.1. Enoncé général 77
IV.2.3.2. Structure de commande LQG 78
IV.3. Commande optimale LQG appliquée à la gestion optimale de l'énergie dans les véhicules électriques 79
IV.4. Modélisation 81
IV.5. Conception de la structure de commande 84
IV.5.1. Conception du contrôle à basse fréquence 84
IV.5.2. Conception du contrôle LQG 87
IV.6. Validation par simulation numérique 88
IV.6.1. Validation du contrôle à basse fréquence 88
IV.6.2. Validation de la commande LQG 89
IV.7. Conclusion 93

Chapitre V
Banc de test temps réel : validation des strategies proposées 95
V.1. Introduction 97
V.2. Simulation numérique temps réel 98
V.2.1. Introduction aux systèmes de simulation 98
V.2.1.1. Systèmes de simulation « Hors temps réel » 99
V.2.1.2. Systèmes de simulation temps réel 100
V.2.2. Caractéristiques d'une simulation temps réel 103
V.2.3. Synthèse 107
V.3. Mise en œuvre d'un banc d'essai pour les véhicules électriques 107
V.3.1. Descriptif du banc d'essai 107
V.3.2. Correspondance avec les éléments physiques 109
V.3.2.1. Emulation du système d'alimentation 109

V.3.2.2. Emulation de l'environnement du conducteur 112
V.3.3. Similitude et facteur d'échelle 114
V.3.3.1. Emulation du cycle de conduite 116
V.3.3.2. Emulation des sources d'énergie 120
V.3.4. Synthèse 121
V.4. Validation des cas 121
V.4.1. Gestion de l'énergie dans les véhicules électriques 121
V.4.2. Filtre adaptatif 126
V.4.3. Validation de la commande LQG 128
V.4.4. Synthèse 132
V.5. Mise en œuvre d'un banc d'essai pour les véhicules électriques en utilisant un supercondensateur réel 132
V.5.1. Filtre du premier ordre 134
V.5.2. Validation de la commande LQG 137
V.6. Conclusion 139

Conclusion générale 141

Bibliographie 143

Annexe A Paramètres du véhicule électrique 155
Annexe B Paramètres de l'arhitecture de contrôle 159
Annexe B.1. Architecture de contrôle concernant la simulation 159
Annexe B.1. Architecture de contrôle concernant le banc d'essais 160
Annexe C Banc d'essais 161
Annexe C.1. Partie software 161
Annexe C.2. Partie hadware 165
Annexe C.3. Le supercondensateur avec le convertisseur de puissance du banc d'essais. 170

Table des Figures

Chapitre I

Généralités sur les véhicules électriques et hybrides..... 3

Figure I.1. a) Part, en pourcentage, des émissions de CO_2 dans le monde selon le secteur (année 2003) ; b) Evolution des émissions de CO_2 par secteur (en millions de tonnes). 6

Figure I.2 Illustration conceptuelle d'un véhicule hybride thermique électrique..... 7

Figure I.3 Diagramme de Ragone pour des différentes sources d'énergie..... 10

Figure I.4 Les différentes technologies de condensateurs : a) électrostatique, b) électrolytique, c) double couche électrochimique. 12

Figure I.5 Principe de la couche double électrique. 13

Figure I.6 Comparaison entre un supercondensateur et une batterie pour un courant de charge et de décharge constant 14

Figure I.7 Schéma de fonctionnement pour un système de propulsion électrique. 15

Figure I.8 Contraintes de l'interface de puissance. 17

Figure I.9 Les différentes formes de conversion de l'énergie électrique et les convertisseurs d'électronique de puissance correspondants..... 17

Figure I.10 Plage de courant, de tension et de fréquence pour les différents interrupteurs de puissance..... 18

Figure I.11 Schéma de principe de l'architecture hybride série. 20

Figure I.12 Schéma de principe de l'architecture hybride parallèle. 21

Figure I.13 Schéma de principe de l'architecture hybride série-parallèle. 22

Figure I.14 Schéma de principe de l'architecture hybride complexe. 23

Figure I.15 Schéma de principe d'un véhicule électrique standard. 23

Figure I.16 Architecture hybride proposée pour le véhicule électrique à supercondensateurs, Topologie A..... 25

Figure I.17 Architecture hybride proposée pour le véhicule électrique à supercondensateurs, Topologie B.. 25

Chapitre II

Modélisation des éléments à bord des véhicules électriques 27

Figure II.1 Architecture du véhicule choisi. 29
Figure II.2 Circuit équivalent de la batterie (pour une cellule), modèle statique..... 30
Figure II.3 Circuit équivalent de la batterie (pour une cellule), modèle dynamique. 31
Figure II.4 La configuration de la batterie choisie..... 32
Figure II.5 Circuit équivalent du module de supercondensateurs..... 33
Figure II.6 Le modèle du convertisseur de puissance Buck-boost. 34
Figure II.7 Schéma de la chaîne de traction..... 35
Figure II.8 Les caractéristiques du moteur électrique (puissance et couple). 36
Figure II.9 Schéma des forces agissant sur le véhicule en mouvement. 37
Figure II.10 Cycle de vitesse Européen Normalisé, partie urbaine (ECE15). 39
Figure II.11 Cycle de vitesse réel. 39
Figure II.12 La topologie du système d'alimentation en puissance..... 40
Figure II.13 La topologie du système d'environnement du conducteur... 41

Chapitre III

Gestion de l'énergie dans les véhicules électriques 43

Figure III.1 La puissance de la charge décomposée en deux composantes : moyenne et dynamique. 45
Figure III.2 Les différentes architectures du véhicule électrique étudié : a) Topologie A, b) Topologie B..... 46
Figure III.3 La topologie A du véhicule montrant les interactions entre ses différents sous-systèmes 47
Figure III.4 a) Un exemple de courant de charge ; b) La répartition spectrale de ce courant I_{FFT} 48
Figure III.5 La topologie du système d'alimentation en puissance..... 50
Figure III.6 Schéma global du système concernant la gestion de l'énergie organisée sur deux niveaux hiérarchiques avec des boucles imbriquées. 51
Figure III.7 Architecture de contrôle-commande de bas niveau. 52
Figure III.8 La dynamique liniarisée de la tension de bus DC..... 55
Figure III.9 Cycle de roulage réel de vitesse du véhicule. 57
Figure III.10 La performance de la stratégie de contrôle pour une variation aléatoire du courant de charge 58
Figure III.11 a) Le courant de charge dans le bus DC ; b) Les courants de la batterie et du supercondensateur 59
Figure III.12 Evolution de la tension aux bornes du bus DC. 59

Figure III.13 a) Variation de la tension de la batterie ; b) Variation de la tension du supercondensateur 59
Figure III.14 Le rapport cyclique de la batterie *vs*. le rapport cyclique du supercondensateur..... 60
Figure III.15 a) Les courants dans la batterie pour deux fréquences de séparation différentes (correspondant à T=0.5 s et à T=15 s) ; b) Les courants dans le supercondensateur pour les mêmes fréquences de séparation comme en a).. 60
Figure III.16 Évolution de la tension aux bornes du supercondensateur durant le cycle de fonctionnement réel : exemple de choix de la zone privilégiée de fonctionnement.. 62
Figure III.17 Principe d'un filtre adaptatif.. 63
Figure III.18 Schéma global de la gestion de l'énergie en utilisant le filtre adaptatif, organisé comme un système de contrôle à deux niveaux.. 64
Figure III.19 L'architecture de contrôle-commande pour la tension du supercondensateur..... 65
Figure III.20 Schéma de principe permettant l'adaptation de la structure de temps du filtre de séparation, T_{ref}.. 66
Figure III.21 a) La variation du courant de charge sur bus DC, la variation de la tension du supercondensateur et la variation de la fréquence de séparation correspondante à la constante de temps T_{ref} ; b) Le zoom de la figure a).. 68
Figure III.22 a) Les variations du courant de la batterie *vs.* du supercondensateur, la variation de la fréquence de séparation correspondante à la constante de temps T_{ref} ; b) Zoom de la figure a)... 69

Chapitre IV

Commande optimale LQG appliquée à la gestion optimale de l'énergie dans les véhicules électriques 71

Figure IV.1 La configuration du système du véhicule électrique considéré. 80
Figure IV.2 La stratégie de contrôle global du système de gestion énergétique proposée : mise en évidence des boucles de contrôle de basse et haute fréquence respectivement..... 81
Figure IV.3 La structure utilisée pour le gain-scheduling. 88
Figure IV.4 Performance de la boucle du contrôle-commande de la tension du bus DC sur des variations d'échelon de courant de charge de 1A : a) la variation du courant de la batterie et b) la variation de la tension du bus DC..... 89
Figure IV.5 Performance de la boucle de contrôle-commande de la tension du supercondensateur sur des variations en échelon : a) de la tension du supercondensateur et b) du courant du supercondensateur. 89
Figure IV.6 Variation stochastique du courant de charge ayant la valeur moyenne de 34.3 A et la déviation standard de la valeur moyenne de 27.8 A. 90

Figure IV.7 a) Le courant de la batterie pour trois valeurs de β ; b) le courant du supercondensateur pour les mêmes valeurs de β, comme dans a)..... 90
Figure IV.8 a)Évolution de la tension du bus DC pour deux valeurs différentes de β ; b) la tension du supercondesateur pour les mêmes valeurs de β comme dans a)..... 91
Figure IV.9 Les rapports cycliques pour les convertisseurs de puissance de la batterie respectivement pour le supercondensateur, les rapports cycliques pour β=60 (lignes noires) et les mêmes rapports cycliques pour β=0.1 (lignes bleus)..... 91
Figure IV.10 Déviation standard du courant de la batterie en fonction du facteur de pondération β.... 92
Figure IV.11 a) Les pertes dans les convertisseurs de puissance (batterie et supercondensateur) pour différentes valeurs du facteur de pondération β ; b) déviation standard du courant de la batterie et du courant de charge pour les mêmes valeurs du facteur de pondération β 93

Chapitre V

Banc de test temps réel : validation des strategies proposées..... 95

Figure V.1 Classification des simulateurs..... 99
Figure V.2 Principe de la simulation hors temps réel. 99
Figure V.3 Pas de calcul d'un système temps réel..... 101
Figure V.4 Les deux classes de simulateurs hybrides temps réel : a) HIL ; b) PHIL. 103
Figure V.5 Pas de temps d'une simulation numérique temps réel : a) temps réel assurée, b) temps réel non-assuré..... 104
Figure V.6 Retards d'un simulateur numérique temps réel. 105
Figure V.7 Retards mesurés sur le simulateur RT-LAB 105
Figure V.8 Exemple de retards mesures sur le simulateur RT-LAB. 106
Figure V.9 Schéma de principe du banc d'essais pour le véhicule électrique basé sur simulateur temps réel. 108
Figure V.10 Banc de test pour le véhicule électrique basé sur simulation temps réel hybride en puissance 108
Figure V.11 Correspondance avec les éléments physiques pour la partie du système d'alimentation. 110
Figure V.12 La structure du simulateur numérique temps réel RT-LAB. 111
Figure V.13 Correspondance avec les éléments physiques pour la partie de l'environnement du conducteur 113
Figure V.14 Correspondance entre le véhicule réel et le banc d'essai..... 116
Figure V.15 Position du problème véhicule réel *vs.* système émulé..... 117
Figure V.16 Schéma général pour l'émulation du couple résistant du véhicule. 118
Figure V.17 Le détail de la fonction *f* 119

Figure V.18 La puissance mécanique du moteur vs. la puissance du véhicule..... 121
Figure V.19 Les profils urbains utilisés pour la validation sur banc d'essais, a) le cycle réel (IFSTAR) ; b) le cycle normalisée ECE15..... 122
Figure V.20 Schéma global du système concernant la gestion de l'énergie..... 122
Figure V.21 La performance de la stratégie de contrôle sur une variation du courant de charge aléatoire : Ch1−tension bus DC 40 V/V ; Ch2−la commande 10 A/V ; Ch3−courant batterie 10 A/V ; Ch4−courant supercondensateur 10 A/V..... 123
Figure V.22 a) Le courant de charge sur bus DC ; b) Les courants de la batterie et du supercondensateur. 124
Figure V.23 Evolution de la tension aux bornes du bus DC..... 124
Figure V.24 a) La variation de la tension de la batterie ; b) La variation de la tension du supercondensateur. 125
Figure V.25 Le rapport cyclique de la batterie vs. le rapport cyclique du supercondensateur. 125
Figure V.26 a) Les courants dans la batterie pour deux fréquences de séparation différentes (ligne noire pour T=0.5 s et ligne rouge pour T=15 s) ; b) Les courants dans le supercondensateur pour les mêmes fréquences de séparation comme en a) (ligne noire pour T=0.5 s et ligne rouge pour T=15 s).... 126
Figure V.27 a) Le courant de charge sur le bus DC ; b) Les courants de la batterie et du supercondensateur.. 127
Figure V.28 a)La variation du courant de charge (ligne noire), la variation de la tension du supercondensateur (ligne rouge), la variation de la fréquence de séparation (ligne gris) ; b) Zoom de la figure a) 128
Figure V.29 DS du courant de la batterie pour différentes valeurs du facteur de pondération..... 129
Figure V.30 a) Le courant de la batterie pour trois valeurs de β (ligne noire pour β=100, ligne grise pour β=20 et β en rouge pour β=0.1), b) le courant du supercondensateur pour les mêmes valeurs de β, comme dans a).. 129
Figure V.31 a) La tension du bus DC pour deux valeurs différentes de β (ligne noire pour β=100 et en ligne gris pour β=0.1) ; b) La tension du supercondensateur pour les mêmes valeurs de β comme en a) 130
Figure V.32 Les rapports cycliques pour les convertisseurs de puissance de la batterie respectivement et du supercondensateur, les rapports cycliques pour β=100 (lignes noires) et rapports cycliques pour β=0.1 (lignes grises) 130
Figure V.33 Boucle de régulation de la tension du supercondensateur.. 131
Figure V.34 a)La variation du courant de supercondensateur (ligne noire), la variation du courant de la batterie (ligne gris), la variation de la tension du supercondensateur (ligne rouge) pour β=100 ; b) Zoom de la figure a).. 131
Figure V.35 Banc de test pour le véhicule électrique utilisant un supercondensateur réel..... 133

Figure V.36 a) La performance de la stratégie de contrôle pour une variation aléatoire du courant de charge ; b) Zoom de la figure a) 134
Figure V.37 Les courants de la batterie (ligne noire) et du supercondensateur (ligne rouge) 135
Figure V.38 Evolution de la tension aux bornes du bus DC 135
Figure V.39 a) Variation de la tension de la batterie ; b) Variation de la tension du supercondensateur.. 136
Figure V.40 Le rapport cyclique de la batterie *vs.* le rapport cyclique du supercondensateur..... 136
Figure V.41 a) Le courant du supercondensateur dans le système supercondensateur émule *vs.* le courant du supercondensateur dans le système supercondensateur réel ; b) Zoom de la figure a)..... 137
Figure V.42 Le courant de la batterie pour β=1 et le courant du supercondensateur pour β=1 138
Figure V.43 Le courant du supercondensateur pour deux valeurs différentes de β=1 et β=10..... 138
Figure V.44 a) La tension du bus DC (β=1) ; b) la tension du supercondensateur (β=1) 138
Figure V.45 Le courant du supercondensateur dans le système supercondensateur émule vs. le courant du supercondensateur dans le système supercondensateur réel 139

Annexes

Annexe C Banc d'essais..... 161

Figure C.1 La structure du simulateur RT-LAB 161
Figure C.2 Interface graphique RT-LAB..... 163
Figure C.3 Outils logiciels intervenant dans le développement, la traduction et l'interfaçage..... 164
Figure C.4 Interface graphique dSPACE..... 165
Figure C.5 Amplificateur de puissance..... 166
Figure C.6 L'ensemble source continue, charge continue programmable..... 167
Figure C.7 Module de conditionnement du courant et de la tension.. 167
Figure C.8 Les moteurs électriques 167
Figure C.9 L'interface d'électronique de puissance..... 169
Figure C.10 Synoptique complet de la baie d'électronique de puissance..... 170
Figure C.11 La baie du supercondensateur..... 171
Figure C.12 Le schéma « Altium »du convertisseur Buck-boost 173
Figure C.13 Les plans sous « See Electrical Expert » de la baie du supercondensateur 173

Liste des Tableaux

Chapitre I

Généralités sur les véhicules électriques et hybrides..... 3

Tableau I.1. Résume des différents types de batteries les plus utilisés dans le domaine des véhicules électriques et hybrides 11

Tableau I.2 Comparaison des performances. 14

Tableau I.3 Comparaison des technologies de machine électrique..... 16

Annexes

Annexe A Paramètres du véhicule électrique.....155

Tableau A.1 Caractéristiques des éléments de la source principale d'énergie... 155

Tableau A.2 Caractéristiques des éléments de la source secondaire d'énergie... 156

Annexe C Banc d'essais..... 161

Tableau C.1 Caracteristiques nominales en sortie de l'amplificateur puissance (pour une phase).. 166

Tableau C.2 Caractéristiques nominales de la MCC 168

Tableau C.3 Caractéristiques nominales de la MSAP 168

Tableau C.4 Caractéristiques du supercondensateur Maxwell BoostCap 165 F 172

Notations

Symbole	*Signification*	*Unité*
Batterie		
v_{bat}	Tension de la batterie	V
E_{bat}	Tension à vide de la batterie	V
i_{bat}	Courant de la batterie	A
R_{bat}	Résistance interne de la batterie	Ω
R_1 et R_2	Résistances internes charge/décharge de la batterie	Ω
C_1 et C_2	Capacités internes charge/décharge de la batterie	F
SOC	(State Of Charge) Etat de charge	%
DOD	(Depth of Discharge) Taux de décharge	%
Q_n	Capacité nominale	Ah
$Q(t)$	Capacité d'électricité restante à l'instant t dans la batterie	Ah
η_F	Rendement faradique	–
N	Nombre de monoblocs	–
Supercondensateur		
v_{SC}	Tension du supercondensateur	V
i_{SC}	Courant du supercondensateru	A
R_s	Résistance équivalente série	Ω
R_1 et R_2	Résistances du premier et deuxième circuit RC	Ω

Symbole	*Signification*	*Unité*
C_1 et C_2	Capacités du premier et deuxième circuit RC	F
C_0	Capacité équivalente	F
Convertisseur de puissance Buck-boost		
E	Tension à vide de la source d'énergie	V
v_{ES}	Tension de la source	V
i_{ES}	Courant de la source	A
R_{ES}	Résistance interne de la source	Ω
L_{ES}	Inductance du convertisseur	H
v_{DC}	Tension du bus DC	V
R_{DC}	Résistance du bus DC	Ω
C_{DC}	Capacité du bus DC	F
α_{ES}	Rapport cyclique	–
i_L	Courant de charge	A
i	Courant de sortie du convertisseur	A
P_{com}	Pertes par commutation	W
f_{dec}	Fréquence de découpage	Hz
E_{on}	Pertes joule à l'enclenchement	W
E_{off}	Pertes joule au declenchement	W
P_{cond}	Pertes par conduction	W
R_{CE}	Résistance de l'IGBT entre Collecteur et Emetteur	Ω
V_{CE}	Tension de l'IGBT entre Collecteur et Emetteur	V
V_{EC}	Tension inverse de la diode	V

Symbole	*Signification*	*Unité*
$i_{efficace}$	Courant efficace dans le composant	A
$i_{moyenne}$	Courant moyen dans le composant	A
P_{CU}	Pertes cuivre	W
R_L	Résistance de la bobine	Ω
P_{cond_diode}	Pertes par conduction dans la diode	W
P_{com_diode}	Pertes par commutation dans la diode	W
r_D	Résistance de la diode	Ω
E_{rr}	Pertes joules de relaxation dans la diode	V
$P_{DC/DC\,bat}$	Pertes totales dans le convertisseur de la batterie	W
$P_{DC/DC\,SC}$	Pertes totales dans le convertisseur du supercondensateur	W
Machine électrique		
C_M	Couple de la machine électrique	Nm
Ω_M	Vitesse de rotation	rad/s
P_M	Puissance de la machine électrique	W
η_M	Rendement de la machine	–
Réducteur et transmission		
C_{roue}	Couple aux roues	Nm
Ω_{roue}	Vitesse de rotation aux roues	rad/s
δ	Rapport de réduction/transmission	–
η_{red}	Rendement réducteur	–

Symbole	*Signification*	*Unité*
Dynamique du véhicule		
F_t	Force de traction du véhicule	N
R_{roue}	Rayon du pneu	m
v	Vitesse véhicule	m/s
$\tan(\alpha)$	Pente de la route	rad
M	Masse totale du véhicule	kg
γ	Facteur de masse	–
$\sum F_r$	Somme des forces résistantes	N
$F_{aéro}$	Force aérodynamique	N
F_{roue}	Force de roulement	N
F_{pente}	Force de résistance de gravité sur une montée	N
ρ_{air}	Masse volumique de l'air	Kg/m^3
S	Surface frontale du véhicule	m^2
C_x	Coefficient de traînée	–
v_a	Vitesse du vent	m/s
μ	Coefficient de résistance au roulement	–
g	Accélération de la gravité	m/s^2
Gestion de l'énergie et commande optimale (LQG)		
v_{DC}^*	Tension de référence du bus DC	V
v_{SC}^*	Tension de référence du supercondensateur	V
$v_{SC\max}$ et $v_{SC\min}$	Tension maximale et minimale du supercondensateur	V
i_{bat}^*	Courant de la batterie de référence	A

Symbole	*Signification*	*Unité*
i_{SC}^{*}	Courant du supercondensateur de référence	A
i_1 et i_2	Courants de sortie (convertisseurs) hachés	A
i_{com}	Courant total considérée comme entrée de commande	A
i_q	Courant des systèmes électromécanique	A
i_{ES}^{*}	Courant de référence des sources d'énergie	A
i_{SC}^{1}	Courant de sortie du filtre passe-haut	A
i_{DC}	Courant échangé avec le bus DC	A
Ω_M^{*}	Vitesse de référence correspondante à la vitesse de rotation des roues	rad/s
C_R	Couple résistant du véhicule	Nm
$L = L_{ES}$	Inductance du convertisseur	H
α_{bat}	Rapport cyclique de convertisseur pour la batterie	–
α_{SC}	Rapport cyclique de convertisseur pour le supercondensateru	–
K_p	Terme proportionnel	–
T_i	Constante de temps (Terme intégrateur)	–
v_{DC}^{0}	Tension du bus DC autour du point de fonctionnement	V
i_L^{0}	Courant de charge autour du point de fonctionnement	A
i_{bat}^{0}	Courant de batterie autour du point de fonctionnement	A
β	Facteur de pondération	–

Symbole	*Signification*	*Unité*
i_{SC}^{*0}	Courant du supercondensateur de référence autour du point de fonctionnement	A
Δv_{DC}	Les variations de la tension du bus DC autour du point de fonctionnement	V
Δi_{com}	Les variations du courant total (commande) autour du point de fonctionnement	A
Δi_L	Les variations du courant de charge autour du point de fonctionnement	A
Δi_{bat}	Les variations du courant de batterie autour du point de fonctionnement	A
Δi_{SC}	Les variations du courant de supercondensateur autour du point de fonctionnement	A
T	Constante de temps	s
T_{ref}	Constante de temps de référence	s
$T_{\max}$ et $T_{\min}$	Constante de temps maximale et minimale	s
Acronymes		
VE	Véhicule électrique	–
VHTE	Véhicule hybride thermique électrique	–
GES	Gaz à effet de serre	–
SC	Supercondensateur	–
Bus DC	Bus continu	–
EMS	Energy Management System	–
MSAP	Machine Synchrone à aimants permanents	–
MCC	Machine à courant continu	–
PI	Proportionnel-intégrale	–

Acronymes		
LQG	Linéaire Quadratique Gaussienne	–
SAP	Système d'alimentation en puissance	–
EC	Environnement du conducteur	–
DS	Déviations standard	–
HIL	Hardware In-the-Loop	–
PHIL	Power Hardware In-the-Loop	–

Introduction générale

Introduction générale

Le véhicule électrique en tant qu'objet d'étude est riche en problèmes ouverts qu'ils soient techniques ou socio-économiques. Les véhicules électriques « propres » sont en effet devenus un enjeu majeur de société en raison de la montée en puissance des préoccupations environnementales, de la volatilité du prix du pétrole et de la force régalienne des autorités publiques. La volonté politique de déporter les émissions de polluants vers les centres de production d'énergie d'une part et d'autre part la nécessité de réduire la facture énergétique ont amené à plusieurs pistes de réflexion scientifique. Agir sur l'architecture énergétique interne au véhicule ou penser son intégration en tant que charge, voire générateur, non conventionnel au sein du réseau seul ou coordonné avec d'autres charges dont le bâtiment. D'autre vont plus loin en pensant « *cluster énergétique* » où le véhicule serait un acteur non négligeable à côté de générateurs à base de renouvelable et enfin de bâtiments et de réseaux intelligents.

Cette thèse se focalise sur le premier thème, à savoir l'architecture physique et algorithmique du véhicule électrique.

Les objectifs généraux concernant les véhicules électriques sont : la réduction des émissions de gaz à effet de serre (CO_2,) ou toxiques (NOx, CO, *etc.*), l'amélioration de l'autonomie, la réduction des coûts, la recharge rapide, la prolongation de la durée de vie des systèmes de stockage, la sûreté de fonctionnement.

Le travail est financé par un projet du Fond Unique d'Investissement (FUI), à savoir le projet VELECTA (**V**éhicule **ELEC**trique à **T**echnologie **A**vancée). Le véhicule étudié, dans un premier temps de manière générique, est un véhicule tout électrique hybridé ou non avec des supercondensateurs. Les buts recherchés sont l'accroissement de l'autonomie et la diminution du stress dans les batteries par l'optimisation des flux énergétiques, la création de bonnes architectures électriques autour du stockage, la conception d'algorithmes de contrôle-commande sur la base de critère technico-économique (coûts d'installation, maintenance, autonomie, confort, *etc.*). Ces deux objectifs ont sous tendue la thèse comme base de mise en œuvre de lois de commande optimales ou basées sur le bon sens. Ces lois de commandes ont été testées et validées sur un banc d'essai temps réel dédié.

Le travaux réalisés dans cette thèse, effectués au sein du Laboratoire de Génie Électrique de Grenoble, (G2Elab) sont structurés en cinq chapitres comme suit.

Dans le premier chapitre, *Généralités sur les véhicules électriques et hybrides*, le rôle du transport dans le réchauffement climatique est exposé et la nécessité d'adopter une solution au remplacement du pétrole est mise en évidence. Un des moyens est l'utilisation des véhicules pures électriques. Une introduction générale est présentée sur les véhicules électriques ou hybrides thermiques électriques, sur leurs architectures énergétiques, les contraintes de fonctionnement et enfin sur leurs composants. Le chapitre se clôt par une description de l'architecture retenue.

Le second chapitre, *Modélisation des composantes à bord des véhicules électriques*, a trait à la modélisation des divers composants : les batteries, les supercondensateurs et les différents convertisseurs de électronique de puissance. Le véhicule est également modélisé dans sa fonction : cycle de roulage et dynamique. Les modèles mis en avant sont pour l'optimisation et la simulation du système embarqué. La présence d'une source auxiliaire d'énergie électrique d'un véhicule électrique offre un degré de liberté supplémentaire dans la gestion des flux énergétiques. Il est donc nécessaire d'utiliser des stratégies de gestion de l'énergie pour bénéficier de ce degré de liberté.

Le troisième chapitre, *Gestion de l'énergie dans les véhicules électriques*, traite de la gestion de l'énergie dans les véhicules électriques en mettant l'accent sur deux stratégies retenues sur la base d'une simplicité d'implantation. Le chapitre débute par la formulation des objectifs et contraintes. Deux techniques ont été appliquées et discutées : la première technique consiste en la résolution du problème de gestion de l'énergie par séparation en fréquence en utilisant un filtre du premier ordre et la deuxième en utilisant la séparation en fréquence adaptative du courant demandé par la charge. Ce courant est alors réparti, en fonction de la bande passante, entre les batteries et les supercondensateurs.

L'avant-dernier chapitre, *Commande optimale LQG appliquée à la gestion optimale de l'énergie dans les véhicules électriques*, propose une commande optimale appliquée à la gestion optimale de type LQG (Linéaire Quadratique Gaussienne) de l'énergie dans les véhicules électriques. L'esprit de la gestion demeure le même : minimiser le stress dans les batteries en reportant la demande fortement variationnelle vers les supercondensateurs. Les résultats comparatifs sont présentés et discutés.

Le dernier chapitre, *Banc de test temps réel : validation des stratégies proposées*, présente la validation expérimentale effectuée sur un simulateur mixte : numérique et analogique. La commande est introduite dans la boucle temps réel et une partie des composants sont émulés physiquement. Deux architectures de simulateur on été utilisées : la première avec des charges et des sources complètement émulées par des sources et charges contrôlables ; la seconde architecture comprend des supercondensateurs réels interfacés par un hacheur réversible. Ce banc d'essai a permis de corroborer les études faites en simulation.

Chapitre I

Généralités sur les véhicules électriques et hybrides

« A quoi sert d'avoir une maison, si on n'a pas une planète tolérable où la placer. »
Henry David Thoreau

Chapitre I

Généralités sur les véhicules électriques et hybrides

« A quoi sert d'avoir une maison, si on n'a pas une planète tolérable où la placer. »
Henry David Thoreau

SOMMAIRE

I.1. Introduction 5
I.2. Contexte et aspects environnementaux 6
I.3. Les organes de la traction électrique 7
I.3.1. Généralités sur les véhicules hybrides thermiques électriques 7
I.3.2. Les composants à bord du véhicule électrique 8
I.3.2.1. Les sources d'énergie 9
I.3.2.2. Les systèmes de propulsion électrique 14
I.4. Principales configurations des véhicules 20
I.4.1. Les véhicules hybrides thermiques électriques 20
I.4.1.1. Configuration hybride série 20
I.4.1.2. Configuration hybride parallèle 21
I.4.1.3. Configuration hybride série-parallèle 21
I.4.1.4. Configuration hybride complexe 22
I.4.2. Les véhicules électriques 23
I.5. Conclusion 26

Résumé

Ce chapitre présente le contexte de l'étude et les problématiques autour du véhicule électrique. Au début de ce chapitre nous décrirons en détail les principaux composants utilisés dans un véhicule électrique et hybride, pour ensuite nous intéresser aux supercondensateurs comme source d'énergie auxiliaire de puissance massique élevée, ce qui autorise des cycles de charge et décharge à courant fort (une centaine d'ampères) et une durée de vie très élevée (quelques centaines de milliers de cycles) par rapport aux batteries. Une attention particulière a été portée à la classification des différentes topologies de véhicules électriques et hybrides. L'étude bibliographique réalisée montre de nombreuses technologies de véhicules électriques et hybrides existantes sur le marché, ainsi que leur complexité qui va croissante. Par la suite, nous nous intéresserons aux véhicules électriques avec deux sources d'énergie électrique, à savoir des batteries et des supercondensateurs, ainsi qu'au principe de fonctionnement de la configuration. Pour finir nous présenterons les configurations finales qui nous serviront de base pour l'établissement les lois de contrôle commande et de gestion d'énergie dont les principes et les résultats obtenus feront l'objet de chapitres suivants.

I.1. Introduction

Le secteur des transports représente un pourcentage très important de la consommation mondiale de pétrole. Une énergie massique élevée ainsi que le faible coût d'extraction du pétrole ont en fait la première source d'énergie pour ce secteur. Le pétrole couvre 95% des besoins dans ce secteur [AGE 08]. Cependant, la consommation du pétrole est généralement polluante. Les transports participent à l'émission d'une grande partie de ces polluants. Dans ce contexte les constructeurs automobiles parviennent à rendre les véhicules thermiques plus propres en les dotant de nouveaux moteurs plus écologiques. L'introduction de ces nouvelles technologies a engendré une décroissance significative des émissions de polluants tels que le SO_2, le CO, les hydrocarbures totaux (HC), les NO_x ainsi que les particules et a permis de respecter les dernières normes [REG 07] édictées par l'Union Européenne, ceci malgré l'accroissement simultané des masses et puissances des véhicules, et la généralisation des éléments de confort tels que la climatisation, *etc*.

Les innovations technologiques à venir, comme la commande électrique des soupapes sur les moteurs [HAA 10], [BRU 88] et l'apparition des véhicules hybrides devraient permettre de réduire encore les consommations [LHO 07]. Des véhicules tout électriques sont également d'ores et déjà proposés à la vente mais les performances limitées de leurs batteries les cantonnent à des marchés de niche. L'évolution de la qualité de l'air, en termes de concentration de polluants, montre que l'émission de CO_2 constitue à présent le principal défi des transports face à la pollution de l'air. L'émission des particules et des gaz à effet de serre a toujours été un handicap écologique pour le véhicule conventionnel (véhicules équipés d'un moteur à combustion interne et d'une seule source d'énergie, le gazole ou l'essence). D'où l'idée de passer à l'hybridation en introduisant une motorisation électrique en plus de la motorisation thermique, afin de combiner les avantages du véhicule électrique et les prestations d'un véhicule thermique traditionnel en terme d'autonomie.

Par conséquent, tous les efforts visant à minimiser la consommation et les émissions des véhicules tout en maintenant un coût et un niveau de performance convenables doivent être soutenus. Les moyens mis en oeuvre consistent en l'amélioration des solutions existantes avec l'utilisation des carburants alternatifs et le développement de véhicules à motorisation hybride vers des véhicules plus propres.

Nous nous sommes intéressés à cette dernière solution qui va permettre un passage graduel des véhicules d'aujourd'hui aux véhicules plus propres. Pour cela, le stockage de l'énergie électrique et la gestion optimisée des flux énergétiques sont des points clés [LAJ 06].

Ainsi, ce chapitre débute par une présentation succincte du contexte et de la dimension environnementale du sujet étudié. Les principaux composants et les principales configurations des véhicules électriques et hybrides seront présentés. Nous décrirons ensuite le mode de fonctionnement, les principales caractéristiques, ainsi que les avantages et inconvénients de telles structures. Le

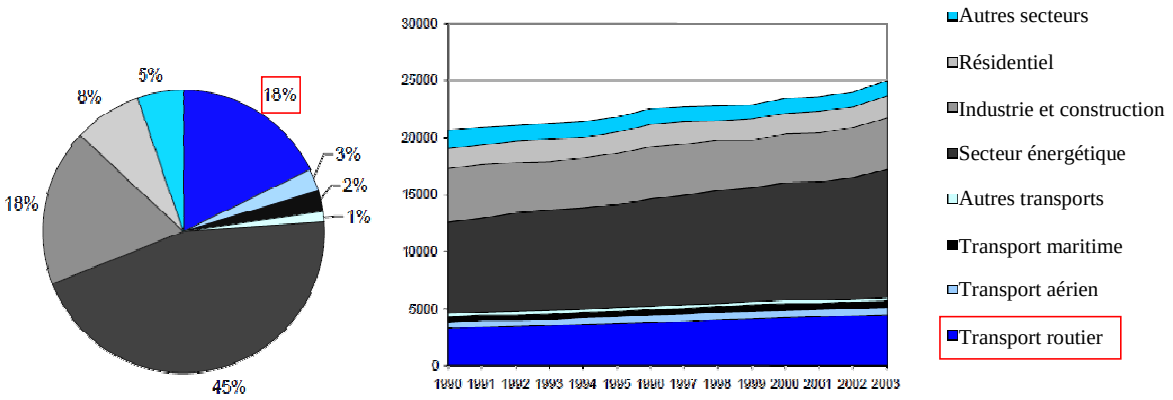
véhicule électrique avec deux sources d'énergie (la principale source étant la batterie et la source auxiliaire le supercondensateur) est aussi présenté. La dernière partie est dédiée à la conclusion générale concernant le type du véhicule choisi.

I.2. Contexte et aspects environnementaux

On observe actuellement une forte progression du parc automobile, notamment dans les pays émergents, ce qui implique un accroissement des besoins énergétiques. Ces besoins se traduisent par des émissions de gaz à effet de serre (GES), qui sont en grande partie responsables des changements climatiques de la planète actuels et à venir [UNE 09]. Les réponses qui seront apportées dans les prochaines années à toutes ces évolutions très diverses, peuvent modifier les équilibres économiques actuels.

La plupart des gouvernements des pays industrialisés ont négocié en décembre 1997 le Protocole de Kyoto [CHE 08] qui a comme objectif le renforcement de leurs engagements en matière d'atténuation des émissions globales de GES. Ainsi, les pays se sont engagés à les réduire d'au moins 5 % entre 2008 et 2012, par rapport aux niveaux de 1990. Ce protocole ne vise que les pays industrialisés, ayant un pourcentage de 56 % des émissions mondiales de CO_2. Les objectifs de réduction des émissions établis à Kyoto couvrent plusieurs types de GES, en commençant des activités susceptibles de causer ces effets (par exemple, l'approvisionnement et l'utilisation de l'énergie, le secteur du transport, l'industrie, l'agriculture, *etc.*).

Le secteur des transports est le plus gros consommateur d'énergie fossile et représente donc une source considérable d'émissions de GES. La Figure I.1 illustre l'évolution des émissions par secteur économique, en ventilant celles des transports par monde et en groupant celles des industries du secteur énergétique en un tout [AIE 05].



a) b)

Figure I.1 a) Part, en pourcentage, des émissions de CO_2 dans le monde selon le secteur (année 2003) ; b) Evolution des émissions de CO_2 par secteur (en millions de tonnes).

Le secteur du transport routier étant le premier contributeur au réchauffement de la planète, sa part de pollution est estimée à 18% au niveau mondial. En effet, l'impact du transport routier joue un rôle important dans ces phénomènes environnementaux et la plupart des émissions du secteur des transports concernent le transport routier avec 94 % [MES 07]. Toutes ces contraintes environnementales ont obligé les constructeurs d'automobiles à mentionner quelle est la consommation de carburant ainsi que la quantité de CO_2 émise par kilomètre.

Au vu de cette analyse, le rôle joué par le secteur des transports dans les phénomènes climatiques apparaît majeur à l'échelle de la planète. Il repose aujourd'hui essentiellement sur l'utilisation du pétrole (plus de 90 %), une ressource exploitée au maximum, qui sera donc au cœur des objectifs concernant la réduction des émissions de GES du facteur 5 d'ici à 2050 [PER 12].

L'amélioration de l'efficacité énergétique des véhicules, la réduction de leurs émissions et la promotion des véhicules électriques propres restent donc des enjeux majeurs.

Suite à la présentation des problématiques liées au contexte et aux aspects environnementaux des véhicules, le sous-chapitre suivant sera dédié à la discussion sur les généralités concernant les organes de la traction électrique.

I.3. Les organes de la traction électrique

I.3.1. Généralités sur les véhicules hybrides thermiques électriques

Par définition, un véhicule hybride thermique électrique (VHTE) est un véhicule dans lequel sont intégrées deux sources d'énergie différentes, typiquement un moteur conventionnel (thermique) et un moteur électrique.

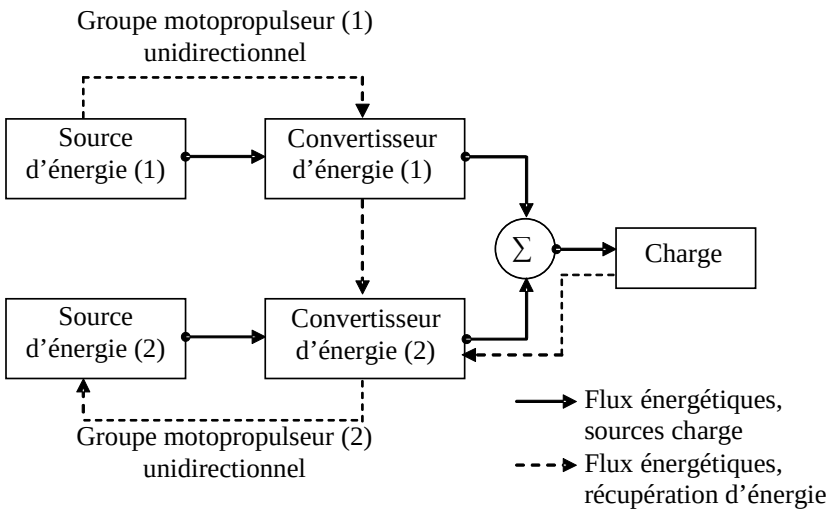


Figure I.2 Illustration conceptuelle d'un véhicule hybride thermique électrique.

La Figure I.2 montre le concept d'un VHTE et les différents flux énergétiques y circulant. Pour la configuration présente ci-dessus, nous avons neuf situations dans lesquelles les deux sources d'énergie peuvent répondre à la demande de la charge :

- source d'énergie 1 fournit seule la demande de puissance de la charge ;
- source d'énergie 2 fournit seule la demande de puissance de la charge ;
- les deux sources d'énergie fournissent ensemble la demande de puissance ;
- la source d'énergie 2 est chargée par la source d'énergie 1 ;
- la source d'énergie 2 est chargée par la charge par récupération d'énergie ;
- la source d'énergie 1 fournit l'énergie nécessaire pour la charge et dans le même temps pour la deuxième source ;
- la source d'énergie 1 fournit l'énergie pour la source 2 et la source d'énergie 2 fournit la puissance demandée par la charge ;
- la source d'énergie 1 fournit la demande de puissance demandée par la charge et la charge fournit l'énergie pour la source 2 par récupération.

La plupart des VHTEs sont équipés de deux types de motorisation. Le principal objectif de leur conception est d'économiser l'énergie. L'ajout d'un moteur électrique à un moteur thermique conventionnel à essence ou au gazole permet d'économiser de l'énergie de plusieurs façons. Les différentes façons d'associer ces composants permettent de définir plusieurs architectures de groupes motopropulseurs.

Sur le plan écologique, les véhicules purement électriques (VE) apportent une réduction incontestable des émissions de polluants. En revanche, la réduction des émissions de CO_2 reste conditionnée par la production de l'électricité utilisée pour la recharge des batteries. Les véhicules électriques offrent des prestations inférieures (*i.e.* autonomie) aux véhicules thermiques, mais qui répondent aux besoins des utilisateurs avec l'avantage de réduire les émissions de gaz à effet de serre et notre dépendance aux hydrocarbures. Si leur prix d'achat est actuellement plus élevé, il pourrait devenir compétitif à moyen terme.

I.3.2. Les composants à bord du véhicule électrique

Aujourd'hui, l'étude des sources d'énergie, les convertisseurs associés à ces sources, les lois de contrôle commande et la gestion de l'énergie constituent à eux seuls une problématique de première importance. En effet, celle-ci est riche en problèmes ouverts et interrogations diverses [BOUL 09].

Dans cette partie nous décrirons plus en détail les éléments utilisés dans un véhicule électrique comme les sources d'énergie électrique et les systèmes de propulsion électrique.

I.3.2.1. Les sources d'énergie

Aujourd'hui on distingue deux grandes familles de systèmes de stockage électrique direct :

- les accumulateurs qui stockent l'énergie par transformation de l'énergie chimique ;
- les supercondensateurs qui stockent l'énergie électrique sous forme électrostatique.

Les accumulateurs sont constitués de deux couples électrochimiques composés de deux électrodes, immergées dans un électrolyte. Dès qu'interviennent des réactions d'oxydation ou de réduction qui échangent des électrons, les ions générés circulent dans l'électrolyte. Pour disposer d'une grande énergie stockée, il faut d'une part un nombre important d'électrons échangés, une réaction associant, un élément très oxydant et un élément très réducteur et d'autre part, il faut une parfaite réversibilité des processus électrochimiques ainsi que des matériaux de faible masse ou volume molaire [RAP 10].

Le principe général de fonctionnement des supercondensateurs repose sur la formation d'une double couche électrochimique à l'interface d'un électrolyte et d'une électrode polarisable de grande surface spécifique. L'application d'une différence de potentiel aux bornes du dispositif entraîne le stockage ionique de charges aux deux interfaces électrode-électrolyte qui se comportent comme deux condensateurs en série. Les supercondensateurs sont caractérisés par une énergie spécifique 10 à 20 fois plus faible que celle des accumulateurs, mais leur puissance spécifique peut être jusqu'à 10 fois plus élevée que celle des batteries au plomb par exemple [BELL 01].

La distinction entre source d'énergie et source de puissance repose sur un découplage des constantes de temps relatif à l'utilisation de l'énergie emmagasinée. Pour cela, l'utilisation du diagramme de Ragone présenté sur la Figure I.3 nous parait très intéressante [CAN 02]. Sur ce diagramme, les performances en termes d'énergie spécifique par rapport à la puissance spécifique sont reportées pour différentes sources électriques.

Le diagramme met en évidence l'avantage d'utiliser les supercondensateurs sur des applications concernant le véhicule électrique et hybride utilisant deux sources d'énergie. Pour que les supercondensateurs offrent des performances optimales, ils doivent être cantonnés dans leur rôle de source de puissance. Cette dernière sera donc utilisée dans les régimes transitoires, c'est-à-dire des régimes de charge et de décharge rapides [DES 08].

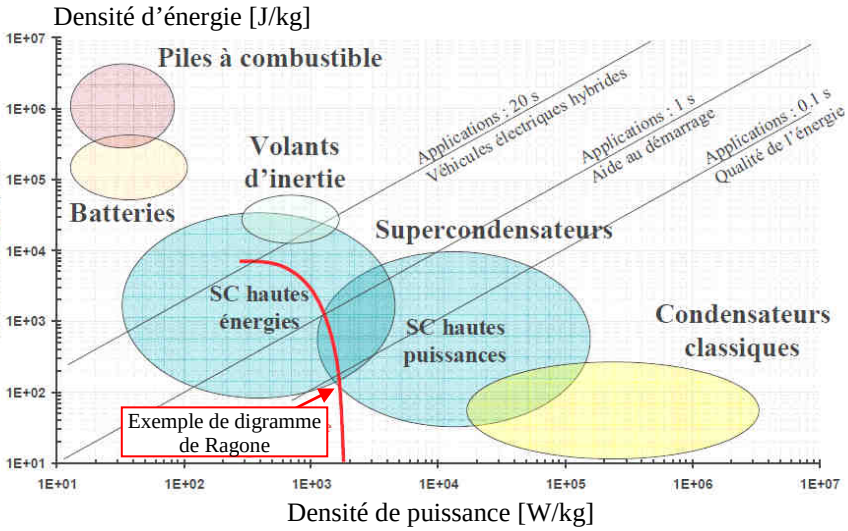


Figure I.3 Diagramme de Ragone pour des différentes sources d'énergie [CAN 02].

Les batteries

Les batteries constituent l'élément-clé limitatif du développement des véhicules électriques et hybrides. Une batterie ou une batterie d'accumulateurs, est un ensemble d'accumulateurs électrochimiques reliés entre eux de façon à créer un générateur de courant continu de capacité et de tension données. Ces accumulateurs sont parfois appelés éléments de la batterie ou cellule. En fonction du nombre de cellules choisi et de leur agencement (série, parallèle ou série-parallèle), nous avons la possibilité d'avoir la configuration de batterie désirée en terme de tension en sortie et de capacité.

Les critères de choix des différents types de batteries utilisées dans la traction électrique sont généralement les suivants :

- les performances énergétiques ;
- le rendement sur un cycle ;
- la durée de vie (cyclique ou temporelle) ;
- l'autodécharge et l'impact environnemental ;
- l'énergie massique exprimée en Wh/kg qui détermine l'autonomie du véhicule électrique ;
- la puissance massique exprimée en W/kg dont dépend la capacité du véhicule électrique à changer de régime (accélération, dépassement, *etc.*).

Aujourd'hui, on distingue une trentaine de configurations qui ont été envisagées et essayées avec des succès divers :

- les batteries au plomb, qui n'ont jamais quitté la scène depuis plus d'un siècle, et actuellement les seules à être industrialisées à large échelle, industrielles (de traction et stationnaire) [KUB 03] ;
- les batteries Ni/Cd, Ni/MH utilisées dans des premières applications dans les domaines de faible énergie ;
- les batteries de type Li phosphate, Li ion, Li polymère qui sont apparues comme des challengers sérieux.

Le Tableau I.1 résume les caractéristiques des différentes batteries usuelles utilisées dans les véhicules électriques et hybrides et les performances exigées des futures batteries à moyen et long terme [TRIG 11].

Tableau I.1 Résumé des différents types de batteries les plus utilisés dans le domaine des véhicules électriques et hybrides

	Plomb	**Ni/Cd**	**Ni/MH**	**ZEBRA**	**Li phosphate**	**Li ion**	**Li polymère**
Energie massique [Wh/kg]	30-50	45-80	60-110	120	120-140	150-190	150-190
Puissance massique [W/kg]	90	200	220	180	200	220-330	220-330
Nombre de cycle (charge/décharge)	400-1200	2000	1500	800	>2000	500-1000	200-300
Température opératoire [ºC]	-20 à 60	-40 à 60	-20 à 60	-40 à 50	-20 à 60	-20 à 60	0 à 60
Tension nominale d'une cellule [V]	2	1.2	1.2	2.6	3.2	3.9	3.7
Remarques	Peu coûteux et simple de fabrique, faible énergie	Fiabilité, performan ces à froid	Très bonne densité d'énergie, Puissance limitée	Cyclabilité, sécurité, coût, bonne densité d'énergie	Bonne énergie et puissance spécifique, Cyclabilité	Bonne énergie et puissance, coût élevé	Taille réduite, performances à froid réduites
Prix en €/kWh	200 à 250	600	1500 à 2000	800 à 900	1000 à 1800	2000	1500 à 2000

Quelque soit la technologie sélectionnée, les batteries constituent l'élément clé restrictif dans une chaîne de traction électrique. Elles exigent une étude approfondie de leur comportement qui dépend de plusieurs paramètres difficilement estimables tels que le vieillissement, l'amplitude maximale du courant de charge et de décharge, l'état de charge. Le vieillissement des batteries est un des verrous au développement des véhicules électriques. L'utilisation des supercondensateurs en complément du pack

batterie permet de diminuer les sollicitations en courant sur les batteries et donc de réduire la rapidité du vieillissement [DOU 02].

Les supercondensateurs

Un autre moyen de stocker l'énergie électrique dans les véhicules électriques, est l'utilisation des supercondensateurs. Le stockage d'énergie dans ces derniers se fait sous forme électrostatique, au travers d'une accumulation de charges ioniques dans d'interface électrode/électrolyte [HOA 07].

Contrairement à un condensateur « classique » (Figure I.4, a) ou à un condensateur électrolytique (voir Figure I.4, b) qui stocke l'énergie électrique sous forme de charges électriques qui s'accumulent dans les électrodes, les éléments de stockage appelés supercondensateurs stockent des charges électriques selon le principe de la double-couche de Helmholtz (Figure I.4, c) [TRIT 10].

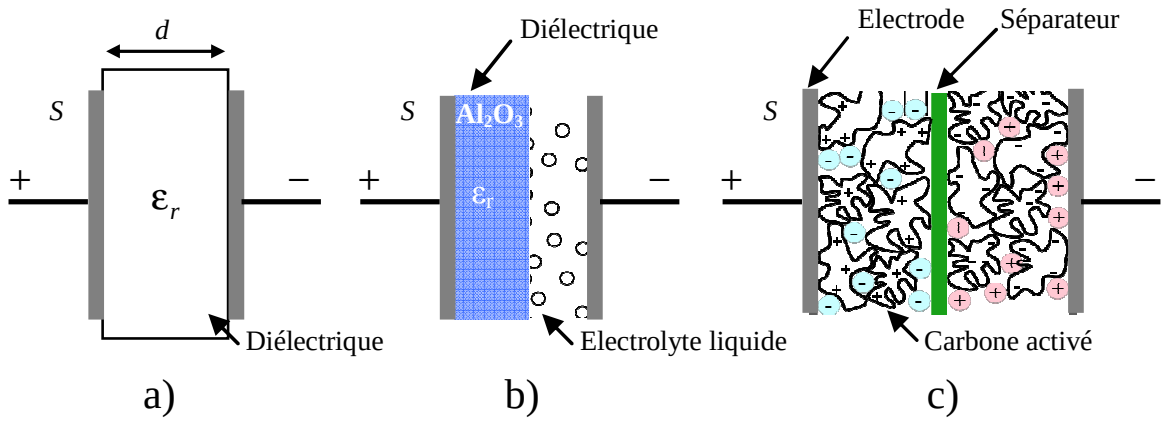


Figure I.4 Les différentes technologies de condensateurs : a) électrostatique, b) électrolytique, c) double couche électrochimique.

Où d est la distance entre les électrodes (positive et négative) ou l'épaisseur du diélectrique, ε_r est la permittivité relative du diélectrique et S est la surface de chaque électrode.

Comme on peut voir dans la Figure I.5, un supercondensateur est constituée de deux électrodes poreuses, généralement en charbon actif et imprégnées d'électrolyte, séparées par une membrane isolante et poreuse (pour assurer la conduction ionique). La surface spécifique S de ces électrodes est très élevée, généralement de l'ordre de 2000 à 3000 m^2/g [ALB 06], ce qui contribue aux fortes valeurs de capacité obtenues pour ces composants. La double couche électrique se développe sur chaque interface électrode-électrolyte, de sorte que l'on peut voir schématiquement un supercondensateur comme l'association série de deux condensateurs, l'un à l'électrode positive et l'autre à l'électrode négative. La mobilité des anions, beaucoup moins hydratés, est plus grande que celles des cations. Ils se déplacent plus facilement dans la structure du charbon actif et forment une couche d'épaisseur plus faible, de sorte que l'on observe une valeur de capacité d'anode supérieure à celle de cathode. En raison des lois d'association des condensateurs, la capacité de l'ensemble en série est toujours inférieure à la plus faible de ces deux capacités.

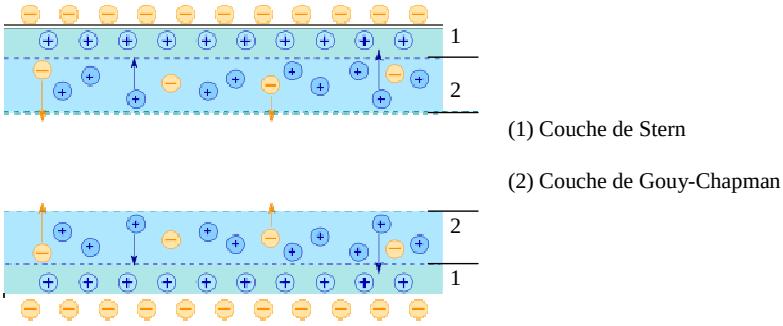


Figure I.5 Principe de la couche double électrique.

On sait que la capacité d'un condensateur plan est essentiellement déterminée par la géométrie des armatures (surface spécifique S et distance d) et de la nature du ou des isolants (ε_0 la permittivité du vide et ε_r la permittivité relative du diélectrique). La formule suivante est souvent utilisée pour en estimer la valeur :

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{S}{d}$$

Ici, les molécules de solvant organique jouent le rôle de diélectrique (de permittivité ε). Cela correspond à une faible épaisseur d d'isolant (inférieure au nanomètre) ce qui entraîne que la capacité par unité de surface de ces composants est élevée : de 0.1 [Fm^{-2}] à 0.3 [Fm^{-2}] [BELL 01].

Avantages et inconvénients des Supecondensateurs

Le niveau de la technologie atteint aujourd'hui sur les supercondensateurs permet d'envisager sérieusement la conception des sources hybrides d'énergie électrique, sources qui sont basées sur l'utilisation des supercondensateurs comme des sources d'énergie auxiliaires.

Les principaux avantages de ces sources sont : la cyclabilité presque illimitée, la densité en puissance compatible avec des applications moyenne et forte puissance et les pics de courant admissibles importants.

Leur principal inconvénient est leur comportement en décharge. Comme la tension est directement proportionnelle à la capacité (Figure I.6) il faut y associer un convertisseur de puissance. Un autre inconvénient relatif est la densité d'énergie très basse et la haute à très haute autodécharge. Les supercondensateurs peuvent aussi s'avérer dangereux. Un autre désavantage des supercondensateurs est la tension des cellules de très basse valeur, d'où la nécessité d'une mise en série pour atteindre la tension de sortie désirée pour la chaîne de traction [KHA 10].

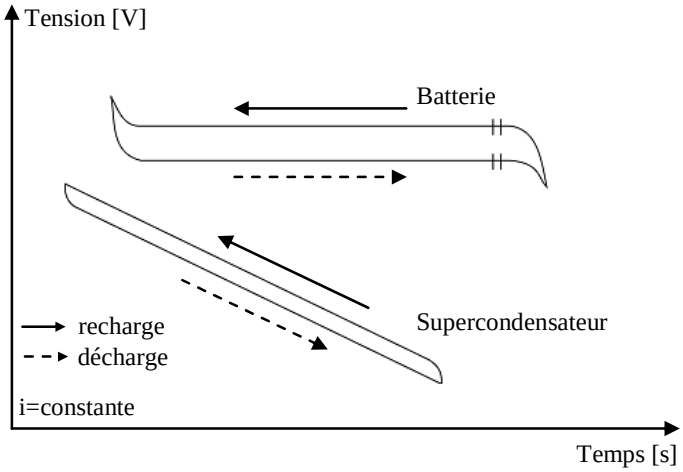


Figure I.6 Comparaison entre un supercondensateur et une batterie pour un courant de charge et de décharge constant [TRIT 10].

Nous présentons ci-dessous une synthèse des performances concernant la densité de puissance et densité d'énergie entre les batteries de plomb et les supercondensateurs.

Tableau I.2 Comparaison des performances

	Batterie Plomb	Supercondensateur
Densité de puissance [W/kg]	90	1000−5000
Densité d'énergie [Wh/kg]	30−50	4−6

Des nombreux travaux [BUR 09], [DES 08] proposent d'utiliser les supercondensateurs au sein des véhicules électriques purs ou hybrides. Dans un véhicule électrique, les supercondensateurs doivent aussi être en mesure d'assurer plus de 100000 cycles charge/décharge. L'utilisation des supercondensateurs permet essentiellement de faire fonctionner la batterie à un régime nominal de fonctionnement (limitations du stress des batteries) et donc d'augmenter sa durée de vie. L'avantage étant également de pouvoir augmenter la puissance disponible et de récupérer efficacement l'énergie pendant le freinage.

I.3.2.2. Les systèmes de propulsion électrique

Le système de propulsion électrique est le cœur des véhicules électriques et hybrides. Ils se composent des moteurs électriques, de convertisseurs de puissance et de leurs contrôles/commandes. Le moteur électrique est utilisé pour convertir l'énergie électrique qui provient de la source d'énergie mécanique utilisée pour propulser le véhicule ou inversement pour permettre la récupération d'énergie pendant le freinage. Lors du freinage, la chaîne mécanique devient en partie la source de puissance, et la source d'énergie principale devient le récepteur. Le convertisseur de puissance est alors utilisé pour alimenter le moteur électrique dans les limites admissibles de tension et de courant.

Pour une bonne gestion de tous les composants qui constituent le système de propulsion électrique, le système de contrôle-commande fournit des signaux de commande et des références à poursuivre en couple ou en vitesse suivant les desiderata du conducteur et de la mission. Le schéma de fonctionnement du système de propulsion électrique est illustré à la Figure I.7.

Où les notations sont : DSP (Digital Signal Processor), Transputer (Microprocesseur), GTO (Gate Turn Off Transistor), IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), MOSFET (Metal Oxide Field Effect Transistor), MCC (Machine à Courant Continu), MAS (Machine Asynchrone), MSAP (Machine Synchrone à Aimants Permanents), MSI (Machine Synchrone à Inducteur) et MRV (Machine synchrone à Réluctance Variable).

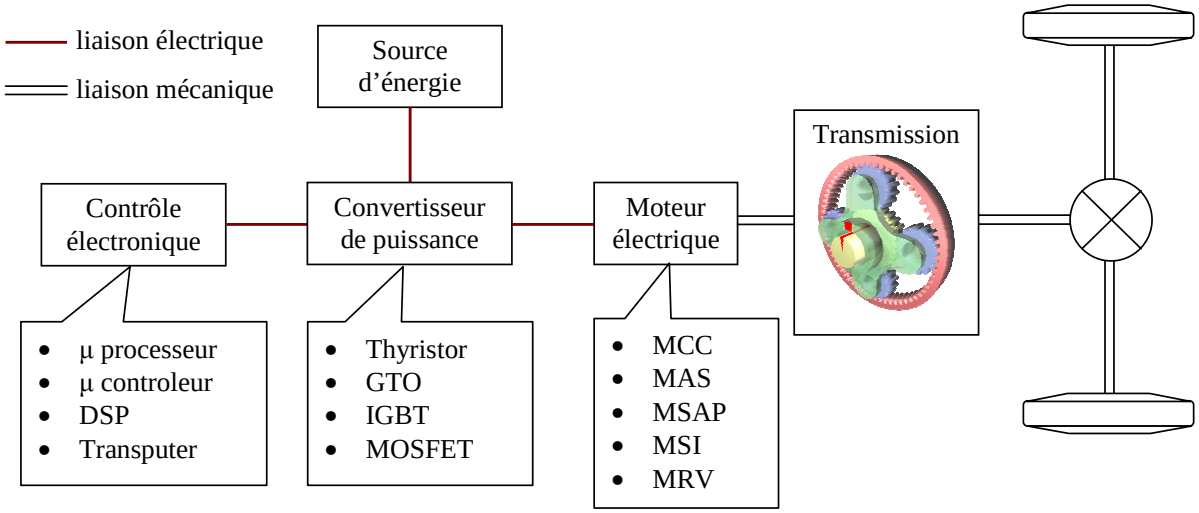


Figure I.7 Schéma de fonctionnement pour un système de propulsion électrique.

Le choix des systèmes de propulsion électrique pour le véhicule électrique et hybride dépend essentiellement de trois facteurs, à savoir le cycle de conduite, les contraintes du véhicule et de la source d'énergie [EHS 05]. Le cycle de conduite est défini comme le cycle qui comprend l'accélération, la vitesse maximale, le freinage et la durée des différentes phases. Les contraintes du véhicule, y compris le volume et le poids sont fonction du type et de la mission du véhicule. Les principales sources d'énergie sont les batteries, les supercondensateures, les piles à combustible, les volants d'inertie, *etc*. L'interaction des sous-systèmes et les impacts probables des facteurs exogènes sont bien entendu un point d'orgue nécessitant toute l'attention.

Les machines électriques utilisées dans les véhicules hybrides thermiques électriques

La machine électrique peut travailler en deux modes : mode moteur par développement d'un couple moteur sur son arbre et mode générateur en mode couple résistant qui permet de transférer une énergie vers une source de stockage (batterie par exemple). Le rendement des machines électriques utilisées dans la traction dépasse les 90 % [GIL 93], [SAI 09]. Ce chiffre est à comparer à des rendements

inférieurs à 30 % pour les meilleurs moteurs essence et à 50 % pour les meilleurs moteurs diesel [IFP 12].

Dans le domaine de la traction électrique (domaine des fortes puissances), on utilise trois grands types de machines électriques :

- la machine à courant continu, parmi les différents types de moteurs à courant continu sont le moteur série, à excitation séparée ou à aimants permanents ;
- la machine synchrone, dans la catégorie des machines synchrones, on trouve plusieurs technologies dont nous citons les plus fréquentes dans la littérature : les machines synchrone à aimants permanents (MSAP), les machines synchrones à inducteur ou à excitation contrôlée (MSI), les machines synchrones à réluctance variable (MRV) et les machines synchrone à double excitation, série et parallèle (MSDE) [NOU 08] ;
- la machine asynchrone.

Le Tableau I.3 synthétise la comparaison des machines électriques dans le domaine de transport (véhicules électriques et hybrides thermiques) [TRIG 11].

Tableau I.3 Comparaison des technologies de machine électrique

	MCC	**MAS**	**MSI**	**MSAP**	**MRV**
Construction	Simple	Simple	Complexe	Assez complexe	Assez complexe
Rendement	Moyen	Bon	Bon	Très Bon	Bon
Vitesse maximale	Passable	Bon	Bon	Bon	Bon
Fiabilité	Bonne	Excellente	Bonne	Bonne	Bonne
Coût du moteur	Passable	Bon	Moyen	Moyen	Très Bon
Coût électronique de puissance	Très bon	Moyen	Moyen	Moyen	Bon

Pour les applications des véhicules électriques et hybrides les machines synchrones à aimants permanents sont les plus utilisées.

Les convertisseurs électriques

Comme l'énergie électrique produite par les sources électriques l'est sous forme d'une tension continue, il est nécessaire d'intercaler, entre l'unité de production et d'application (la charge), une

interface permettant la compatibilité entre les caractéristiques des sources d'énergie et les caractéristiques de la charge ou du réseau. L'interface sert donc de tampon entre deux parties : la source primaire et la charge ou le réseau (Figure I.8) [VAL 04].

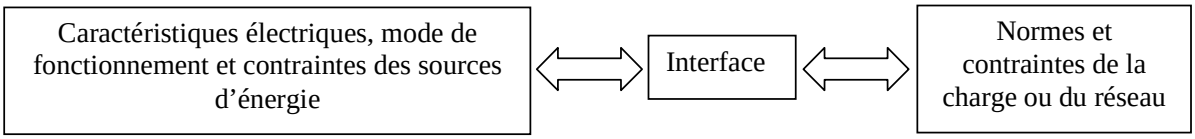


Figure I.8 Contraintes de l'interface de puissance.

Afin d'assurer certaines fonctions comme la fourniture d'un niveau de tension convenable (dans des limites acceptables), la protection du supercondensateur ou la gestion de l'énergie entre la batterie et les éléments de stockage, une interface de puissance doit être mise en place. Ainsi on peut identifier trois fonctions principales de l'interface de puissance :

- adapter les caractéristiques de tension à des tensions acceptables pour les applications visées ;
- optimiser les performances du système ;
- contrôler l'état de l'énergie produite, stockée ou fournie.

Dans la plupart des véhicules électriques, le choix du type de structure d'interface de puissance dépend de plusieurs critères découlant de l'application.

Actuellement il existe une grande diversité de structures envisageables pour les véhicules électriques. Le but de la structure est d'alimenter le(s) moteur(s) électrique(s) de traction. Dans ces applications, la structure se décompose en deux parties avec des rôles différents (Figure I.9), DC (Direct Current) et AC (Alternative Current). Il faut utiliser des convertisseurs DC/DC, des convertisseurs DC/AC ou des convertisseurs AC/DC.

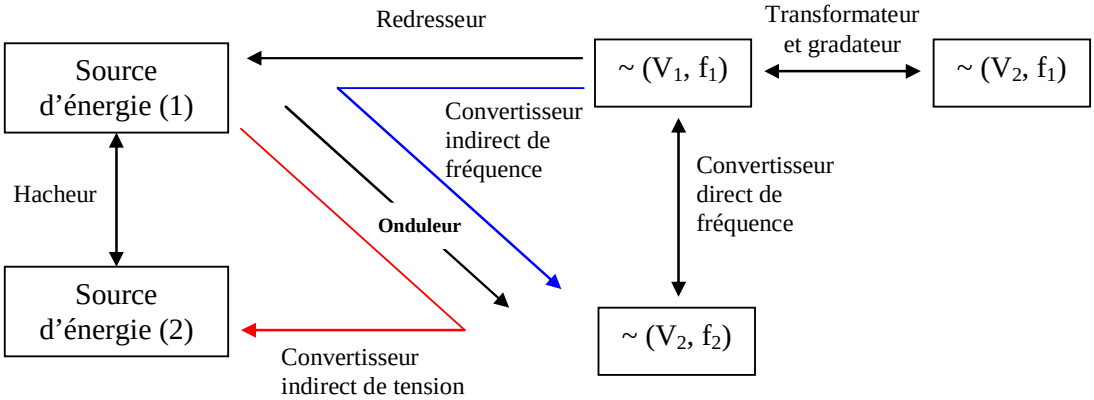


Figure I.9 Les différentes formes de conversion de l'énergie électrique et les convertisseurs d'électronique de puissance correspondants.

Les deux types de convertisseurs sont couplés via un bus continu et la distribution de l'énergie électrique dans les véhicules électriques est réalisée par le bus DC.

Les principaux composants dans les convertisseurs de puissance sont les semi-conducteurs de puissance. Les semi-conducteurs de puissance actuels peuvent être classés en trois catégories [AMM 02] :

- diode, état fermé ou ouvert contrôlé par le circuit de puissance ;
- thyristor, fermé par un signal de commande, mais doit être ouvert par le circuit de puissance ;
- interrupteur commandable à l'ouverture et à la fermeture, ouvert et fermé par un signal de commande.

La catégorie des interrupteurs commandables inclut de nombreux types de composants : transistors Bipolaires à Jonctions (Bipolar Junction Transistors BJTs), transistors à effet de champ Metal-Oxyde-Semiconducteur (MOSFETs), thyristors commandés à l'ouverture (Gate-Turn-Off Thyristors GTO Thyristors), transistors bipolaires à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistors IGBTs) et les thyristors MOS Commandés (MOS-Controlled Thyristors MCTs).

Dans la catégorie des interrupteurs commandables, aucun courant ne circule lorsque l'interrupteur est ouvert (état off), et lorsqu'il est fermé, le courant peut circuler dans une seule direction. L'interrupteur commandable idéal possède les caractéristiques suivantes: supporte (bloque) des tensions directes ou inverses de valeur arbitraire avec un courant nul à l'état off, conduit des courants de valeur arbitraire avec des chutes de tension nulles à l'état on, commute de l'état on à l'état off (et vice versa) de façon instantanée et aussi nécessite une puissance nulle pour la commande.

La Figure I.10 résume les domaines de puissance de chaque interrupteur de puissance.

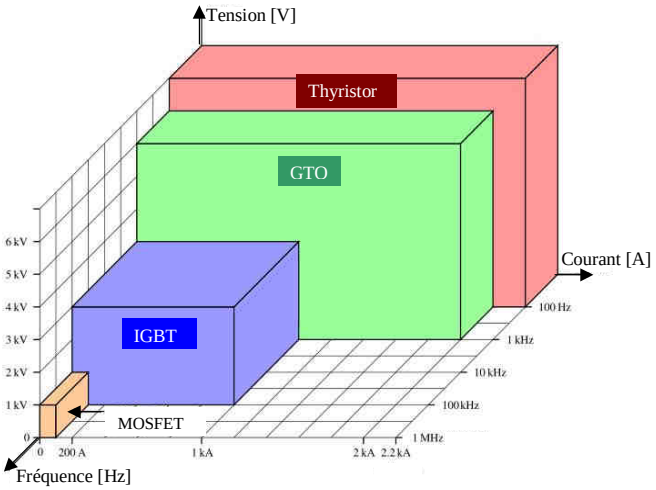


Figure I.10 Plage de courant, de tension et de fréquence pour les différents interrupteurs de puissance [TRIT 10].

Ce graphique est valable aujourd'hui mais il est en constante progression et peut être modifié dans le futur du fait des évolutions technologiques des semi-conducteurs.

Convertisseur DC/DC

Grâce à sa simplicité et au besoin d'élever une tension, la topologie la plus commune est le hacheur parallèle classique (Boost). Il fait l'interface entre les sources d'énergie électrique et le convertisseur DC/AC côté moteur. Des variantes de cette topologie comme le double hacheur parallèle peuvent être mises en œuvre lorsque le rapport de conversion est élevé. Le hacheur parallèle réversible (Buck-boost) est aussi une possibilité. Pour connecter une source d'énergie comme une batterie ou un supercondensateur au bus continu un hacheur parallèle réversible en courant est nécessaire. Celui-ci permet de transférer de l'énergie dans les deux sens [PHI 10].

D'autres structures possibles de hacheur sont [GHA 06] : hacheur à accumulation capacitive, hacheur à accumulation inductive, hacheur Flyback et le hacheur de type Forward.

Convertisseur DC/AC

Ces convertisseurs sont utilisés couramment dans les véhicules électriques. Il y deux structures de base : l'onduleur de tension et le commutateur de courant, dont le premier est largement plus répandu ; les deux peuvent être monophasés ou triphasés.

Convertisseur AC/DC

Les convertisseurs AC/DC − également appelés redresseurs − sont des convertisseurs d'énergie qui transforment une source électrique à courant alternatif en une source électrique à courant continu. D'après [BERE 05] nous pouvons distinguer les principaux types des redresseurs :

- des redresseurs à diodes ;
- des redresseurs à thyristors ;
- des redresseurs mixtes associant des diodes et des thyristors ;
- des redresseurs à base d'onduleur de tension ou de commutateur de courant.

La tendance actuelle va vers ces dernières structures du fait d'un meilleur contrôle des ondes de courant (via la Modulation de Largeur d'Impulsion) [MARO 05].

Le sous-chapitre suivant est consacré à la présentation des principales configurations des véhicules ; d'une part les véhicules hybrides thermiques électriques et d'autre part les véhicules électriques.

I.4. Principales configurations des véhicules

I.4.1. Les véhicules hybrides thermiques électriques

Les deux principales raisons pour lesquelles les concepts hybrides sont intéressants sont l'économie de l'énergie et la diminution des polluants. Traditionnellement les véhicules hybrides thermiques électriques (VHTE) sont divisés en deux grands groupes : série et parallèle. Aujourd'hui nous pouvons les classifier en quatre groupes : hybride série, hybride parallèle, hybride série-parallèle et complexe. Nous citerons par la suite les différentes topologies de véhicules hybrides [ROU 08], [EMA 05].

I.4.1.1. Configuration hybride série

La configuration du véhicule hybride série est la configuration du véhicule dans lequel les deux sources d'énergie alimentent un seul groupe motopropulseur qui propulse le véhicule. Dans ce type de véhicule (Figure I.11), le moteur thermique est mécaniquement découplé des roues (transmission) et est lié à une génératrice soit sur le même arbre, soit par un assemblage mécanique. La source principale d'énergie assure la recharge de la source secondaire d'énergie et l'alimentation de la motorisation électrique. Lors d'une demande d'énergie supplémentaire, pour les reprises lors des dépassements ou dans les côtes par exemple, c'est la source secondaire d'énergie qui fournit ce supplément d'énergie. Cette source peut être un moteur diesel ou essence.

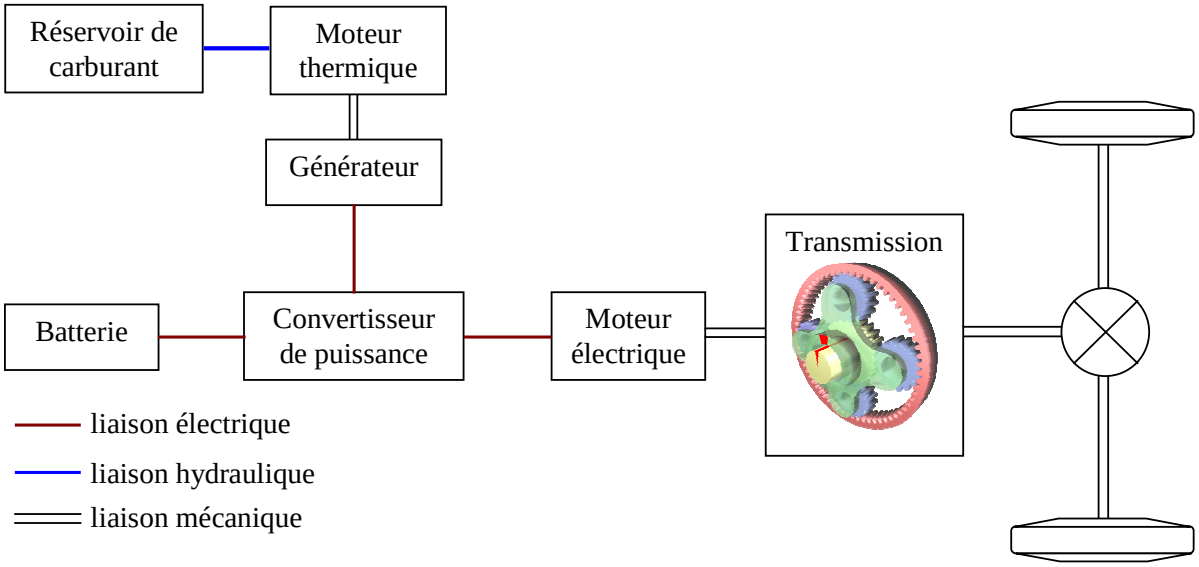


Figure I.11 Schéma de principe de l'architecture hybride série.

L'avantage principal de cette structure vient du découplage total entre le moteur thermique et la transmission mécanique, ce qui permet de faire travailler le moteur dans sa plage de rendement maximal ou d'émissions polluantes minimales.

En revanche, l'inconvénient majeur de l'architecture hybride série est son faible rendement global. En effet, l'énergie mécanique produite par le moteur thermique est ensuite transformée en énergie

électrique via la génératrice, puis à nouveau transformée en énergie mécanique par le moteur électrique. Ainsi, la cascade de rendement du train moteur est assez défavorable à la réduction de l'énergie consommée.

I.4.1.2. Configuration hybride parallèle

Dans la configuration parallèle (Figure I.12) les deux moteurs, thermique et électrique, sont liés directement à la transmission et donc aux roues. Ils peuvent participer à la traction du véhicule d'une façon parallèle car les flux énergétiques provenant des deux sources d'énergie arrivent simultanément aux roues. Des liaisons mécaniques entre l'arbre du moteur électrique et l'arbre du moteur thermique via une boite à vitesse permettent d'assurer la transmission de la puissance aux roues.

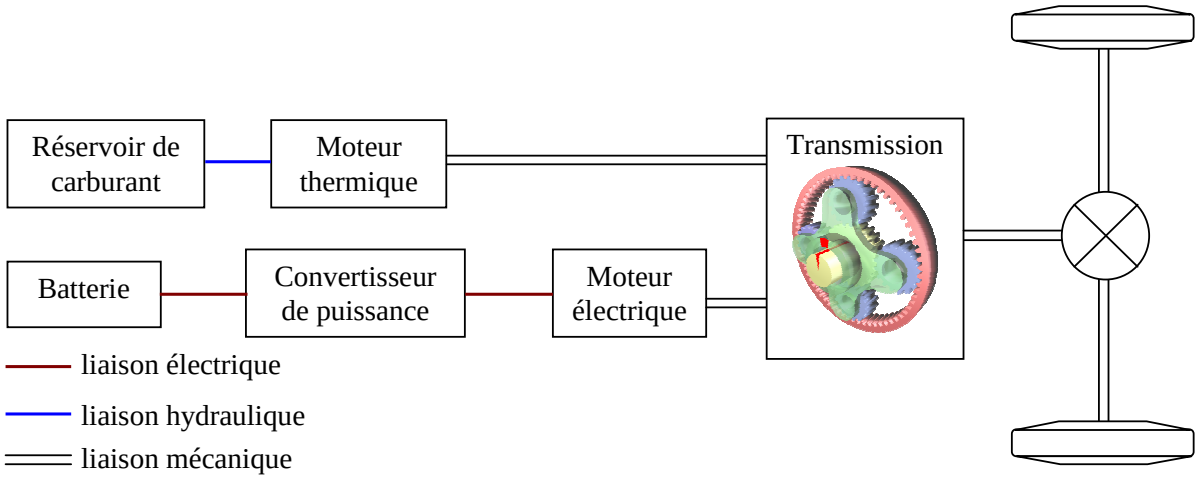


Figure I.12 Schéma de principe de l'architecture hybride parallèle.

Cette structure a un rendement global meilleur que l'architecture série.

La taille du moteur thermique peut être réduite, c'est pour cette architecture que l'on obtient une meilleure économie de carburant, avec la possibilité de faire fonctionner le moteur électrique et le moteur thermique ensemble pour des fortes demandes de puissance.

L'inconvénient majeur est la complexité de l'architecture contrôle-commande et la liaison rigide entre le moteur thermique et les roues.

I.4.1.3. Configuration hybride série-parallèle

Cette architecture série-parallèle est appelée aussi « hybride parallèle à dérivation de puissance », elle intègre un moteur électrique, une génératrice et un moteur thermique (Figure I.13). Utilisant une gestion efficace des puissances demandées d'un coté, et fournies de l'autre, il est possible de contrôler le régime de fonctionnement avec le maximum de rendement concernant le moteur thermique et de partager la puissance entre les demandes du véhicule (charge) et la recharge de la batterie. Les

combinaisons entre les avantages de la configuration série et les avantages de la configuration parallèle permettent de tirer un bon parti de cette configuration.

L'architecture série-parallèle nécessite au moins deux moteurs électriques en plus du moteur thermique ce qui la rend onéreuse et augmente la complexité de la structure contrôle-commande.

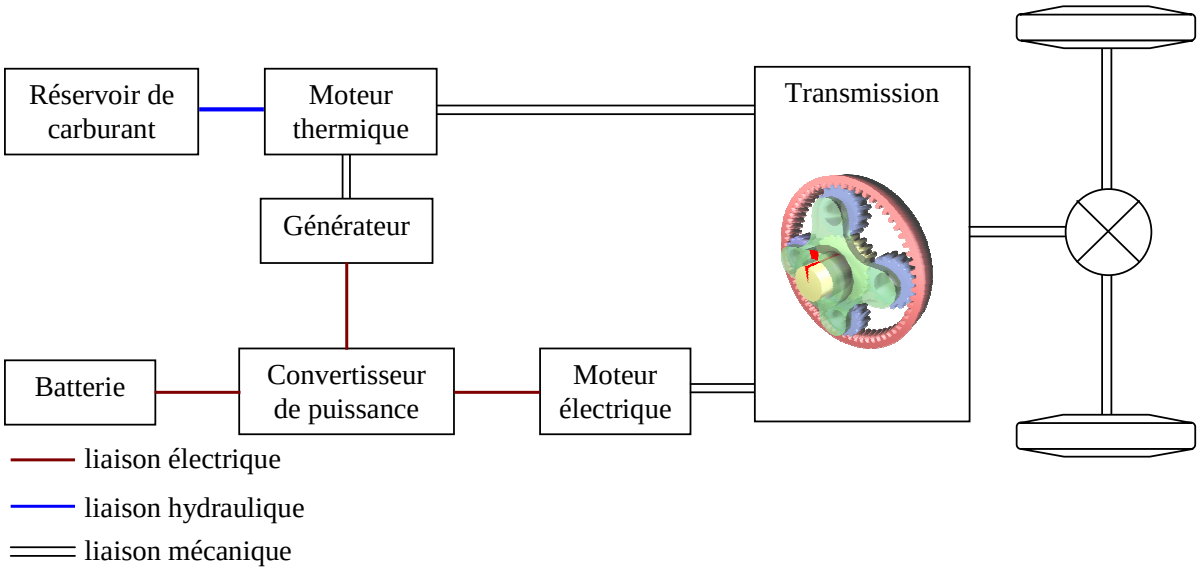


Figure I.13 Schéma de principe de l'architecture hybride série-parallèle.

I.4.1.4. Configuration hybride complexe

L'architecture de type complexe (Figure I.14) est une architecture composée de trois moteurs électriques avec une interface de puissance associée et d'un moteur thermique. D'un point de vue énergétique, cette solution n'est pas une solution idéale. Grâce à une gestion efficace des puissances demandées d'un coté, et fournies de l'autre, il est possible de contrôler en régime le moteur thermique à son rendement maximum, et de partager son couple entre les demandes du véhicule et la recharge de la batterie. L'idée est de faire quelques changements dans la conception classique (architecture série, parallèle ou série-parallèle). L'une de ces approches consiste à placer un petit moteur électrique (alimenté par une batterie par exemple) derrière le moteur thermique et de le faire fonctionner comme un démarreur pour le moteur thermique et comme un générateur pour charger la batterie. De cette manière il peut contribuer à fournir la puissance pour le groupe motopropulseur dans le cas où il y a une forte demande de puissance, et servir à la récupération de l'énergie cinétique lors du freinage du véhicule [WAR 07].

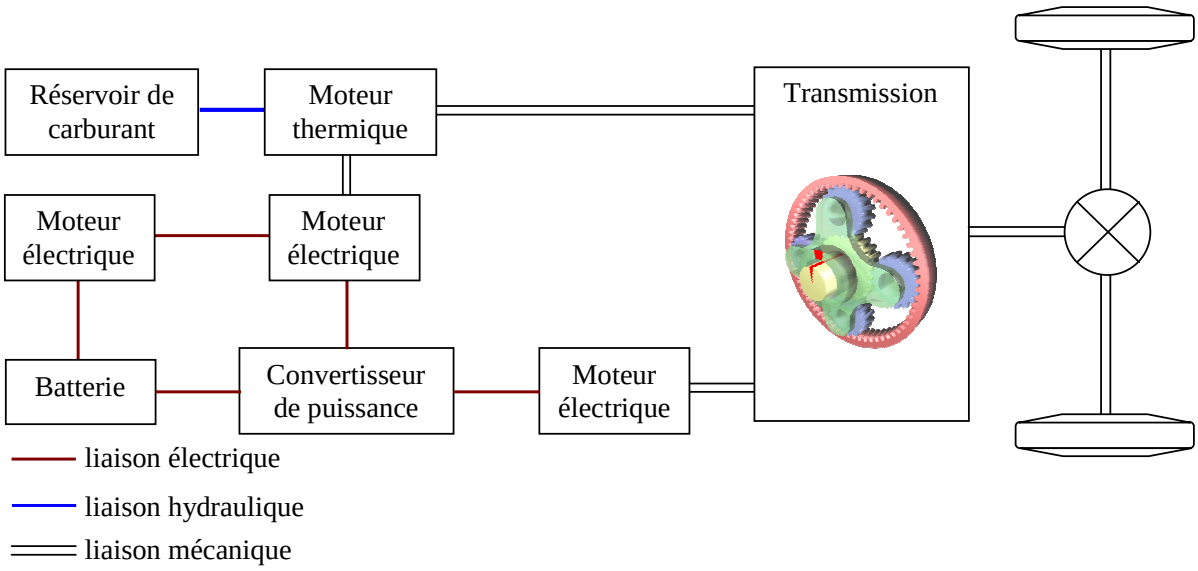


Figure I.14 Schéma de principe de l'architecture hybride complexe.

I.4.2. Les véhicules électriques

La Figure I.15 présente le schéma bloc d'un véhicule électrique (VE) typique. Dans ce cas, la seule source d'énergie à bord est composée de batteries qui sont rechargées en utilisant un système de recharge et souvent avec la récupération d'énergie pendant le freinage.

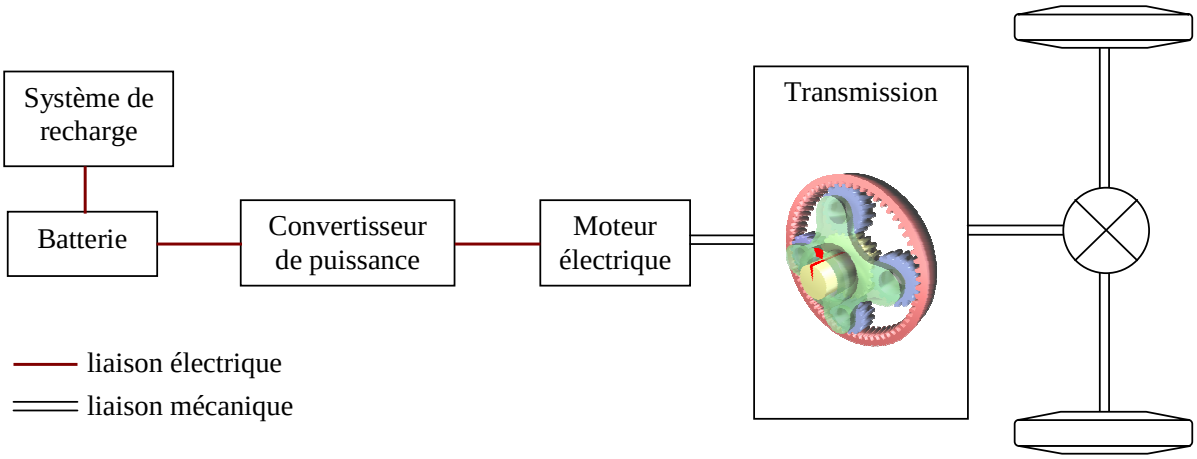


Figure I.15 Schéma de principe d'un véhicule électrique standard.

Le point faible dans ce type de véhicule concerne la source principale d'énergie (les batteries). La batterie électrique est l'organe clé des voitures électriques. Elle influe directement sur les performances et surtout sur l'autonomie de l'automobile à propulsion électrique. En effet, leur densité de puissance exprimée en W/kg est limitée et leur durée de vie est directement liée aux contraintes qui leurs sont appliquées. Ainsi, leur courant de charge et de décharge doit être limité pour garantir une durée de vie compatible avec un véhicule hybride. Concernant la charge des batteries, la solution consiste à utiliser un faible courant durant une longue période par exemple la charge du véhicule pendant la nuit. Une limitation du courant de décharge qui est fonction du cycle de roulage, est

synonyme d'une diminution des performances dynamiques du véhicule. Ceci n'est pas envisageable pour un véhicule électrique avec une seule source d'énergie. Le courant prélevé sur les batteries lors d'une accélération (contrainte en puissance élevée) reste donc important. Dans de nombreux cas dans le domaine des transports, les batteries doivent être dimensionnées principalement selon un critère en puissance (lié à la durée de vie, puis selon un critère énergétique).

Dans un VE, l'énergie de freinage peut être théoriquement récupérée. Dans ce cas, le moteur électrique fonctionne en générateur et réinjecte dans les batteries l'énergie cinétique du véhicule transformée en énergie électrique. Pour les batteries de type standard, le courant maximal de charge est plus faible que le courant maximal de décharge. La puissance de freinage qui peut être récupérée est directement liée au courant maximal de recharge de l'élément de stockage d'énergie électrique ; de ce fait, il arrive que l'on ne récupère pas toute l'énergie du freinage. Bien entendu le freinage par friction reste toujours présent.

Le principal avantage de la propulsion purement électrique en comparaison avec ce que nous avons présenté auparavant est que le VE ne dégage pas de gaz polluants lors de son utilisation et que l'énergie à bord du véhicule est stockée dans des batteries. Le véhicule électrique est « propre » au niveau de l'utilisateur final, c'est-à-dire qu'il n'émet pas de gaz polluants localement. Par contre, le recyclage des batteries usagées et la production de l'électricité pour la recharge doivent être pris en compte. Dans le cas le plus défavorable, l'énergie électrique est produite à partir de carburant fossile libérant du CO_2 dans l'atmosphère. Pour qu'un véhicule électrique puisse être qualifié de « propre », l'énergie nécessaire à la charge doit être produite par des énergies renouvelables (solaire, éolien, hydraulique, *etc.*). En plus de la problématique concernant l'approvisionnement électrique pour la charge des batteries, les principaux inconvénients avec ce type de véhicules utilisant des batteries sont les suivants :

- la durée de vie des batteries est courte, surtout si les contraintes instantanées en puissance leur étant appliquées sont importantes ;
- l'autonomie qu'il est possible d'atteindre avec des batteries de type conventionnel est limitée ;
- le courant maximal de charge des batteries est faible, la charge nécessite en général plusieurs heures et l'énergie de freinage ne peut que partiellement être récupérée.

Aujourd'hui l'une des autres solutions pour limiter la variation du courant de décharge et de charge dans les batteries consiste à utiliser des sources auxiliaires de puissance comme les supercondensateurs.

Par la suite, l'étude d'un système d'assistance en puissance avec un système de stockage d'énergie embarqué est présentée. Son but principal est d'alléger les contraintes en puissance qui sont appliquées

sur les batteries et donc de supprimer les inconvénients énumérés ci-dessus. De plus, la solution retenue permet de récupérer l'énergie de freinage et de limiter les variations du courant de charge/décharge dans les packs de batteries de manière optimale.

Nous présenterons ci-dessous deux topologies pour un véhicule électrique (Figure I.16 et Figure I.17), topologie A et B.

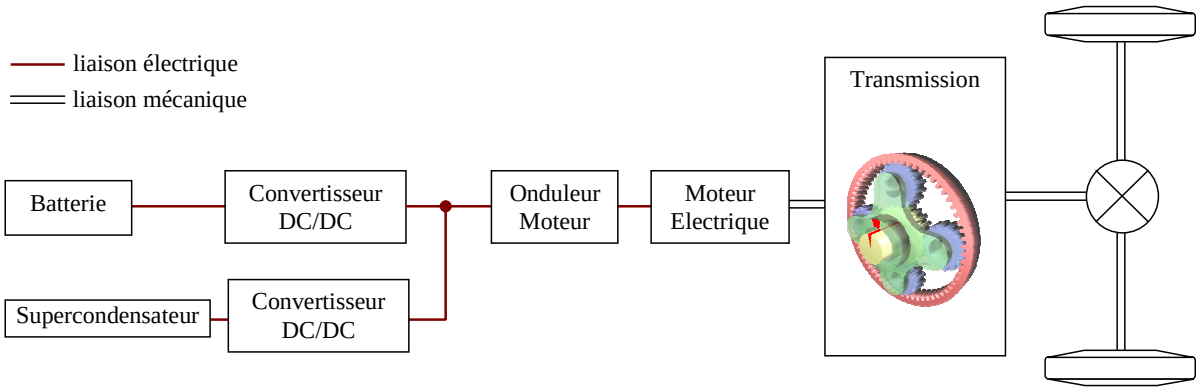


Figure I.16 Architecture hybride proposée pour le véhicule électrique à supercondensateurs, Topologie A.

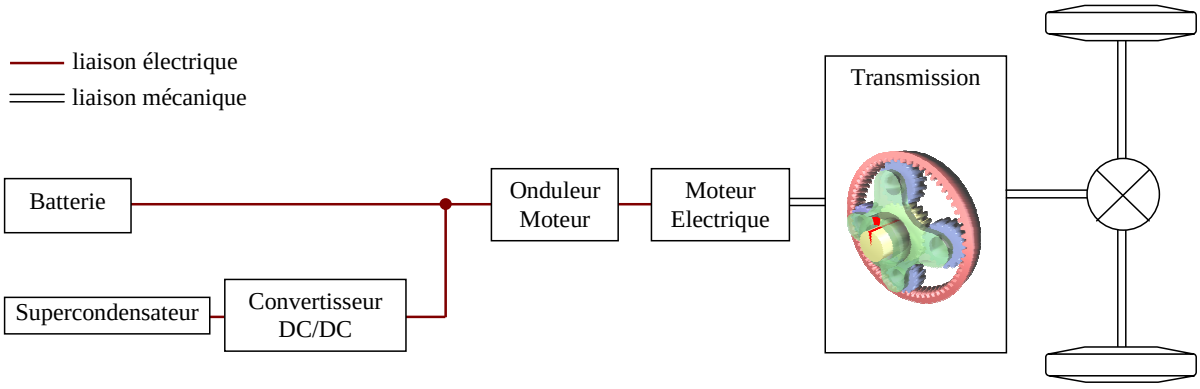


Figure I.17 Architecture hybride proposée pour le véhicule électrique à supercondensateurs, Topologie B.

La topologie A est la topologie qui nous donne le plus de degrés de libertés. Elle assure également une tension stable sur le bus DC. La topologie B avec un étage de conversion en moins a une tension du bus DC variable mais moins de pertes. La variation de la tension du bus DC est due à une variation de charge en fonction du cycle de roulage.

I.5. Conclusion

L'objectif de ce chapitre était tout d'abord de réaliser une présentation succincte des aspects caractérisant les véhicules électriques et hybrides, afin de poser la problématique de nos travaux de thèse à savoir : la gestion efficace des flux énergétiques dans le véhicule. Cette gestion a été et demeure à la fois un levier puissant et donc un point incontournable.

La première partie de ce chapitre a présenté succinctement le contexte et la dimension environnementale des véhicules dans le monde. Plusieurs architectures de véhicules électriques et hybrides sont actuellement possibles et présentent des performances et des fonctionnalités variées. La synthèse sur les éléments de stockage d'énergie électrique montre que l'optimisation de la source électrique passe par la combinaison de différentes solutions mettant en œuvre batterie et supercondensateur. L'utilisation des supercondensateurs comme sources auxiliaires de puissance associées à des sources principales d'énergie parait une solution très encourageante. Ceci permet de limiter les pics de puissance fournie par la principale source d'énergie (la batterie ou la source d'énergie considérée), d'éviter son surdimensionnement et d'augmenter sa durée de vie.

L'objectif de cette thèse est l'étude des différentes stratégies d'optimisation pour une architecture de véhicule électrique utilisant deux sources d'énergie : la batterie comme source d'énergie principale et le supercondensateur comme source d'énergie secondaire.

Les principaux avantages apportés par les supercondensateurs dans l'architecture du véhicule électrique sont : augmentation de la puissance disponible, de l'autonomie et de la durée de vie des batteries et la récupération efficace de l'énergie au freinage. Il faut tout de même garder à l'esprit que cette utilisation demande une interface de puissance (convertisseur d'électronique de puissance) pour gérer l'intervention des supercondensateurs.

La topologie choisie pour les chapitres suivants est la topologie A, une topologie avec plus de degrés de libertés et qui peut assurer le réglage de la tension du bus DC à une valeur de référence constante.

Chapitre II

Modélisation des éléments à bord des véhicules électriques

« Eppur si muove – Et pourtant elle tourne. »

Galileo Galilei

Chapitre II

Modélisation des éléments à bord des véhicules électriques

« Eppur si muove – Et pourtant elle tourne. »

Galileo Galilei

SOMMAIRE

II.1. Introduction 29
II.2. Architecture choisie pour le système électrique à bord du véhicule électrique 29
II.3. Modélisation du système électrique du véhicule 29
II.3.1. Modélisation de la batterie 30
II.3.2. Modélisation du supercondensateur 33
II.3.3. Modélisation du convertisseur de puissance (Buck-boost) 33
II.3.4. Le véhicule électrique et son groupe motopropulseur 35
II.3.4.1. Modélisation de l'association convertisseur moteur électrique 36
II.3.4.2. Réducteur et transmission 36
II.3.4.3. Modèle dynamique du véhicule 37
II.4. Conclusion 40

Résumé

Dans ce chapitre nous présentons l'architecture du véhicule électrique choisie pour les différents tests. Ensuite, nous présenterons les différents modèles des éléments composant la chaîne de stockage/conversion électrique et traction mécanique du véhicule choisi. En dernier lieu, les modèles du véhicule pour l'optimisation de la gestion d'énergie et pour le contrôle commande seront présentés.

II.1. Introduction

Avant d'étudier le problème de la gestion d'énergie électrique à bord du véhicule, nous débuterons par une modélisation des différents composants du véhicule électrique considéré.

Les composants essentiels du véhicule électrique considéré sont la batterie de type plomb, le supercondensateur, les convertisseurs qui y sont connectés et le groupe motopropulseur dont la modélisation nous permet de relever la dynamique du mouvement du véhicule.

Les caractéristiques de ce véhicule sont issues du véhicule « AIXAM MEGA City » [AIX 12]. Les modèles utilisés pour la simulation du véhicule serviront à l'élaboration des stratégies de commande et gestion présentées dans les Chapitres III et IV.

II.2. Architecture choisie pour le système électrique à bord du véhicule électrique

L'architecture choisie pour le véhicule électrique est la topologie A (présenté à la fin du premier chapitre). Il s'agit d'un véhicule électrique avec deux sources d'énergie (la batterie et le supercondensateur), leurs deux convertisseurs de puissance respectifs (Buck-boost) et le groupe motopropulseur.

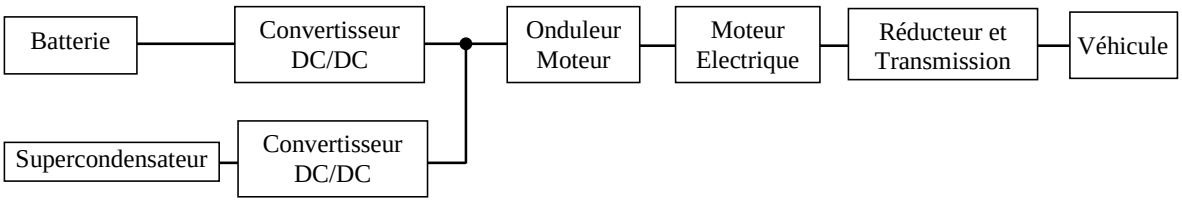


Figure II.1 Architecture du véhicule choisi.

L'architecture présentée dans la Figure II.1 nous donne le plus de degrés de liberté elle assure également une tension stable sur le bus DC. La variation de la tension du bus DC est dûe à une variation de charge en fonction du cycle de roulage.

II.3. Modélisation du système électrique du véhicule

L'objectif de cette partie est de présenter une méthode de dimensionnement et de modélisation des sources d'énergie (batterie au plomb et supercondensateur) dans un véhicule électrique équipé des supercondensateurs comme sources d'énergie auxiliaires. L'utilisation des supercondensateurs permet de réduire la variation instantanée du courant dans la batterie, en diminuant ainsi la contrainte en puissance sur la source principale d'énergie, à savoir la batterie.

Le système électrique du véhicule étudié contient :

- deux sources d'énergie : une batterie comme source principale et un supercondensateur comme source auxiliaire ;
- deux convertisseurs DC-DC de type Buck-boost pour la topologie A, qui permettent d'adapter les niveaux de tension entre les sources et le bus continu commun (bus DC). En fonction de la configuration des cellules de la batterie et du supercondensateur, les convertisseurs de puissance permettent d'élever la tension des sources à la tension du bus continu, soit 150 V. Ils sont de type Buck-boost bidirectionnels. Ils fonctionnent en mode Boost lorsque les supercondensateurs fournissent de l'énergie électrique à la charge et en mode Buck dans le cas où les sources sont chargées ;
- l'onduleur connecté au bus continu ;
- une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) permettant d'entraîner le véhicule.

La modélisation est présentée sous MATLAB®/Simulink® et discutée en commençant par le modèle de batterie suivi du modèle du supercondensateur, les modèles des convertisseurs de puissance, les modèles de l'association convertisseur moteur électrique et enfin les modèles des dynamiques du véhicule.

II.3.1. Modélisation de la batterie

La batterie est la source principale d'énergie dans le véhicule. Un modèle simplifié de batterie au plomb a été élaboré [SAL 92]. Ce modèle calcule la tension aux bornes de la batterie, son état de charge *SOC* (State of Charge) et les pertes.

Modèle électrique

Dans la littérature, il existe de nombreux modèles de batteries au plomb [CER 00]. Dans cette étude, la batterie est modélisée comme un générateur de tension parfait en série avec une résistance (Figure II.2).

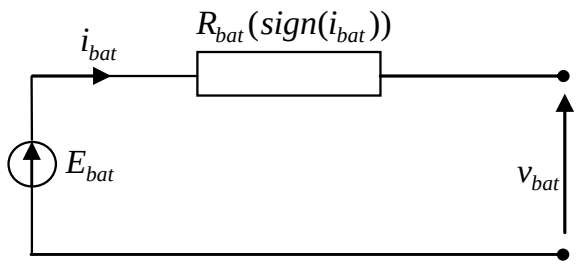


Figure II.2 Circuit équivalent de la batterie (pour une cellule), modèle statique.

L'équation pour le calcul de la tension de la batterie est la suivante :

$$v_{bat} = E_{bat} - R_{bat}(sign(i_{bat})) \cdot i_{bat}\,, \qquad \text{(II-1)}$$

où E_{bat} est la tension à vide, R_{bat} la résistance interne et i_{bat} le courant dans la batterie.

Comme nous pouvons observer dans l'Equation (II-1) la résistance interne de la batterie dépend du signe du courant. On distingue donc deux types de résistances, une résistance en charge et une résistance en décharge.

Le modèle dynamique de la batterie s'appuie sur les circuits électriques équivalents qui prennent en compte les dynamiques du système. L'un d'eux est le circuit équivalent de Thévenin, illustré dans la Figure II.3, qui est un moyen simple de décrire le comportement de la tension de batterie.

À noter que le modèle dynamique est plus précis. Il tient compte de la variation de la tension à vide et de la résistance interne équivalente (charge ou décharge), représentée par les résistances R_1 et R_2 et de la capacité équivalente représentée par les capacités C_1 et C_2.Tous ces paramètres dépendent de l'état de charge de la batterie, du courant de charge (positif ou négatif) et de la température interne de la batterie.

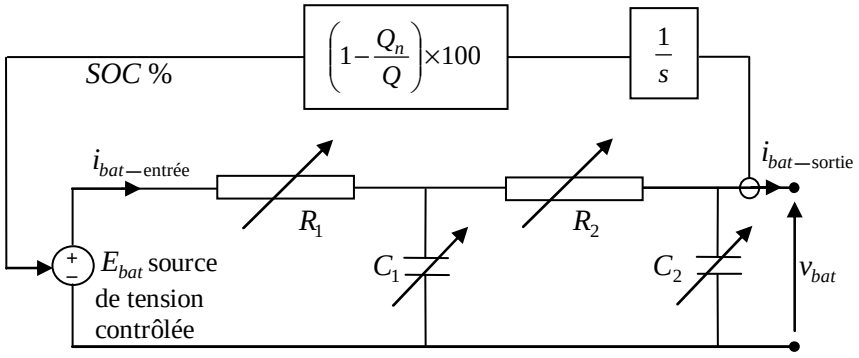


Figure II.3 Circuit équivalent de la batterie (pour une cellule), modèle dynamique.

État de charge de la batterie

L'estimation de l'état de charge de la batterie est une tâche importante parce que plusieurs paramètres doivent être pris en compte comme par exemple le vieillissement de la batterie. Lié directement avec la durée de vie des batteries (cette dernière étant directement liée à leurs conditions d'utilisation), il dépend essentiellement du nombre de cycles « charge et décharge ».

On appelle *l'état de charge* de la batterie SOC le rapport entre la différence de la capacité nominale (Q_n) et la quantité d'électricité restante à l'instant t ($Q(t)$) sur $Q(t)$ (voir Equation (II-2)). L'état de charge est souvent donné en pourcents :

$$SOC(t) = \frac{Q_n - Q(t)}{Q(t)} \times 100\,[\%]\,, \qquad \text{(II-2)}$$

où $Q(t)$ est la capacité de la batterie à l'instant t, et est donc donnée par l'équation ci-dessous :

$$Q(t) = Q(t_0) - \int_{t_0}^{t} \eta_F \cdot i_{bat} \cdot dt \ , \qquad \text{(II-3)}$$

où η_F est le rendement faradique qui dépend du signe du courant de la batterie :

$$\eta_F(i_{bat}) = \begin{cases} 1 & i_{bat} \geq 0 \\ 0.95 & i_{bat} < 0 \end{cases} \qquad \text{(II-4)}$$

Par convention un courant positif, $i_{bat} \geq 0$ correspondant à la décharge de la batterie et $i_{bat} < 0$ correspond à la recharge de la batterie.

Le rendement faradique mesure la différence entre la quantité d'électricité (en Ah) de la décharge et celle de la charge. Comme nous avons vu dans l'Equation (II-3), la capacité de la batterie est souvent donnée en Ah.

À partir de la définition de l'état de charge, nous avons aussi la notion de *taux de décharge* (Depth of Discharge, DOD) définie comme le ratio d'ampère.heure déchargé sur la pleine capacité de la batterie. Si l'on considére une batterie chargée avec $SOC = 100\,\%$ alors DOD en pourcents est : $DOD = 100 - SOC$.

Pour résumer, en choisissant le nombre de cellules en séries et en parallèles, on obtient la taille correspondante de batterie. Pour modéliser le bloc de batterie nécessaire du véhicule, on suppose que toutes les cellules en série et en parallèle réagissent de façon identique. Le système d'équilibrage de tension pour la batterie n'est pas modélisé. De même pour la température de la batterie, on suppose qu'elle reste toujours à une valeur constante, autour de 20°C.

Dans le cas étudié, 12 monoblocs de batteries au plomb ont été utilisés, soit 3 monoblocs en parallèle et 4 monoblocs en série. Le nombre de cellules dans un monobloc est de 6. Dans cette configuration la tension de la batterie est de $v_{bat} = 48\,\text{V}$.

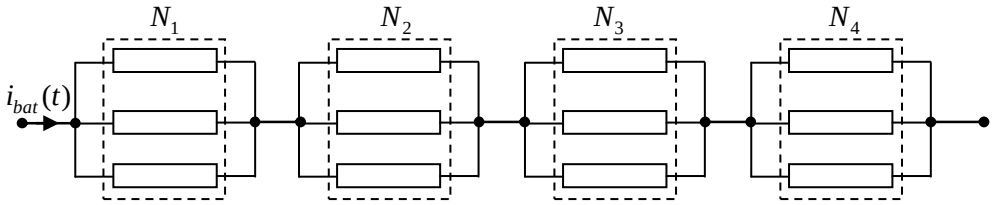


Figure II.4 La configuration de la batterie choisie.

Les caractéristiques de la batterie sont données dans l'Annexe A.

II.3.2. Modélisation du supercondensateur

Le modèle du circuit équivalent du module de supercondensateurs est présenté à la Figure II.5. Chaque cellule est modélisée par la combinaison de la résistance équivalente série, ESR (Equivalent Series Resitance) : R_s, deux circuits électriques de type RC avec quatre éléments, R_1, R_2, C_1, C_2 et une capacité équivalente C_0 [WU 11].

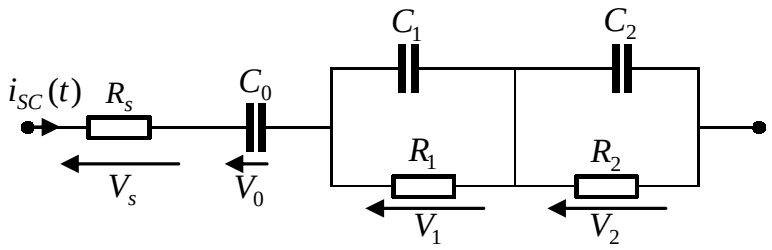


Figure II.5 Circuit équivalent du module de supercondensateurs.

Les paramètres utilisés dans la Figure II.5 sont : R_s la résistance série du supercondensateur, C_0 la capacité série du supercondensateur, R_1 et R_2 les résistances du premier et deuxième circuit RC et C_1 et C_2 les capacités. Les valeurs des paramètres sont données dans l'Annexe A.

En utilisant la loi de Kirchhoff pour la tension, les tensions du circuit équivalent peuvent être exprimées par l'équation suivante :

$$v_{SC} = V_s + V_0 + V_1 + V_2, \tag{II-5}$$

La tension du supercondensateur, v_{SC} dans le domaine fréquentiel peut être exprimée comme suit :

$$v_{SC}(s) = i_{SC}(s)R_s + \frac{i_{SC}(s)}{C_0 s} + \frac{i_{SC}(s)R_1}{R_1C_1s+1} + \frac{i(s)R_2}{R_2C_2s+1} \tag{II-6}$$

Dans le cas étudié, 18 cellules ont été utilisées, soit 2 en parallèle et 9 en série. Dans cette configuration la tension du supercondensateur est de $v_{SC} = 40\,\text{V}$.

L'Annexe A présente les caractéristiques du supercondensateur utilisé dans la configuration du véhicule.

II.3.3. Modélisation du convertisseur de puissance (Buck-boost)

Le convertisseur de puissance est nécessaire comme interface entre les sources d'énergie électrique et le bus continu. L'intérêt d'utiliser ce type d'interface est d'adapter les niveaux de tension des sources au bus continu. En outre, celui-ci contrôle l'énergie fournie ou absorbée par les sources en fonction de la stratégie de gestion d'énergie choisie. Le convertisseur doit être donc réversible en courant (Figure II.6).

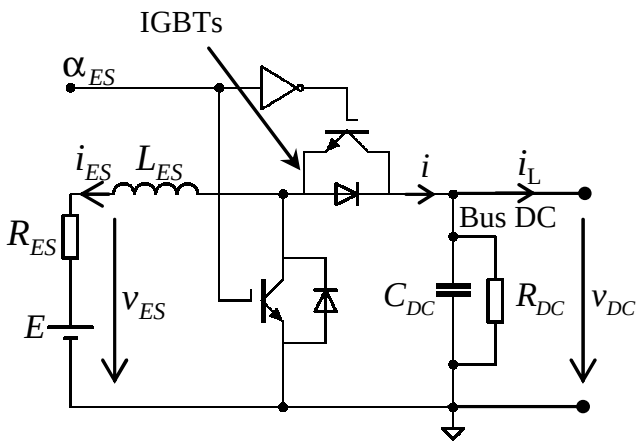


Figure II.6 Le modèle du convertisseur de puissance Buck-boost.

Le modèle moyen du circuit à partir du schéma présenté dans la Figure II.6 est donné par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} L_{ES}\dfrac{\mathrm{d}i_{ES}}{\mathrm{d}t} = v_{ES} - v_{DC}\cdot\alpha_{ES} - R_{ES}\cdot i_{ES} \\ C_{DC}\dfrac{\mathrm{d}v_{DC}}{\mathrm{d}t} = \sum i_{ES}\cdot\alpha_{ES} - \dfrac{v_{DC}}{R_{DC}} - i_L \end{cases}, \qquad \text{(II-7)}$$

où : R_{ES} est la résistance interne de la source, L_{ES} est l'inductance du convertisseur, v_{ES} et i_{ES} sont la tension et le courant respectivement de la source d'énergie électrique, R_{DC} et C_{DC} sont la résistance des pertes dans le bus DC et la capacité, α_{ES} est le rapport cyclique correspondant du convertisseur, i_L est le courant de charge.

La tension nominale de la source d'énergie peut être la tension de la batterie à une valeur fixée de 48 V, soit la tension du supercondensateur, variable en fonction de l'état de charge.

Les calculs des pertes concernant le convertisseur de puissance Buck-boost sont de quatre types [TRIT 10], [WAF 09], [LOP 08] :

- les pertes par commutation dans les IGBTs :

$$P_{com} = f_{dec}\cdot\left(E_{on}\cdot\frac{i_{on}}{i_n} + E_{off}\cdot\frac{i_{off}}{i_n}\right), \qquad \text{(II-8)}$$

où E_{on} sont les pertes Joule à l'enclenchement, E_{off} les pertes au déclenchement, f_{dec} la fréquence de découpage.

- les pertes par conduction dans les IGBTs :

$$P_{cond} = i_{efficace}^2\cdot R_{CE} + V_{CE}\cdot i_{moyenne}, \qquad \text{(II-9)}$$

où R_{CE} est la résistance de l'IGBT entre le collecteur et l'émetteur, V_{CE} la tension appliquée entre le collecteur et l'émetteur, $i_{efficace}$ est le courant efficace dans le composant et $i_{moyenne}$ est la valeur moyenne du courant dans le composant.

- les pertes cuivre dans le circuit du convertisseur (dans la bobine L_{ES}) :

$$P_{CU} = R_L \cdot i_{ES}^2 , \qquad \text{(II-10)}$$

où R_L est la résistance de la bobine du convertisseur (R_L supposée négligeable) avec i_{ES} le courant traversant la bobine.

- les pertes dans les diodes :

$$P_{cond_diode} = \alpha_{ES} \cdot (V_{EC} + r_D \cdot i_{ES}) \cdot i_{ES} \qquad \text{(II-11)}$$

$$P_{com_diode} = f_{dec} \cdot E_{rr} \cdot \frac{i_{off}}{i_n} \cdot \frac{v_{DC}}{v_n} \qquad \text{(II-12)}$$

Avec α_{ES} le rapport cyclique du convertisseur de puissance, V_{EC} la tension inverse de la diode (la tension appliquée entre l'émetteur et le collecteur), r_D la résistance de la diode et E_{rr} les pertes joules de relaxation dans la diode. Les paramètres du convertisseur et du calcul de pertes sont données dans l'Annexe A.

II.3.4. Le véhicule électrique et son groupe motopropulseur

La chaîne de traction du véhicule est : l'association convertisseur moteur, l'ensemble réducteur et transmission, les roues et le véhicule avec le cycle de roulage (Figure II.7).

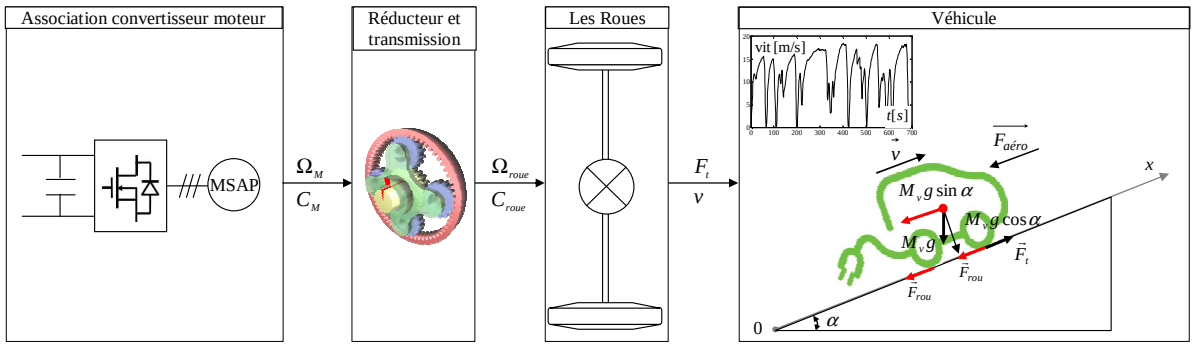


Figure II.7 Schéma de la chaîne de traction.

La Figure II.7 montre les principales interactions entre les différents sous-systèmes du véhicule électrique, où la MSAP est la machine synchrone à aimants permanents, C_M le couple de la machine électrique, Ω_M est la vitesse de rotation de la machine électrique, C_{roue} le couple sur les roues, Ω_{roue} la vitesse de rotation sur les roues, F_t la force de traction du véhicule et v la vitesse linéaire du véhicule.

II.3.4.1. Modélisation de l'association convertisseur moteur électrique

La machine électrique et son électronique de puissance associée sont modélisées par une cartographie statique [TRIG 04a]. Cette cartographie inclut les pertes dans la machine (pertes mécaniques, pertes fer et Joules) et les pertes dans le convertisseur de puissance associé (onduleur) (pertes par commutation, par conduction et pertes ohmiques). La machine électrique est un moteur synchrone à aimants permanents car ce type de machine nous offre les meilleures performances pour notre application. Le moteur électrique considéré a une caractéristique couple-vitesse proche de l'idéal, comme indiqué dans la Figure II.8 [FLO 11].

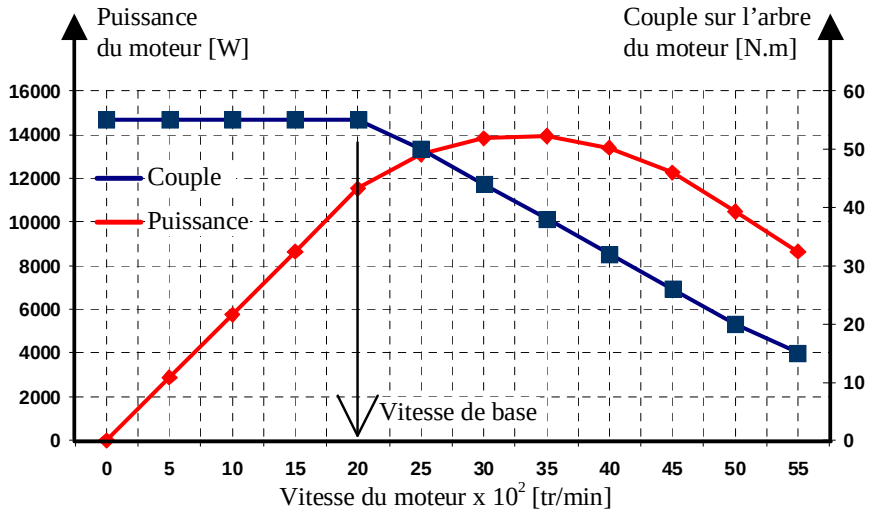


Figure II.8 Les caractéristiques du moteur électrique (puissance et couple).

En général, le moteur électrique démarre à partir de la vitesse nulle. Pendant qu'il augmente sa vitesse de base, la tension augmente jusqu'à sa valeur nominale, tandis que le flux reste constant. Au-delà de la vitesse de base, la tension reste constante, tandis que le couple du moteur a une allure hyperbolique par rapport à la vitesse (Figure II.8). Le modèle statique du moteur électrique repose principalement sur sa cartographie de rendement η_M. Comme nous l'avons vu dans la Figure II.8, la puissance requise par le moteur P_M dépend de sa vitesse de rotation Ω_M et de couple C_M par l'intermédiaire de l'équation suivante :

$$P_M(t) = \frac{\Omega_M(t) \cdot C_M(t)}{\eta_M(\Omega_M(t), C_M(t), \mathrm{sign}(C_M(t)))} \qquad \text{(II-13)}$$

Le moteur électrique est limité en couple dans une gamme allant du couple minimal en fonctionnement génératrice au couple maximal en fonctionnement moteur.

II.3.4.2. Réducteur et transmission

Le réducteur utilisé dans le véhicule permet d'adapter la vitesse de rotation Ω_M et le couple moteur C_M entre l'arbre du moteur et les roues, respectivement Ω_{roue} et C_{roue} [KER 09]. Le réducteur est

modélisé par un rapport de réduction/transmission constant δ et par un rendement constant η_{red} ; leurs valeurs respectives pour le véhicule considéré sont :

$$\begin{cases} \delta = \dfrac{\Omega_M}{\Omega_{roue}} = 8.46 \\ \eta_{red} = 0.97 \end{cases} \qquad \text{(II-14)}$$

Selon les hypothèse retenues, les relations entre les couples et les vitesses sont données par :

$$\begin{cases} C_M(t) = \dfrac{C_{roue}(t)}{\eta_{red} \cdot \delta} \\ \Omega_M(t) = \Omega_{roue}(t) \cdot \delta \end{cases} \qquad \text{(II-15)}$$

II.3.4.3. Modèle dynamique du véhicule

Les roues sont des convertisseurs d'efforts mécaniques ; ainsi les couples délivrés par le groupe motopropulseur sont transformés en force appliquée au sol. Comme présenté dans la partie droite de la Figure II.7, à partir du couple roue délivré par le groupe motopropulseur, C_{roue}, nous pouvons avoir une expression concernant la force de traction [KER 09] :

$$F_t = \frac{C_{roue}(t)}{R_{roue}} \qquad \text{(II-16)}$$

Le glissement entre la chaussée et les pneus étant supposé négligeable, la relation liant la vitesse linéaire du véhicule v à la vitesse de rotation de la roue Ω_{roue} est donnée par :

$$v = \frac{\Omega_{roue}(t)}{R_{roue}} \qquad \text{(II-17)}$$

Dans le modèle du véhicule, nous considérons le mouvement du véhicule sur un axe décliné d'un angle α par rapport à l'horizontale.

La Figure II.9 montre les forces qui agissent sur le véhicule.

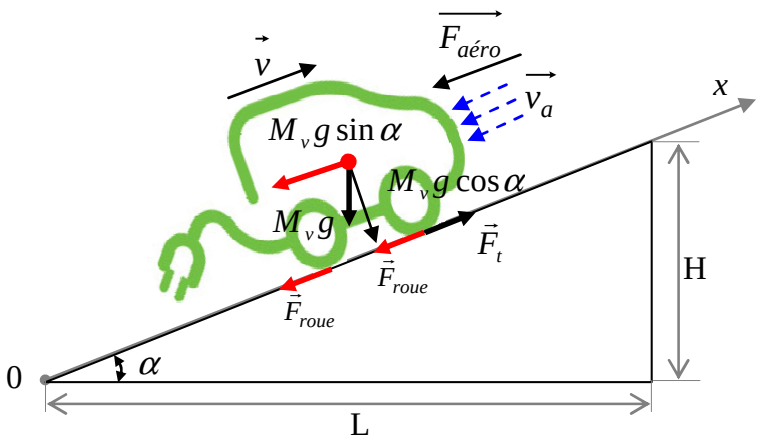


Figure II.9 Schéma des forces agissant sur le véhicule en mouvement.

En rapportant les forces résistantes au centre de gravité du véhicule et en les projetant sur l'axe *x*, nous pouvons écrire la loi dynamique à partir du principe fondamental de la dynamique sur le véhicule :

$$\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} = \frac{\sum F_t - \sum F_r}{\gamma \cdot M}, \tag{II-18}$$

où v est la vitesse du véhicule, $\sum F_t$ est la somme des forces de traction du véhicule (la force développée par l'action du groupe motopropulseur et qui fait avancer le véhicule), $\sum F_r$ est la somme des forces résistantes et M est la masse totale du véhicule (motorisation, éléments de stockage et caisse) avec le facteur de masse γ, traduisant l'effet des éléments tournants de la chaîne de traction. La somme des forces résistantes est donnée par l'équation :

$$\sum F_r = F_{aéro} + F_{roue} + F_{pente}, \tag{II-19}$$

où :

- $F_{aéro}$ est la force aérodynamique en (N). Il s'agit de la force exercée par l'air selon l'axe du mouvement sur le véhicule. Elle est proportionnelle à la densité de l'air, ρ_{air} (kg/m^3), à la surface frontale S (m^2), au coefficient de pénétration dans l'air ou coefficient de traînée C_x du véhicule et au carré de la somme entre la vitesse du véhicule v et la vitesse du vent v_a (sens contraire (+)) en (m/s). Elle est donnée par l'expression suivante :

$$F_{aéro} = \frac{1}{2} \cdot \rho_{air} \cdot S \cdot C_x \cdot (v + v_a)^2 \tag{II-20}$$

- F_{roue} est la force de roulement. Il s'agit de la résistance au roulement du véhicule dûe au contact entre les pneus et la chaussée, proportionnelle à la masse du véhicule M en (kg), à l'accélération gravitationnelle g en (m/s^2), au coefficient de résistance au roulement μ et la pente $\tan(\alpha)$ en (rad).

$$F_{roue} = M \cdot g \cdot \mu \cdot \cos(\alpha) \tag{II-21}$$

- F_{pente} est la force de résistante de montée en côte, nommée aussi force de gravité du véhicule. Son expression est la suivante :

$$F_{pente} = M \cdot g \cdot \sin(\alpha) \tag{II-22}$$

Les caractéristiques du véhicule retenu pour la suite du mémoire sont données dans l'Annexe A.

Outre les paramètres de modélisation nécessaires pour la simulation du véhicule, un cycle de roulage doit être choisi. Il définit l'évolution de la consigne de vitesse du véhicule en fonction du temps. Il permet en général d'évaluer la consommation et/ou les émissions de polluants du véhicule. Dans la littérature, il existe plusieurs profils de roulage, vitesse/temps classifiés en deux catégories :

- des cycles de roulage normalisés (comme par exemple, le ECE15 (cycle Européen Normalisé partie urbaine)) voir dans la Figure II.10 [EUR 12]. Étant des profils de vitesse simplistes, ils ne représentent pas un comportement réaliste du véhicule. Néanmoins, ils servent d'outils pour faciliter l'analyse et l'interprétation des résultats des différentes stratégies de gestion de l'énergie.

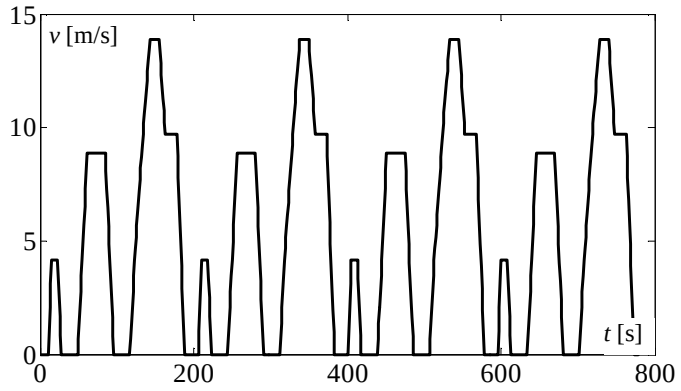


Figure II.10 Cycle de vitesse Européen Normalisé, partie urbaine (ECE15).

- des cycles de vitesse issus de mesures réelles, enregistrés lors des campagnes d'essais dans le cadre de projets Européens. Ils permettent une évolution plus réaliste des résultats issus des stratégies de gestion de l'énergie. La Figure II.11 illustre le cycle de vitesse réel utilisé dans notre étude.

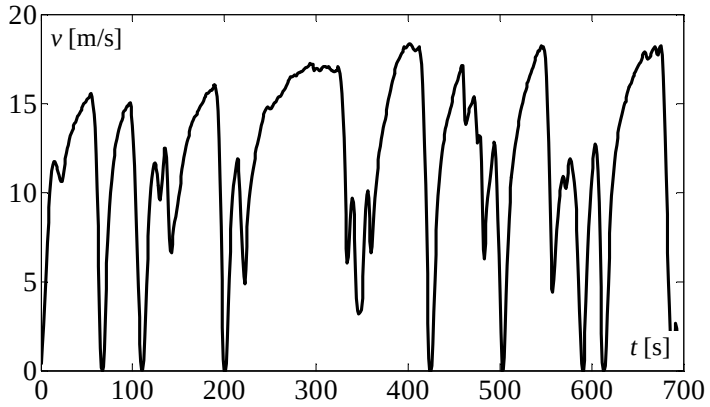


Figure II.11 Cycle de vitesse réel.

Notons que nous n'avons utilisé que la partie urbaine du cycle parce que l'étude s'appuie sur un véhicule électrique à usage urbain.

Pour les simulations, on réalise une poursuite de la consigne de vitesse.

II.4. Conclusion

Avant de commencer les tests des différentes stratégies de gestions d'énergie électrique dans le véhicule, un résumé des différents éléments à bord du véhicule et les principales interactions entre les sous-systèmes est présenté. L'interactions entre les sous-systèmes est basés sur le principe d'action/réaction et du couple de variable d'effort et de flux présent dans les outils graphiques de type « Bound Graph » ou « Représentation Energétique Macroscopique » [BOUS 09], [AGB 11].

Comme on peut le voir dans les Figures II.12 et II.13, la configuration du véhicule présenté dans la Figure II.1 peut être divisée en deux parties essentielles : la première partie est constituée du « système d'alimentation en puissance » (où nous avons les sources d'énergie électrique, la batterie et le supercondenstateur, les convertisseurs de puissance, le bus DC et l'EMS – Energy Management System). La deuxième partie concerne « l'environnement du conducteur » (où nous avons l'association convertisseur moteur, l'ensemble réducteur – transmission et les modèles qui nous permettent de relever la dynamique du mouvement du véhicule).

Système d'alimentation en puissance

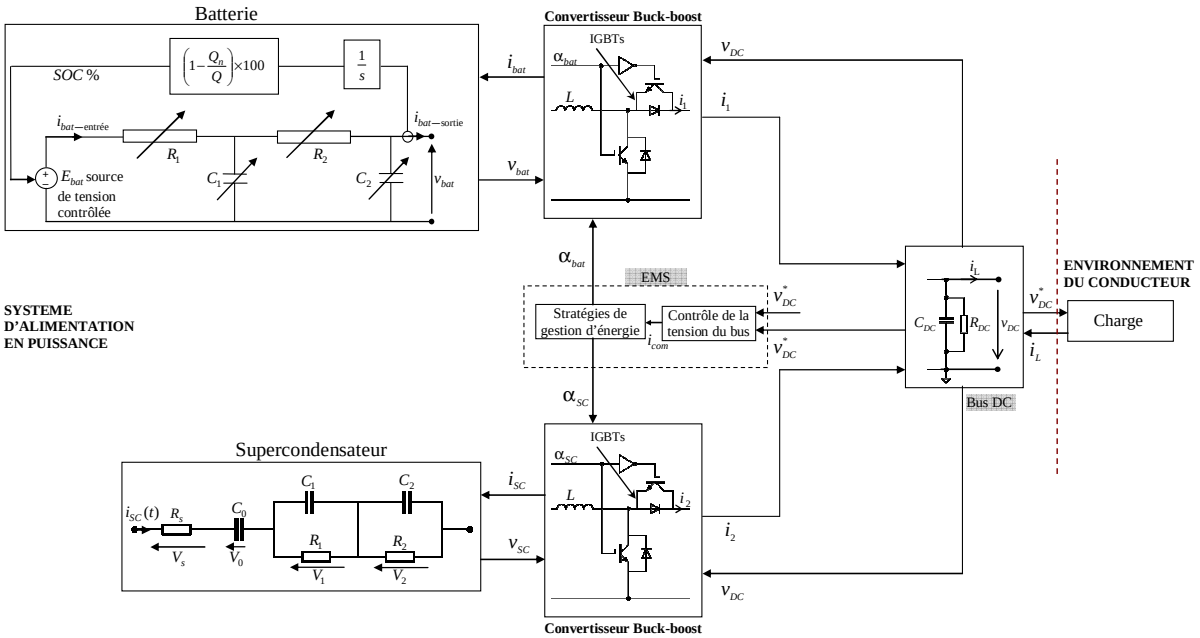


Figure II.12 La topologie du système d'alimentation en puissance.

Après la modélisation des composantes du véhicule, les modèles du système d'alimentation en puissance sont considérés comme des boites noires avec des entrées et des sorties. La batterie considérée a comme entrée le courant i_{bat} et en sortie la tension v_{bat} qui est à son tour entrée pour le bloc convertisseur Buck-boost. Le supercondensateur considéré a comme entrée le courant i_{SC} et en sortie la tension v_{SC}, elle-même entrée pour le deuxième convertisseur Buck-boost. Les deux courants de sortie des convertisseurs Buck-boost (i_1 et i_2) sont choisis en utilisant les modèles moyennés de la

batterie et du supercondensateur incluant leurs convertisseurs de puissance. Les modèles des convertisseurs de puissance sont alimentés par les sorties des sources d'énergie (i_{SC} et i_{bat}), par les valeurs des rapports cycliques (α_{bat} et α_{SC}) calculées par la stratégie de gestion d'énergie abordée et par la tension du bus DC, v_{DC}. Enfin le bus DC a comme entrées les deux courants i_1, i_2 et le courant de charge i_L qui est l'image du cycle de roulage.

Environnement du conducteur

Le courant de charge, i_L, est considéré comme entrée dans le bus DC et sortie de l'association convertisseur moteur électrique. Comme on peut le voir dans la Figure II.13 l'association convertisseur moteur électrique est alimentée par la tension du bus DC, par le courant i_q (la commande du système de contrôle-commande du conducteur) et par la vitesse de rotation Ω_M. Le couple résistant C_R est calculé en utilisant les équations présentées dans le sous-Chapitre II.3.4.3.

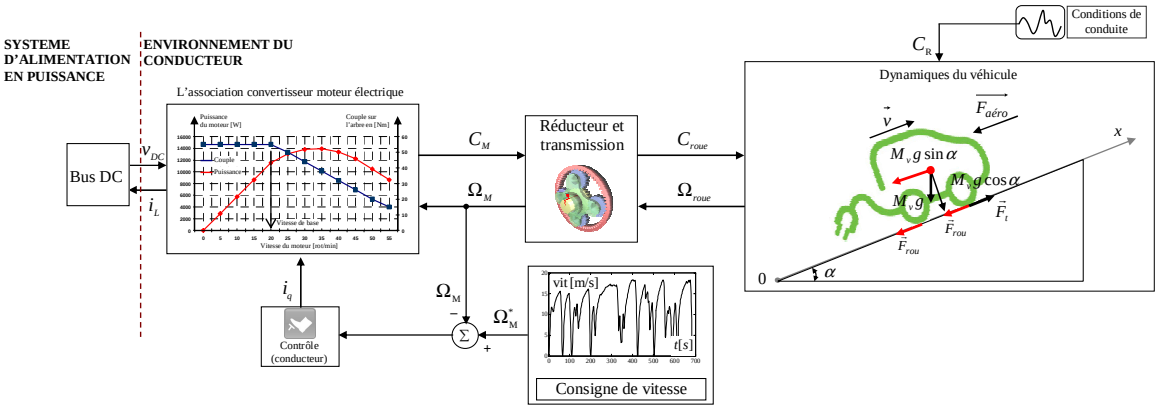


Figure II.13 La topologie du système d'environnement du conducteur.

À partir de maintenant et sur la base de ce qui a été présenté auparavant, les stratégies de gestion d'énergie électrique vont être l'objet des prochains chapitres.

Chapitre III

Gestion de l'énergie dans les véhicules électriques

« Les mathématiques consistent à prouver une chose évidente par des moyens complexes. »
George Polyà

Chapitre III

Gestion de l'énergie dans les véhicules électriques

« Les mathématiques consistent à prouver une chose évidente par des moyens complexes. »
George Polyà

SOMMAIRE

III.1. Introduction 45
III.2. Résolution du problème de gestion de l'énergie par séparation en fréquence 45
III.2.1. Filtre du premier ordre 47
III.2.1.1. Conception de la structure de contrôle-commande 49
III.2.1.2. Discussion sur les résultats de simulation numérique 56
III.2.2. Synthèse 61
III.3. Séparation en fréquence adaptative 61
III.3.1. Conception du filtre adaptatif 62
III.3.2. Validation par simulations numériques 67
III.3.3. Synthèse 69
III.4. Conclusion 70

Résumé

Ce chapitre présente une stratégie de gestion des flux énergétiques dans les véhicules électriques. La contrainte imposée au système électrique dans le véhicule concerne la limitation du courant de la batterie. Il s'agit de calculer le courant de référence du supercondensateur qui minimise l'énergie à fournir par les batteries à partir de la puissance demandée au niveau de la charge.

Pour une puissance demandée par le véhicule il faut être attentif aux valeurs instantanées du courant circulant dans la batterie. Afin de garantir une bonne durée de vie du dispositif, le courant devra être maintenu dans des limites admissibles, peu éloignées des valeurs nominales.

Pour cela, on va séparer dans le domaine fréquentiel la demande totale de puissance sur le système électrique du véhicule afin d'orienter les demandes de puissance placées dans des intervalles fréquentiels distincts vers la batterie et les supercondensateurs respectivement. La composante de basse fréquence de la puissance sera demandée à la batterie. Les supercondensateurs doivent donc être le réservoir d'énergie pour les sollicitations en haute fréquence, typiquement pour les pics de courants.

III.1. Introduction

Le vieillissement des batteries est un des verrous au développement des véhicules électriques à cause du nombre limité des cycles de charge-décharge. L'utilisation des supercondensateurs en complément de la batterie permet de diminuer fortement les sollicitations en courant sur les batteries et donc de réduire leur vieillissement. Dans ce contexte, nous avons adopté une solution déjà existante au problème du vieillissement des batteries, à savoir leur associer des supercondensateurs [MIL 09]. Les supercondensateurs, apparus sur le marché récemment, offrent une approche alternative à la gestion de la conversion d'énergie électrique et des systèmes d'alimentation. Il est bien connu que les cycles de roulages, particulièrement dans la zone urbaine, sont caractérisés par une demande de charge hautement variable du fait du trafic instable. Ainsi, le courant électrique exigé par le cycle de roulage varie aléatoirement dans des conditions réelles en fonction de l'accélération, de la décélération, ou encore en fonction de la topologie du trajet (plan incliné, *etc.*).

La Figure III.1 présente la gestion d'énergie dans un véhicule électrique où la puissance instantanée est décomposée en puissance moyenne et dynamique [GAO 05]. Dans ce sens, la puissance totale de la charge est fournie par les deux sources d'énergie électrique (la batterie et le supercondensateur).

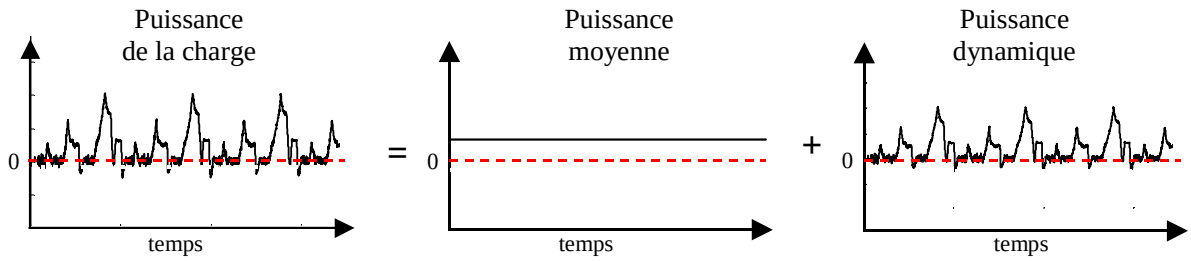


Figure III.1 La puissance de la charge décomposée en deux composantes : moyenne et dynamique.

Ainsi, l'énergie électrique provenant de la batterie est bien adaptée pour fournir l'énergie permanente tandis que l'énergie électrique stockée dans le supercondensateur est bien adaptée pour fournir la puissance dynamique. Dans la littérature, il existe de nombreuses formulations pour les problèmes de gestion d'énergie particulièrement dans les systèmes électriques embarqués dans les VEs ou VHTEs [TRIG 04], [SCO 05], [KES 07], [MART 11], [KER 12] ou dédiés à l'application agricole [TRIT 10a]. Nous allons maintenant décrire une première stratégie d'optimisation que nous avons retenue.

III.2. Résolution du problème de gestion de l'énergie par séparation en fréquence

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, le véhicule électrique étudié est constitué de deux sources électriques (batteries et supercondensateurs) et de deux convertisseurs de puissance réversibles (convertisseur Buck-boost) pour la topologie A (Figure III.2, a) et d'un seul convertisseur de puissance réversible côté supercondensateur pour la topologie B (Figure III.2, b). Les deux topologies sont

équipées d'un système de gestion de l'énergie que l'on désignera sous l'acronyme de EMS (Energy Management System). Sur le plan des topologies celle qui fait intervenir un convertisseur Buck-boost entre la batterie et le bus DC garantit une tension stable sur le bus DC au détriment du rendement (Figure III.2, a). Cependant la topologie qui relie la batterie directement au bus DC conduit à une tension fluctuante du bus DC à cause du fait que la tension de la batterie a des variations importantes pendant le cycle de roulage. Il faudra donc déterminer si les variations sont compatibles avec le contrôle des machines électriques alimentées via le bus DC (Figure III.2, b).

Les notations utilisées dans la Figure III.2 sont : i_{bat} et v_{bat} le courant et la tension de la batterie, i_{SC} et v_{SC} le courant et la tension du supercondensateur, i_{bat}^* et i_{SC}^* les courants de référence pour les boucles de contrôle des convertisseurs, i_1 et i_2 les courants de sortie (convertisseurs) hachés, v_{DC} la tension du bus DC, v_{DC}^* la tension de référence du bus DC et i_L le courant de charge.

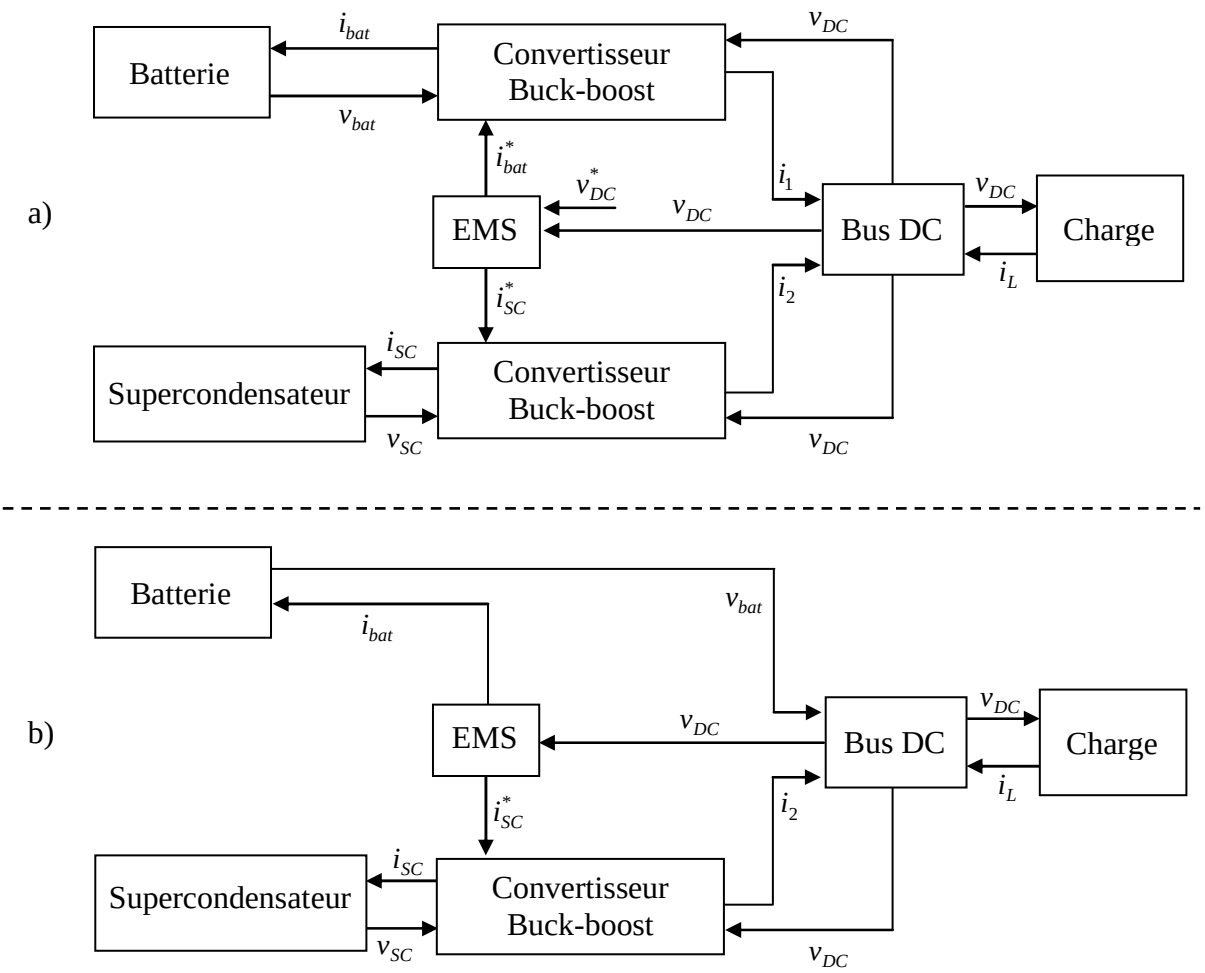


Figure III.2 Les différentes architectures du véhicule électrique étudié : a) Topologie A, b) Topologie B.

On rappelle que la gestion optimisée de l'énergie dans le système constitué de la batterie et des supercondensateurs associés à la charge a pour objectif de minimiser la variation du courant fourni par la batterie à la charge durant un cycle de conduite vitesse/temps.

Pour la suite, tous les résultats de simulation ont été obtenus en utilisant la première topologie A (Figure III.2, a).

III.2.1. Filtre du premier ordre

Limiter les variations du courant instantané dans la batterie est équivalent à rendre ce courant le plus proche possible de sa valeur moyenne.

Pour cela, la demande de courant imposée par la charge est séparée par filtrage en deux composantes. La composante de basse fréquence devient le courant de référence de la batterie, celui-ci peut être obtenu à l'aide d'un filtre passe-bas. Les supercondensateurs quant à ceux répondent aux sollicitations en haute fréquence.

La Figure III.3 montre les principales interactions entre les différents sous-systèmes du véhicule électrique, où i_{com} est le courant total considéré comme entrée de commande de la tension du bus DC, i_q est le courant nécessaire pour le contrôle des systèmes électromécanique, C_M est le couple de la machine électrique, C_R est le couple résistant du véhicule, Ω_M et Ω_M^* sont respectivement la vitesse de rotation de la machine électrique et la vitesse de référence correspondante à la vitesse de rotation des roues.

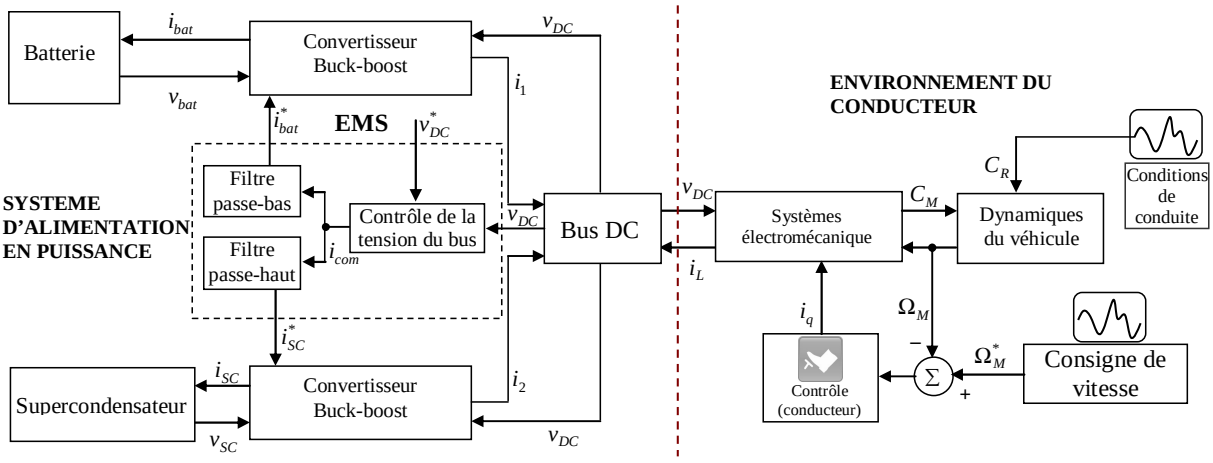


Figure III.3 La topologie A du véhicule montrant les interactions entre ses différents sous-systèmes.

Les dynamiques du véhicule électrique et de son système électromécanique (présenté ci-dessus sur la partie droite de la Figure III.3) sont soumises à des perturbations extérieures en fonction des conditions de conduite et des variations de référence de vitesse du véhicule. Cet échange d'énergie électrique avec le sous-système de conversion de puissance électrique (partie gauche de la Figure III.3) se fait par l'intermédiaire d'un bus continu (bus DC).

Par ailleurs, le contrôle de la traction du moteur électrique peut traduire un fonctionnement en mode moteur (en accélérant) ou en mode générateur (en ralentissant). Dans ce dernier régime, pendant le freinage, il fournit au bus DC de l'énergie et recharge les sources d'énergie électrique via les

convertisseurs réversibles. Le premier avantage de ce système pour un véhicule électrique est tout à fait évident. La récupération d'énergie au freinage permet d'accroître l'autonomie du véhicule. On peut noter également que la valeur de consigne de vitesse du véhicule est atteinte et maintenue par l'intermédiaire du conducteur lui-même, qui agit comme un contrôleur indirect de vitesse. La connexion entre le moteur électrique et le bus DC est réalisée à travers l'onduleur [BOS 01]. Comme nous l'avons précisé auparavant, le système d'alimentation du véhicule est hybride, il est constitué d'une source principale d'énergie (les batteries électrochimiques) et une source secondaire (les supercondensateurs) [EHS 05]. Les deux sources utilisent des convertisseurs de puissance bidirectionnels (convertisseur Buck-boost) pour répondre à la demande de la charge. Le déplacement réel du véhicule électrique impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur pour le moteur électrique, qui se traduit en outre en un courant établi/injecté par l'entraînement électromécanique à partir de/dans le bus DC. Les sources d'alimentation du véhicule doivent s'assurer de la bonne circulation de l'énergie vers la charge, tout en répondant à certaines contraintes qui concernent les variables du système. En effet, le système de gestion de l'énergie (Energy Management System, voir Figure III.3) doit assurer l'approvisionnement continu en énergie électrique tout en limitant les variations de tension sur le bus DC quelles que soient les conditions de conduite. Idéalement, une valeur constante de cette tension assure un dimensionnement optimal des condensateurs du bus DC et une bonne performance dynamique de l'entraînement électromécanique. Il est évident que si la tension sur le bus DC tombe sous une valeur critique, le fonctionnement de l'onduleur est compromis. Un point critique est que la tension maximale admissible aux bornes du supercondensateur doit être respectée (sous peine de destruction), ainsi que toutes les limites actuelles des sous-systèmes.

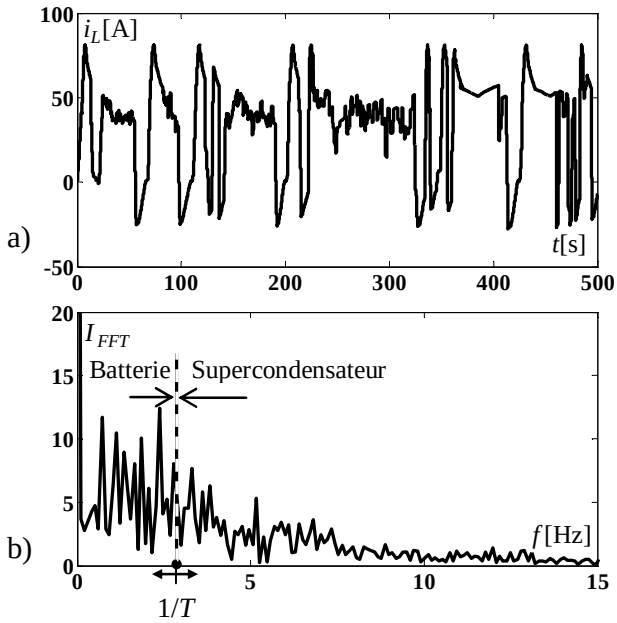


Figure III.4 a) Un exemple de courant de charge, i_L ; b) La répartition spectrale de ce courant I_{FFT} .

La Figure III.4, a) illustre les conditions de conduite variables qui nécessitent un couple variable pour le moteur électrique. Il contient une variation typique du courant de charge, i_L, tiré du bus DC [ANDE 04]. Il est à noter que son signe peut changer, notamment en cas de forte décélération. Son spectre de fréquences correspondant, I_{FFT}, est présenté sur la Figure III.4, b). Son allure donne à penser que le courant de charge peut être séparé dans le domaine fréquentiel en deux composantes : une composante basse fréquence qui contient presque toute l'énergie du signal et la composante haute fréquence, contenant le résidu dynamique.

Le principe de gestion de l'énergie proposé dans le présent chapitre décrit le partage de la puissance entre la batterie et le supercondensateur en utilisant une approche fréquentielle [CHAP 98], [CHAP 99]. Dans la littérature ce principe est fréquemment utilisé, par exemple dans les filtres audio de type « *crossover* » [REGA 87]. Une telle méthode est cohérente avec le principe exprimé dans [OZA 04] et plus tard repris dans [RUI 10].

Pour se démarquer de la littérature concernée, ce chapitre vise à proposer une structure de contrôle-commande basée sur la séparation en fréquence requerant un minimum de connaissance du système. Autrement dit, nul besoin de retour d'information concernant les conditions de conduite (la boucle de vitesse du véhicule). Les deux principaux sous-systèmes (Figure III.3) sont complètement séparés.

Contrairement à l'article [GUI 09] et [VAL 06], la structure de contrôle-commande proposée ne nécessite pas d'information concernant la puissance de sortie dans le bus DC, affectée par un bruit de haute fréquence (dû au découpage). De cette façon, le filtrage passe-bas est évité et la dynamique de la boucle de gestion de la puissance n'est pas affectée.

III.2.1.1. Conception de la structure de contrôle-commande

Modélisation

Le schéma simplifié du système d'alimentation en puissance d'après la Figure III.3, montrant ses principales composantes, est représenté dans la Figure III.5 plus en détails. Ce circuit alimente l'onduleur du moteur avec la tension du bus DC, v_{DC}. En réponse, l'entraînement électromécanique tire le courant de charge, i_L. Les deux entrées de commande (rapports cycliques) sont de largeur d'impulsion modulée (MLI), permettant ainsi aux deux sources d'alimentation de fournir des courants de sortie hachés, i_1 et i_2, qui se fondent dans le bus DC.

Classiquement, il est nécessaire que la tension du bus DC reste constante à une valeur imposée, v_{DC}^*, comme dans [HUR 01]. Cette action de régulation non seulement assure la sécurité du condensateur C_{DC}, mais réalise également le transfert de puissance électrique à la charge. Ainsi le courant total dans le bus DC doit correspondre au courant de charge pour assurer l'équilibre de tension (équilibre de la puissance).

Certaines hypothèses simplificatrices sont utilisées dans la modélisation : la fréquence de commutation pour les dispositifs d'électronique de puissance à une valeur beaucoup plus grande que la bande passante des circuits, les éléments passifs sont invariants et les convertisseurs d'électronique de puissance fonctionnement en mode de conduction continue.

Les nouvelles notations introduites par la Figure III.5 sont les suivantes : R_{bat} la résistance interne de la batterie, E la tension à vide de la batterie, L l'inductance du convertisseur, C_{DC} et R_{DC} sont la capacité et la résistance du bus DC, C_{SC} et R_{SC} sont la capacité et la résistance interne du supercondensateur, α_{bat} et α_{SC} sont respectivement les rapports cycliques des convertisseurs de puissance pour batterie et supercondensateur.

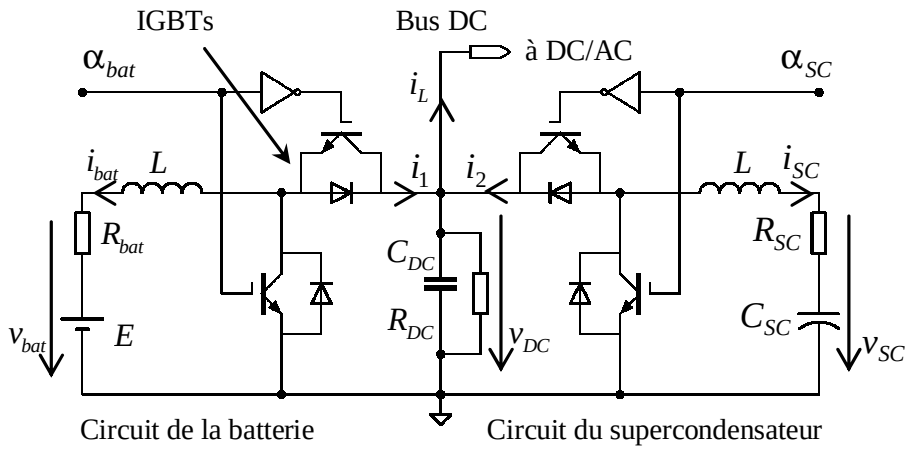


Figure III.5 La topologie du système d'alimentation en puissance.

En respectent les hypothèses que nous avons mentionnées, le modèle moyen du circuit à partir du schéma présenté dans la Figure III.5 est donné par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} L \cdot \dfrac{\mathrm{d}i_{bat}}{\mathrm{d}t} = v_{bat} - v_{DC} \cdot \alpha_{bat} - R_{bat} \cdot i_{bat} \\ L \cdot \dfrac{\mathrm{d}i_{SC}}{\mathrm{d}t} = v_{SC} - v_{DC} \cdot \alpha_{SC} - R_{SC} \cdot i_{SC} \\ C_{DC} \cdot \dfrac{\mathrm{d}v_{DC}}{\mathrm{d}t} = i_{bat} \cdot \alpha_{bat} + i_{SC} \cdot \alpha_{SC} - \dfrac{v_{DC}}{R_{DC}} - i_L \end{cases} \qquad \text{(III-1)}$$

Le vecteur d'état du système est $[i_{bat} \quad i_{SC} \quad v_{DC}]$, les entrées de commande sont les deux rapports cycliques correspondants à chaque convertisseur de puissance, $[\alpha_{bat} \quad \alpha_{SC}]$, et la perturbation considérée est le courant de charge, i_L, qui est bien sûr réversible. Il faut également prendre en compte la tension du supercondensateur, v_{SC}, comme une variable d'état mais , comme la dynamique qui s'en dégage est assez lente par rapport aux autres variables, dans cette modélisation elle a été considérée comme paramètre variable avec des valeurs bornées. Les courants dans les inductances et la

dynamique de la tension du bus DC peuvent être découplés, une structure de contrôle-commande classique à deux niveaux est de ce fait envisagée [AST 95].

Le schéma global du système de gestion de l'énergie proposé est présenté dans la Figure III.6. Comme on peut le constater, le contrôle s'étale sur deux niveaux hiérarchiques :

- le niveau de base dont le rôle est de réguler les courants i_1 et i_2 dans les deux inductances, L ;
- le niveau supérieur qui asservit la tension aux bornes du condensateur C_{DC} et intègre le séparateur de fréquence consistant en un filtre passe-bas dédiée à la gestion d'énergie. La référence externe est la tension, v_{DC}^*, souhaitée au point de raccordement.

Le filtre passe-bas agit sur la sortie du correcteur proportionnel-intégral (PI), reflétant la demande totale du courant de charge, en orientant une composante à basse fréquence qui devient la référence pour la boucle de contrôle du courant de la batterie et une composante à haute fréquence étant la référence pour la boucle de contrôle du courant dans le supercondensateur.

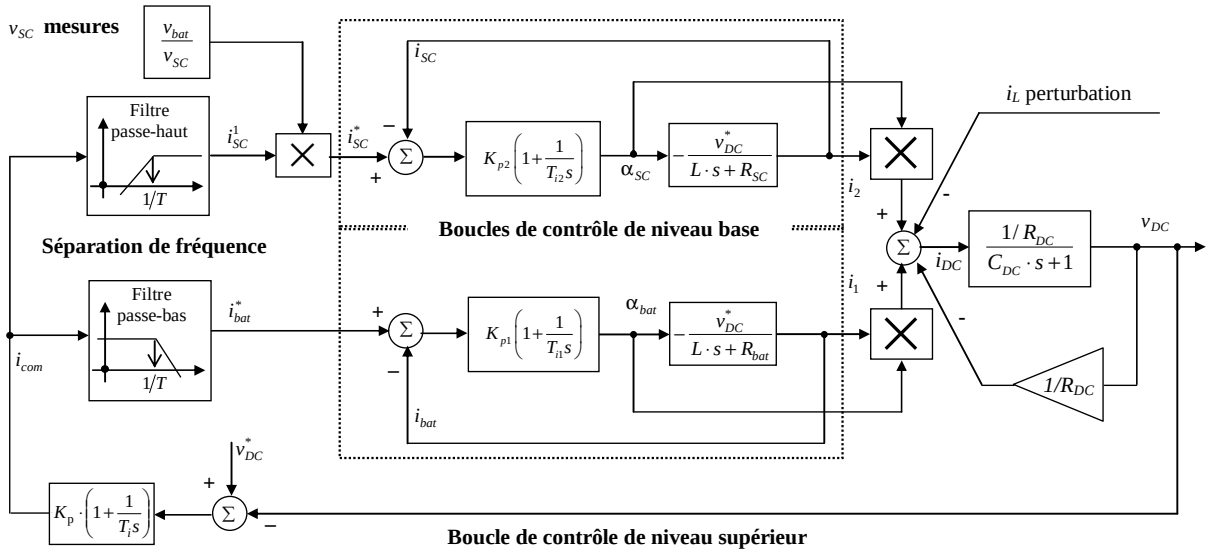


Figure III.6 Schéma global du système concernant la gestion de l'énergie organisée sur deux niveaux hiérarchiques avec des boucles imbriquées [FLO 12a].

Les problèmes de conception liés aux deux niveaux de contrôle sont détaillés dans les deux prochaines sections qui suivent.

Conception du contrôle-commande de bas niveau

Selon les deux premières expressions de l'Equation (III-1), on remarque que les structures des convertisseurs de puissance sont les mêmes pour les circuits de la batterie et du supercondensateur. Si l'on considère que les limites admissibles sur le bus DC sont atteintes, alors sa tension peut être considérée comme ayant une valeur constante $v_{DC} = v_{DC}^*$ à ce stade de la conception des correcteurs. Ainsi les deux structures de bas niveau, soit pour la batterie, soit pour le supercondensateur sont

linéaires et invariantes. Le courant fourni en sortie par le supercondensateur est exprimé par la fonction de transfert dans l'Equation (III-2) (une modélisation similaire est faite pour le courant de la batterie voir Equation (III-3)) :

$$H_{SC}(s) = \frac{i_{SC}}{\alpha_{SC}} = \frac{-v_{DC}^{*}}{L \cdot s + R_{SC}} \tag{III-2}$$

$$H_{bat}(s) = \frac{i_{bat}}{\alpha_{bat}} = \frac{-v_{DC}^{*}}{L \cdot s + R_{bat}} \tag{III-3}$$

Suite à cette modélisation, une structure de régulation classique du type proportionnel-intégral (PI) (avec boucle d'anti-saturation) est employée afin de suivre les références respectivement des courants de la batterie et du supercondensateur [AST 95].

La fonction de transfert générale des correcteurs PI utilisée dans la structure de régulation bas niveau a la forme suivante :

$$H_{PI}(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right), \tag{III-4}$$

où K_p (k_{p1} ou k_{p2}) et T_i (T_{i1} et T_{i2}) sont les paramètres des correcteurs PI.

En utilisant les Equations (III-2) et (III-3) nous pouvons écrire la fonction de transfert dans le cas général :

$$H(s) = \frac{-v_{DC}^{*}}{L \cdot s + R} = \frac{\frac{-v_{DC}^{*}}{R}}{\frac{L}{R} \cdot s + 1} = \frac{-K}{T \cdot s + 1}, \tag{III-5}$$

où $K = \frac{v_{DC}^{*}}{R}$ et $T = \frac{L}{R}$ avec $R = R_{bat}$ pour le régulateur du convertisseur de la batterie ou $R = R_{SC}$ pour le régulateur du convertisseur du supercondensateur.

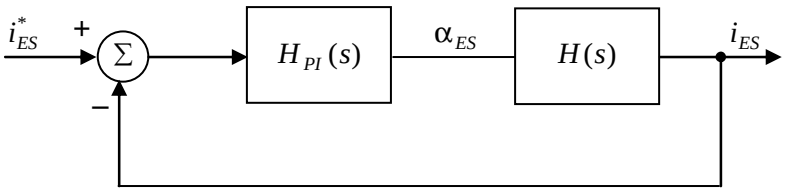


Figure III.7 Architecture de contrôle-commande de bas niveau.

À partir de la Figure III.7 et en utilisant les formes des fonctions de transfert $H(s)$ et $H_{PI}(s)$, on trouve la fonction de transfert équivalente en boucle fermée pour la structure de régulation :

$$H_{FTBF}(s) = \frac{H_{PI}(s) \cdot H(s)}{1 + H_{PI}(s) \cdot H(s)} = \frac{\frac{K_p(T_i s + 1)}{T_i s} \cdot \left(-\frac{K}{Ts + 1} \right)}{1 - \frac{K_p K(T_i s + 1)}{T_i s(Ts + 1)}} \tag{III-6}$$

Finalement la fonction $H_{FTBF}(s)$ s'écrit sous la forme :

$$H_{FTBF}(s) = \frac{T_i \cdot s + 1}{-\frac{T_i \cdot T}{K_p \cdot K} \cdot s^2 + \left(-\frac{T_i}{K_p \cdot K} + T_i \right) \cdot s + 1} \tag{III-7}$$

Les paramètres du régulateur, K_p et T_i se déterminent suivant la forme de la réponse en boucle fermée souhaitée, pour cela deux facteurs de réglage sont disponibles : la constante de temps correspondante à la fréquence de coupure, T_0, et le coefficient d'amortissement, ξ.

De façon général la fonction de transfert d'un système de deuxième ordre s'exprime comme :

$$H_{II}(s) = \frac{K}{T_0^2 \cdot s^2 + 2\xi T_0 \cdot s + 1} \tag{III-8}$$

On souhaite avoir une réponse du système d'ordre deux pour ce régulateur. Ainsi, par identification, les relations (III-9) s'utilisant pour calculer les paramètres sont :

$$\begin{cases} K_p = \frac{1}{K} \cdot \left(\frac{2\xi T}{T_0} - 1 \right) \\ T_i = 2\xi T_0 - \frac{T_0^2}{T} \end{cases} \tag{III-9}$$

Nous avons imposé une dynamique de réponse en boucle fermée cinq fois plus rapide que la dynamique principale, c'est-à-dire $T_0 = \frac{T}{5}$ et un amortissement $\xi = 0.85$.

Les essais en simulation montrent que ces régulateurs sont suffisamment performants pour répondre aux questions concernant le véhicule électrique en termes de dynamique. Les valeurs des paramètres des régulateurs utilisés sont disponibles en Annexe B.1.

Conception du contrôle commande de haut niveau

Le contrôle de haut niveau concerne le contrôle de la tension et le séparateur de fréquences (*crossover*). Sous une hypothèse réaliste que les courants des boucles internes (i_{bat} et i_{SC}) varient beaucoup plus rapidement que la tension du bus DC. Il est supposé que les pertes de puissance des dispositifs de commutation sont négligeables.

Dans ce contexte, on peut postuler que :

$$\begin{cases} \alpha_{bat} = \dfrac{v_{bat}}{v_{DC}} \\ \alpha_{SC} = \dfrac{v_{SC}}{v_{DC}} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} i_1 = \alpha_{bat} \cdot i_{bat} \\ i_1 = \alpha_{SC} \cdot i_{SC} \end{cases} \tag{III-10}$$

Le second groupe d'Equations (III-10) suggère que les deux courants i_{bat} et i_{SC} peuvent être utilisés comme entrées de commande pour la structure du bus DC ayant en sortie la tension v_{DC}. Le courant total injecté par les deux sources d'énergie dans le bus DC s'écrit donc :

$$i_{DC} = i_1 + i_2 = \alpha_{bat} \cdot i_{bat}^* + \alpha_{SC} \cdot i_{SC}^* \tag{III-11}$$

On remarque que les deux canaux d'influence ont des gains différents (*i.e.*, leurs rapports cycliques), comme décrit dans le premier système d'Equations de (III-10). Il est à noter également que le gain de la batterie, qui est le rapport cyclique α_{bat}, est presque constant par rapport à la variation de la tension du bus DC et de la batterie. Ainsi, afin d'égaliser leur influence, il faut introduire un gain supplémentaire pour le supercondensateur, ou modifier le courant de référence du supercondensateur de la façon suivante (Figure III.6) :

$$i_{SC}^* = i_{SC}^1 \cdot \frac{v_{bat}}{v_{SC}}, \tag{III-12}$$

où i_{SC}^1 est le courant de sortie du filtre passe-haut et le rapport $\dfrac{v_{bat}}{v_{SC}}$ est le gain supplémentaire.

Ainsi, en utilisant les Equations (III-10) et (III-12) dans l'Equation (III-11) le courant échangé avec le bus DC devient :

$$i_{DC} = i_1 + i_2 = \alpha_{bat} \cdot (i_{bat}^* + i_{SC}^1) = \frac{v_{bat}}{v_{DC}} \cdot i_{com} \tag{III-13}$$

avec i_{com} désignant le courant total considéré comme entrée de commande au sein de la boucle de régulation de la tension du bus DC. En égalisant les gains sur les deux canaux de courant et en remplaçant par l'Equation (III-13) la troisième expression de l'Equation (III-1), l'équation de la structure de régulation du bus DC s'écrit de la façon suivante :

$$C_{DC} \cdot \frac{\mathrm{d}v_{DC}}{\mathrm{d}t} = \frac{v_{bat}}{v_{DC}} \cdot i_{com} - \frac{v_{DC}}{R_{DC}} - i_L \tag{III-14}$$

Remarque :

Malheureusement cette équation n'est pas linéaire, ce qui rend plus difficile le réglage du correcteur. Une approche énergétique permet de linéariser l'Equation (III-14) d'une façon équivalente, c'est-à-dire en multipliant à gauche et à droite par la tension du bus DC :

$$\frac{C_{DC}}{2}\cdot\frac{\mathrm{d}v_{DC}^2}{\mathrm{d}t}=v_{bat}\cdot i_{com}-\frac{v_{DC}^2}{R_{DC}}-i_L\cdot v_{DC} \qquad \text{(III-15)}$$

L'Equation (III-15) intègre une non-linéarité sur la tension du bus DC avec comme entrée de commande i_{com} et le courant de charge i_L comme perturbation exogène. Dans ce cas un régulateur linéaire peut être conçu après linéarisation de cette équation autour d'un point de fonctionnement donné (v_{DC}^0, i_L^0). En notant avec $\Delta(x)$ les variations autour du point de fonctionnement donné, la dynamique linéarisée de la tension du bus DC s'écrit alors sous la forme suivante (à partir de la Figure III.8) :

$$C_{DC}v_{DC}^0\frac{\mathrm{d}\Delta v_{DC}}{\mathrm{d}t}=v_{bat}\Delta i_{com}-\frac{2v_{DC}^0}{R_{DC}}\Delta v_{DC}-i_L^0\Delta v_{DC}-v_{DC}^0\Delta i_L \qquad \text{(III-16)}$$

avec v_{DC}^0, i_L^0, étant la tension du bus DC et le courant de charge dans un point de fonctionnement donné, Δv_{DC}, Δi_{com} et Δi_L étant respectivement les variations autour du même point de fonctionnement.

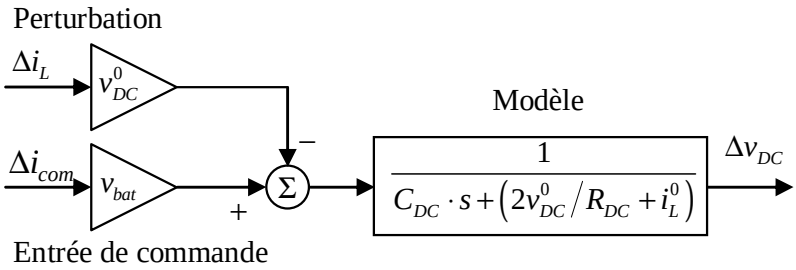


Figure III.8 La dynamique linéarisée de la tension de bus DC.

De (III-16), la fonction de transfert s'écrit :

$$\frac{\Delta v_{DC}(s)}{\Delta i_{com}(s)}=\frac{K_{DC}}{T_{DC}\cdot s+1}, \qquad \text{(III-17)}$$

où les deux gains $K_{DC}=v_{bat}\Big/\left(2v_{DC}^0/R_{DC}+i_L^0\right)$ et la constante de temps $T_{DC}=C_{DC}v_{DC}^0\Big/\left(2v_{DC}^0/R_{DC}+i_L^0\right)$ dépendent du point de fonctionnement, donc principalement du courant de charge i_L^0 parce que la valeur de la résistance de bus DC R_{DC} est importante. Le fait que $K_{DC}/T_{DC}=v_{bat}\Big/\left(C_{DC}\cdot v_{DC}^0\right)$ est invariant, peut être utilisé pour concevoir un régulateur PI qui est aussi pratiquement invariant, de telle sorte que l'on pourra obtenir la dynamique désirée en boucle fermée de la tension du bus DC.

Avec un correcteur PI de la forme $C(s) = K_p\left(1 + \frac{1}{T_i}\right)$ et utilisant l'Equation (III-17), on trouve la fonction de transfert en boucle fermée :

$$H_{FTBF}(s) = \frac{T_i \cdot s + 1}{\frac{T_i \cdot T_{DC}}{K_p \cdot K_{DC}} \cdot s^2 + \left(\frac{T_i}{K_p \cdot K_{DC}} + T_i\right) \cdot s + 1} \qquad \text{(III-18)}$$

Finalement en utilisant les Equations (III-18) et (III-8) par identification, on en déduit les expressions des K_p et T_i.

$$\begin{cases} K_p = \frac{1}{K_{DC}} \cdot \left(\frac{2\xi T_{DC}}{T_0} - 1\right) \\ T_i = 2\xi T_0 - \frac{T_0^2}{T_{DC}} \end{cases} \qquad \text{(III-19)}$$

Nous choisissons donc les valeurs de constante de temps T_0 et ξ pour assurer que les boucles de courants présentent une réponse quasi-instantanée par rapport à la boucle de tension. Les valeurs des paramètres du correcteur de la tension du bus DC sont présentées dans l'Annexe B.1.

Concernant la conception du contrôle-commande du système, les retards introduits par les filtres dans la stratégie de gestion de l'énergie par filtrage sont négligeables (Figure III.10, a).

En ce qui concerne le choix de la fréquence de séparation, $1/T$, pour la résolution du problème de gestion de l'énergie, on peut remarquer dans la Figure III.4 que plus la valeur est petite, moins le courant de la batterie devrait varier. Par conséquent, une fréquence de séparation petite assure une meilleure protection de la batterie ainsi qu'une amélioration du temps de service. Par exemple, le gradient maximal du courant de batterie, qui peut facilement être déterminé en fonction de la technologie de la batterie et en même temps l'analyse fréquentielle du courant de charge, donne un ordre de grandeur judicieux pour fixer la fréquence de séparation $1/T$.

III.2.1.2. Discussion sur les résultats de simulation numérique

Pour faire une comparaison dans un environnement de simulation identique, les résultats annoncés dans la suite de ce chapitre sont donnés :

- en utilisant l'architecture du véhicule choisie à la fin du deuxième chapitre et détaillée à la Figure III.2, a) ;
- en considérant la puissance nominale du véhicule de 15 kW, la tension du bus DC égale à 150 V et les puissances des convertisseurs égales à 20 kW ;

- les caractéristiques physiques des composants de la chaîne de traction et conversion et les autres paramètres concernant le véhicule étudié sont donnés dans l'Annexe A ;
- en utilisant le modèle de contrôle-commande présenté dans la Figure III.6 ;
- en choisissant le cycle de roulage réel pour avoir une plage plus importante par rapport au cycle NEDC (ECE15) [EUR 12] dans le domaine fréquentielle du courant de charge (Figure III.4, a) et b) ;
- en utilisant une valeur de fréquence de séparation correspondant à $T = 7.5$ s, selon l'analyse fréquentielle du courant de charge (Figure III.4, b).

Nous avons effectué les simulations concernant la résolution du problème de gestion de l'énergie par séparation en fréquence, en considérant un profil de vitesse qui correspond au cycle de roulage réel (Figure III.9).

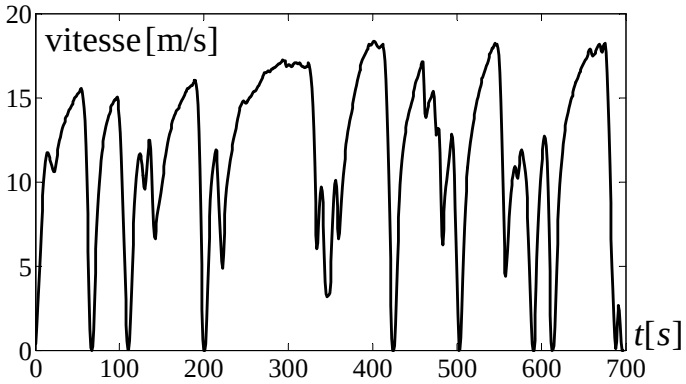


Figure III.9 Cycle de roulage réel de vitesse du véhicule.

Le courant de charge a été calculé à partir de ce profil de vitesse en utilisant les caractéristiques mécaniques, aérodynamiques et électriques du véhicule (voir l'Annexe A). Nonobstant les pertes, on peut considérer que le courant de charge dans le bus DC est une image du couple électromagnétique du moteur.

Avant d'appliquer le cycle réel, une première validation de la performance du contrôle pour les deux étages (niveau bas et haut) a été appliquée. Tout d'abord une variation du courant de charge de 1 A est réalisée. Les évolutions de la tension du bus DC, v_{DC}, de la commande, du courant i_{com}, du courant de la batterie, i_{bat} et du supercondensateur, i_{SC}, sont présentées sur la Figure III.10.

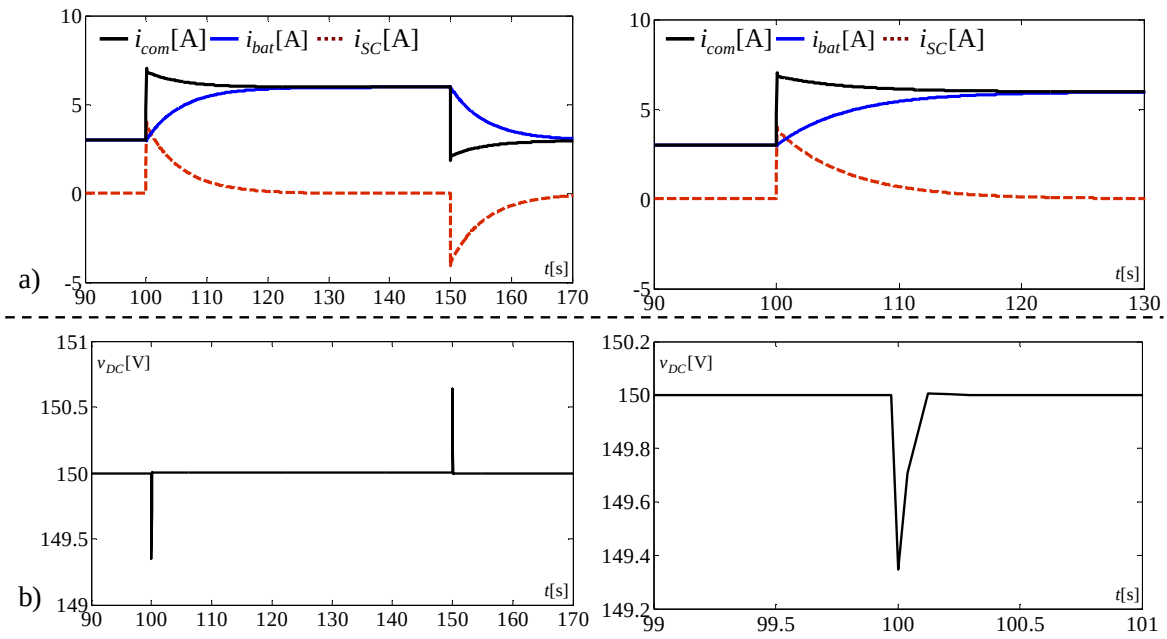


Figure III.10 La performance de la stratégie de contrôle pour une variation aléatoire du courant de charge.

La Figure III.10 a) et b) montre le comportement du système dans un point de fonctionnement lorsque l'on applique une variation de la perturbation qu'est le courant de charge. Nous constatons dans la Figure III.10, b) que la tension du bus DC est maintenue dans les limites admissibles (± 10 V, par rapport à la tension du bus DC) avec une déviation de 3 % par rapport à la tension de référence, v_{DC}^{*}. Le temps de réponse du système est inférieur à 150 ms, répondant parfaitement à la plage de fréquence d'analyse. Dans la Figure III.10, a), nous remarquons également que le courant fourni par la batterie varie en fonction de la fréquence de séparation et que les supercondensateurs fournissent ou absorbent la différence. À noter que la commande sortant du régulateur du bus DC a un certain dépassement (inférieur à 15 %) mais reste dans ses limites admissible.

Une fois que nous avons les informations concernant la performance du schéma de contrôle-commande, nous partons sur l'influence de la fréquence de séparation dans la gestion d'énergie du véhicule, T=7.5 s. Le courant de batterie est lissé, tandis que les composants haute fréquence sont présents dans le courant du supercondensateur.

Les Figures III.11 à III.14 illustrent le comportement du système lorsque le courant de charge varie en fonction du cycle de mission réelle (Figure III.11, a), en utilisant la partie urbaine d'un cycle de conduite utilisé dans des applications réelles [ANDE 04]. On peut noter que par rapport à un cycle normalisé (norme EC15 [EUR 12]), le cycle réel est plus riche en hautes fréquences. Les valeurs négatives de i_L correspondent à une décélération (freinage électrique) au cours de laquelle le moteur électrique devient générateur. Ainsi le moteur injecte de l'énergie dans le bus DC et les sources d'énergie électrique sont dans ce cas chargées. La fréquence de séparation est la même que dans le cas précédent.

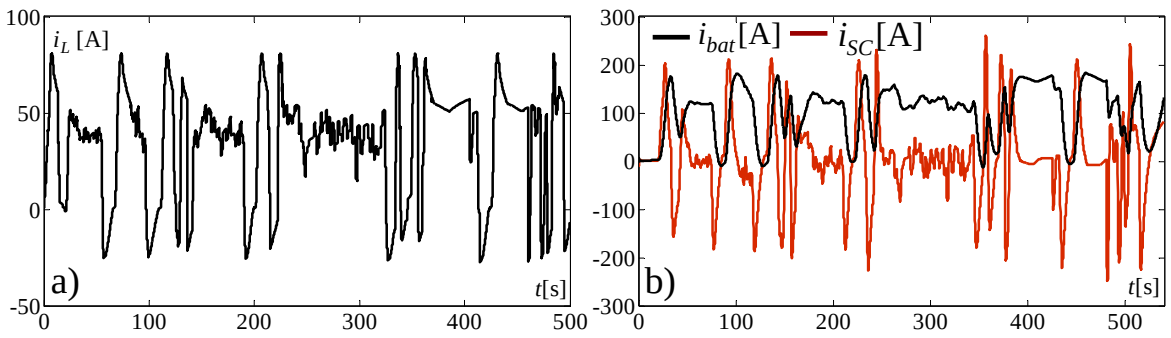


Figure III.11 a) Le courant de charge dans le bus DC ; b) Les courants de la batterie et du supercondensateur.

La Figure III.11, b) montre que les variations du courant de la batterie sont de basses fréquences, tandis que les hautes fréquences du courant de charge, i_L, ont été transférées au courant du supercondensateur.

Le comportement de la tension aux bornes du bus DC durant le cycle de fonctionnement est donné à la Figure III.12. Comme prévu, la tension est maintenue à sa valeur de référence (v_{DC}^*=150 V) avec des variations dans les limites admissibles (± 10 V).

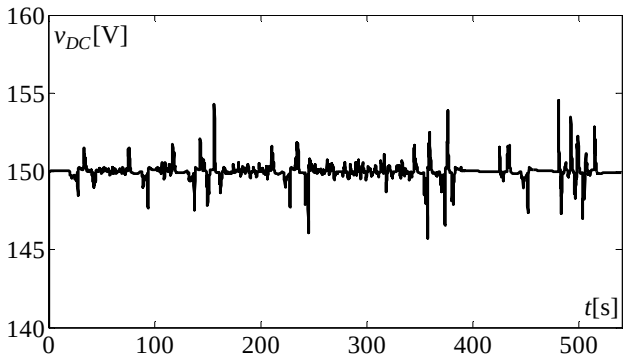


Figure III.12 Evolution de la tension aux bornes du bus DC.

La tension de la batterie descend très légèrement lors de l'accélération (Figure III.13, a). En outre, la tension du supercondensateur a des grandes variations (Figure III.13, b), en réponse au courant qui lui est tiré/injecté.

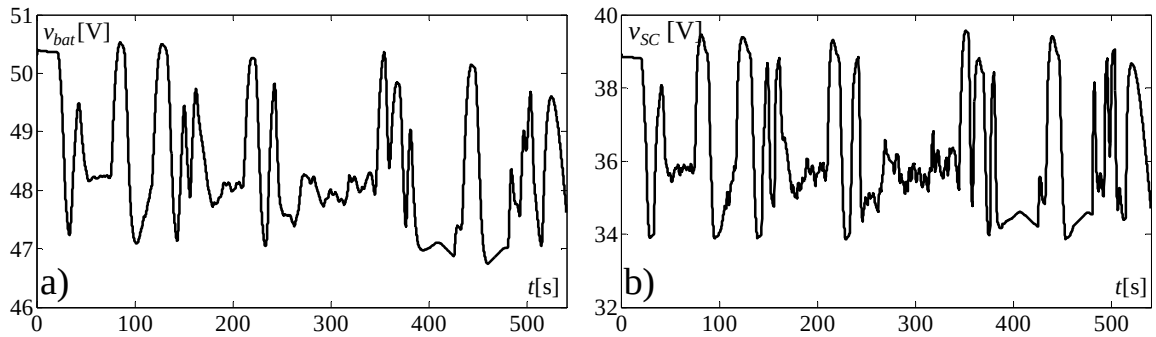


Figure III.13 a) Variation de la tension de la batterie ; b) Variation de la tension du supercondensateur.

Comme on peut le voir, les valeurs des tensions de la batterie et du supercondensateur respectivement sont différentes. Ainsi, les deux rapports cycliques pour les deux convertisseurs de puissance ont des valeurs différentes, conformément au système d'Equations (III-10) (Figure III.14). En analysant la Figure III.14, nous constatons que le rapport cyclique de la batterie a une variation autour de 0.34, en même temps le rapport cyclique du supercondensateur a une variation comprise entre 0.22 et 0.27, cette variation correspondant à la variation de la tension du supercondensateur (Figure III.13, b) lorsque la tension du bus DC est presque constante.

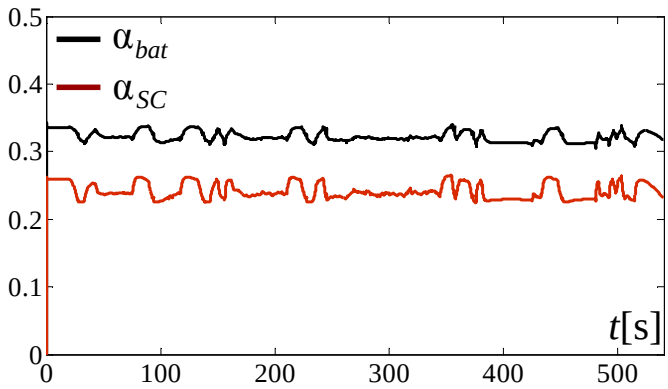


Figure III.14 Le rapport cyclique de la batterie vs. le rapport cyclique du supercondensateur.

Les Figure III.15 a) et b) montrent l'influence de la fréquence de séparation en boucle fermée du système en présentant de résultats de simulation pour deux fréquences de séparation différentes, c'est-à-dire correspondant respectivement à T=0.5 s et à T=15 s.

A noter que pour une fréquence de séparation correspondant à $1/0.5\,(\mathrm{s}) = 2$ Hz, les batteries sont majoritairement sollicitées, le supercondensateur étant presque inutilisé. Le courant batterie contient alors des composants de haute fréquence. Pour une fréquence de séparation de $1/7.5\,(\mathrm{s}) = 0.133$ Hz le courant dans le supercondensateur est plus riche en hautes fréquences et le stress dans la batterie diminue.

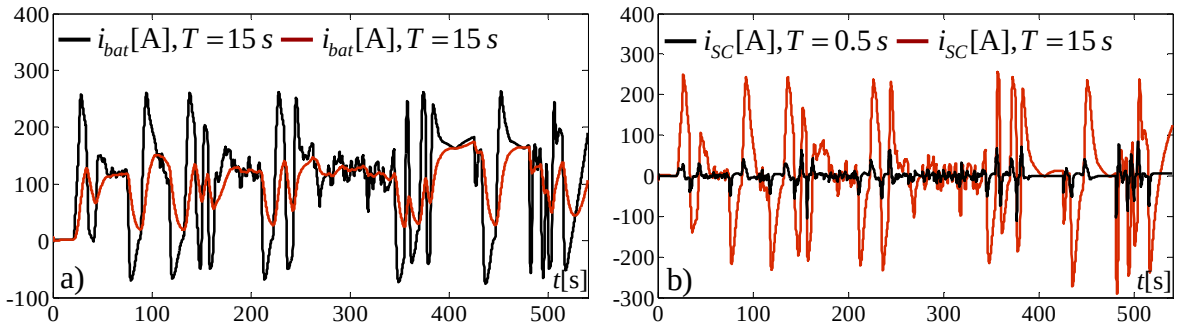


Figure III.15 a) Les courants dans la batterie pour deux fréquences de séparation différentes (correspondant à T=0.5 s et à T=15 s) ; b) Les courants dans le supercondensateur pour les mêmes fréquences de séparation comme en a).

III.2.2. Synthèse

Ce sous-chapitre a abordé une étude de cas concernant les véhicules électriques où une stratégie de gestion de flux énergétiques utilisant la séparation en fréquence a été proposée. Comme présenté au début du chapitre, la batterie est utilisée comme source d'alimentation principale associée à un banc de supercondensateurs. Tandis que l'alimentation est fournie au moteur de traction de façon classique (c'est-à-dire par régulation de la tension du bus DC), un filtre (*crossover*) est utilisé pour une séparation en fréquence de la puissance demandée. Ainsi le contenu basse fréquence de la puissance demandée est fourni par la batterie et ses hautes fréquences par le supercondensateur.

Les résultats de simulations ont montré que le courant maximal de la batterie peut être réduit en fonction des préférences de l'utilisateur. La fréquence de séparation doit être choisie par rapport au gradient maximum du courant de la batterie spécifiée par le constructeur d'une part et d'autre part par la taille choisie pour le supercondensateur. La fréquence de séparation peut être modifiée en temps réel afin d'ajuster le compromis entre la sollicitation de la batterie et celle du supercondensateur, ce qui conduit à un répartiteur de fréquence adaptatif. Ce dernier fera l'objet du deuxième sous-chapitre.

III.3. Séparation en fréquence adaptative

La deuxième stratégie de gestion est basée sur la même topologie que nous avons présenté dans la Figure III.1 a). La stratégie consiste à faire fonctionner le supercondensateur dans une gamme de tension correspondant à une protection, délimitée par les variables $v_{SC\min}$ et $v_{SC\max}$ (Figure III.16).

L'idée de la résolution du problème de gestion de l'énergie par séparation en fréquence adaptative est de maintenir la tension du supercondensateur dans l'intervalle de protection donné en remplacent le filtre fixe présenté auparavant (III.2) par un répartiteur de fréquence adaptatif et en l'adjonction d'un régulateur pour le contrôle de la tension du supercondensateur. Ainsi il peut fournir ou absorber l'énergie requise comme par exemple d'éventuelles accélérations (décélérations) importantes que dans la gamme de tension $[v_{SC\min} \quad v_{SC\max}]$. Il s'agit d'imposer d'une part les valeurs des consignes de tension du supercondensateur (spécifiées par les constructeurs) et d'autre part de déterminer les durées durant lesquelles le supercondensateur se charge ou non en fonction du signe du courant de charge.

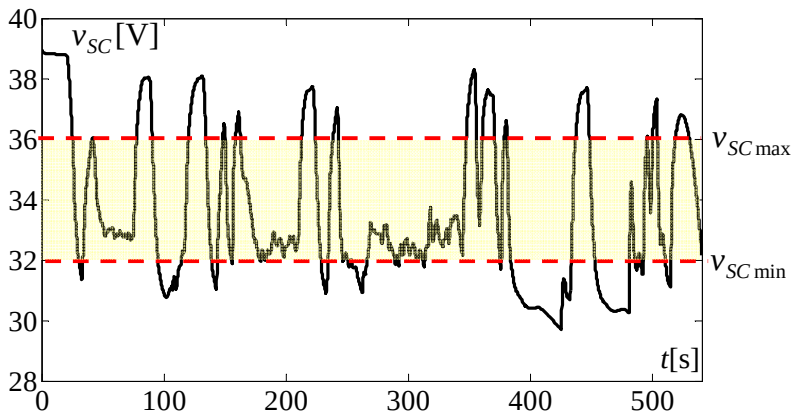


Figure III.16 Évolution de la tension aux bornes du supercondensateur durant le cycle de fonctionnement réel : exemple de choix de la zone privilégiée de fonctionnement.

Comme nous l'avons observé, les résultats de simulations à la fin du premier sous-chapitre (Figure III.15) ont montré que la fréquence de séparation peut être modifiée en temps réel afin d'ajuster le compromis entre sollicitation de la batterie et celle du supercondensateur. Ceci conduit à un répartiteur de fréquence adaptatif. Le filtre adaptatif améliore la flexibilité de la stratégie de gestion du flux énergétique dans le véhicule électrique. Il peut non seulement gérer le mode de fonctionnement normal (comme décrit dans le premier sous-chapitre), mais aussi le fonctionnement plus contraint concernant les limites de la tension du supercondensateur.

L'objectif final de la stratégie est de minimiser les variations de l'amplitude du courant fourni par la batterie à la charge en utilisant une source auxiliaire (le supercondensateur) et en même temps de gérer la tension du supercondensateur.

III.3.1. Conception du filtre adaptatif

Un filtrage est rendu adaptatif si ses paramètres et ses coefficients sont modifiés selon un critère donné, et ce, dès qu'une nouvelle valeur du signal devient disponible. Ces modifications doivent suivre l'évolution des systèmes dans leur environnement aussi rapidement que possible. Le filtrage adaptatif est généralement associé avec un fonctionnement en temps réel.

Les filtres adaptatifs peuvent être classés en fonction des choix qui sont fait sur les points suivants [BERC 03] :

- le critère d'optimisation ;
- l'algorithme de mise à jour des coefficients ;
- la structure du filtre adaptatif ;
- le type de signal traité, mono ou multidimensionnel.

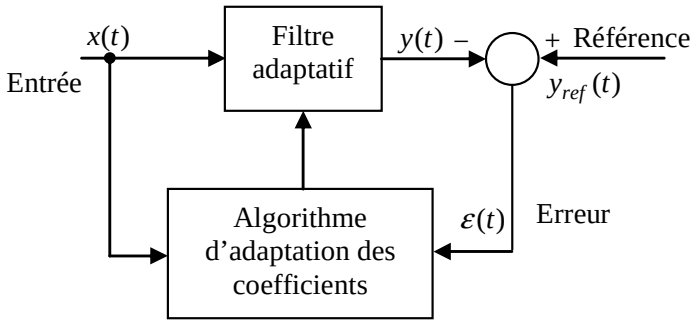


Figure III.17 Principe d'un filtre adaptatif.

Le filtrage adaptatif est un outil puissant pour les objectifs de contrôle-commande. Les applications sont diverses et présentent les caractéristiques suivantes :

- on dispose d'une entrée $x(t)$;
- on dispose d'une référence $y_{ref}(t)$;
- l'erreur $\varepsilon(t)$ calculée en tant que différence entre $y_{ref}(t)$ et la sortie du filtre $y(t)$, sert à contrôler (adapter) les valeurs des coefficient du filtre.

Dans notre cas, le filtre adaptatif fait partie de la gestion énergétique du véhicule électrique. La stratégie de gestion énergétique est basée sur le même principe de gestion proposé dans le premier sous-chapitre. L'idée principale est de partager la puissance de charge et de décharge entre la batterie et le supercondensateur d'une manière simple et optimale. Comme mentionné précédemment dans la Figure III.7, le filtre adaptatif utilisé dans la résolution du problème de gestion de l'énergie a comme entrée le courant de commande (image du courant de charge) et comme sortie la référence de répartition des courants de la batterie et du supercondensateur. Dans ce cas la référence est en fonction du signe du courant de charge d'une part et d'autre part des limites admissibles de la tension de supercondensateur.

Le contrôle-commande utilisé dans la structure du véhicule se compose de plusieurs niveaux de contrôle. Chacun a une fonction déterminée et des spécifications propres. Cependant, la communication entre ces niveaux est indispensable pour en assurer un fonctionnement correct.

Le schéma global de la gestion de l'énergie proposé est présenté dans la Figure III.18. Comme on peut l'observer, la structure de contrôle-commande consiste en deux boucles de courants pour les convertisseurs de la batterie et du supercondensateur et deux boucles de contrôle concernant la tension, une pour le contrôle de la tension du bus DC et l'autre pour le contrôle de la tension du supercondensateur. Les correcteurs utilisés pour les quatre boucles de réglages sont de type proportionnel-intégral (PI) avec système de protection de type boucle d'anti-saturation. L'utilisation de ces correcteurs est adéquate du fait de leur bon compromis simplicité/performances.

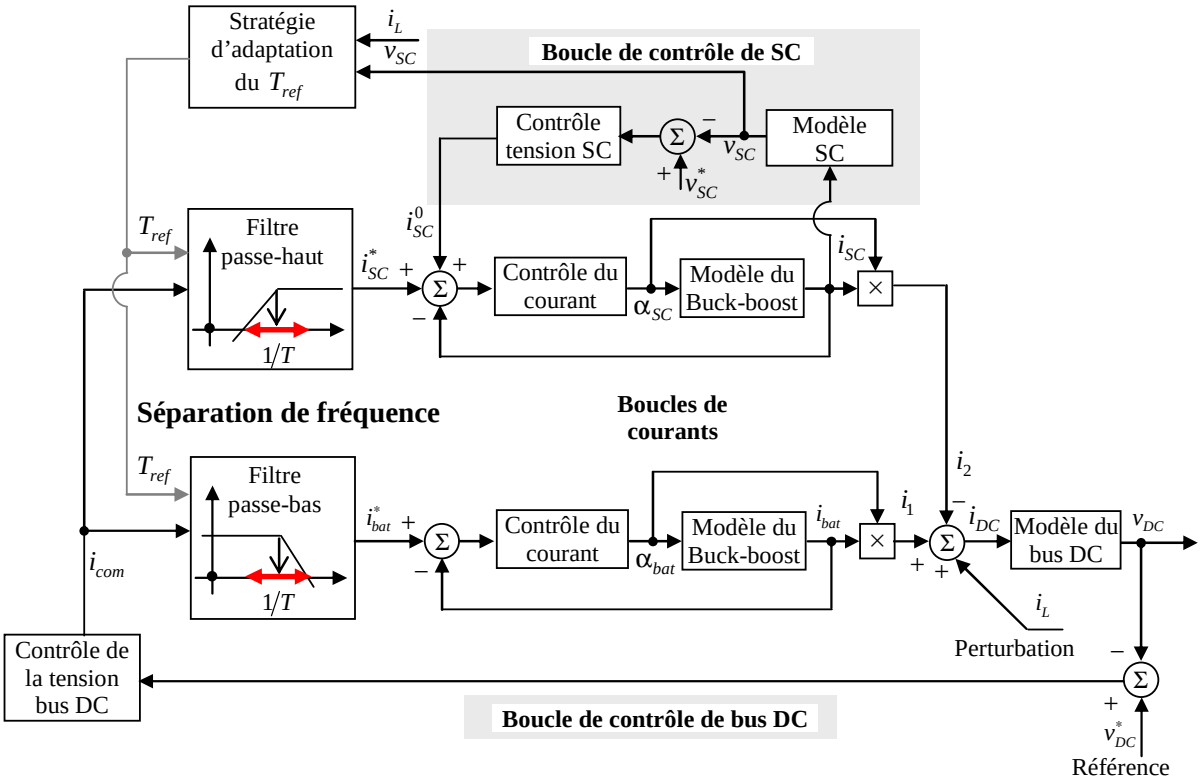


Figure III.18 Schéma global de la gestion de l'énergie en utilisant le filtre adaptatif, organisé comme un système de contrôle à deux niveaux.

Pour faciliter la compréhension des boucles de contrôle, les différents niveaux sont expliqués ci-dessous :

Les boucles de contrôle de tension

Comme nous l'avons présenté précédemment, deux boucles de tension sont utilisées dans la structure du véhicule étudié : la boucle de tension du bus DC et la boucle de tension du supercondensateur.

Le rôle de la boucle de contrôle de tension du bus DC est d'assurer la tension du bus DC dans une plage admissible. Le régulateur utilisé est le même que celui utilisé dans le paragraphe III.2.1.1. Le courant total, i_{com}, considéré comme entrée de commande dans la structure de la boucle de régulation de la tension du bus DC est divisé par le filtre adaptatif en deux courants de consigne, i_{bat}^* et i_{SC}^*. Ces deux courants sont ensuite transférés comme des références pour les boucles de contrôle de courants.

La deuxième boucle de contrôle consiste dans une régulation de la tension du supercondensateur pour un bon fonctionnement autour d'une valeur de tension souhaitée. Comme la tension a une variation qui est directement liée au courant tiré ou injecté de/dans le supercondensateur, les paramètres du régulateur sont choisis de telle façon qu'ils n'affectent pas la dynamique du système. Cela se traduit par une dynamique lente afin de permettre des variations du courant dans le supercondensateur résultées de la stratégie abordée. En conclusion le contrôle de la tension du supercondensateur est

moins contraignant en performances. En sachant ceci, le régulateur choisi est un régulateur proportionnel.

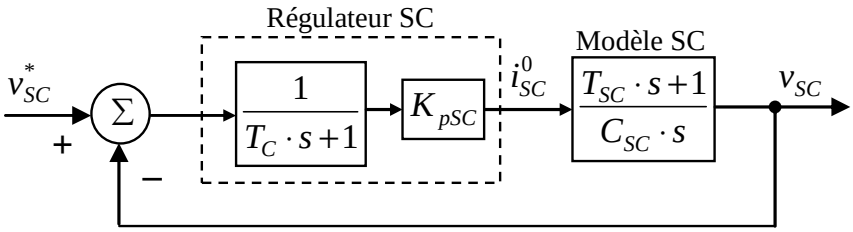


Figure III.19 L'architecture de contrôle-commande pour la tension du SC.

À partir de la Figure III.19 et en utilisant les formes des fonctions de transfert concernant le régulateur, $H_{SC}(s) = \frac{K_{pSC}}{T_C \cdot s+1}$ et le modèle du SC, $\frac{T_{SC} \cdot s+1}{C_{SC} \cdot s}$, on trouve la fonction de transfert équivalente en boucle fermée pour la structure de régulation de la forme suivante :

$$H_{FTBF}(s) = \frac{T_{SC} \cdot s+1}{\frac{T_C \cdot T_{SC}}{K_{pSC}} \cdot s^2 + \left(\frac{C_{SC}}{K_{pSC}} + T_{SC}\right) \cdot s+1} \qquad \text{(III-20)}$$

De façon générale la fonction de transfert d'un système de deuxième ordre s'exprime comme :

$$H_{II}(s) = \frac{K}{T_0^2 \cdot s^2 + 2\xi T_0 \cdot s+1} \qquad \text{(III-21)}$$

Finalement par identification avec la fonction de transfert d'un système de deuxième ordre on en déduit les expressions des K_{pSC} et T_C.

$$\begin{cases} K_{pSC} = C_{SC} \cdot \left(\frac{1}{2\xi T_0 - T_{SC}}\right) \\ T_C = \frac{T_0^2 \cdot K_{pSC}}{C_{SC}} \end{cases} \qquad \text{(III-22)}$$

Le réglage du correcteur est fait en garantissant une bande passante déterminée et n'imposent pas l'erreur statique nulle. La bande passante est donnée en fonction des caractéristiques du supercondensateur. Ainsi, nous avons imposé une dynamique de réponse en boucle fermée cinquante fois plus lente que la dynamique principale, c'est-à-dire $T_0 = 50 \cdot T_{SC}$ et un amortissement $\xi = 0.85$. Alors, conforme aux relations (III-22), les paramètres du correcteur peuvent être calculés.

Les valeurs des paramètres du correcteur de la tension du supercondensateur sont présentées dans l'Annexe B.1.

Les boucles de contrôle de courants

Le contrôle de courants concerne le contrôle des courants de référence pour le convertisseur de la batterie et le courant pour le convertisseur du supercondensateur. Les régulateurs, comme dans le paragraphe III.2.1.1 de type PI, assurent la performance en terme de dynamique du système. Le réglage est fait pour assurer une bande passante largement supérieure à celle du régulateur de la tension du bus DC en fonction des équations qui ont été présentées dans le paragraphe III.2.1.1. Les essais en simulation (Figure III.10) montrent que ces régulateurs sont suffisamment performants et robustes pour notre application. Les paramètres des régulateurs sont présentés dans l'Annexe B.1.

La stratégie abordée

La stratégie de type filtre adaptatif consiste à faire fonctionner le supercondensateur dans une gamme de tension correspondant à une protection, délimitée par les variables $v_{SC\min}$ et $v_{SC\max}$. Dans un premier temps, il s'agit d'imposer les deux valeurs de tension de référence et dans un deuxième temps de suivre à chaque instant le signe du courant de charge. Ainsi, en fonction du signe du courant de charge et des limites de tension imposées, le supercondensateur peut être dans une des deux situations : charge ou décharge. Bien entendu, un bon fonctionnement du système amène à minimiser les variations de l'amplitude du courant de la batterie.

Comme l'on peut voir dans la Figure III.20, le schéma de principe permettant le calcul de la consigne T_{ref} se compose de trois blocs de type hystérésis sortant trois valeurs $x, y, z \in \{0,1\}$ et un tableau 1D (Look-up Table 1D) qui va fournir la valeur de référence correspondant à la fréquence de séparation, T_{ref}. Les entrées pour les trois blocs utilisés dans la structure sont tout d'abord les deux tensions admissibles pour le supercondensateur et le courant de charge.

Les limites admissibles pour la tension du supercondensateur sont données par le constructeur ou par rapport à la configuration utilisée (la tension sur le bus DC, le type de convertisseur et les limites admissibles concernant le rapport cyclique, la configuration du supercondensateur, *etc.*).

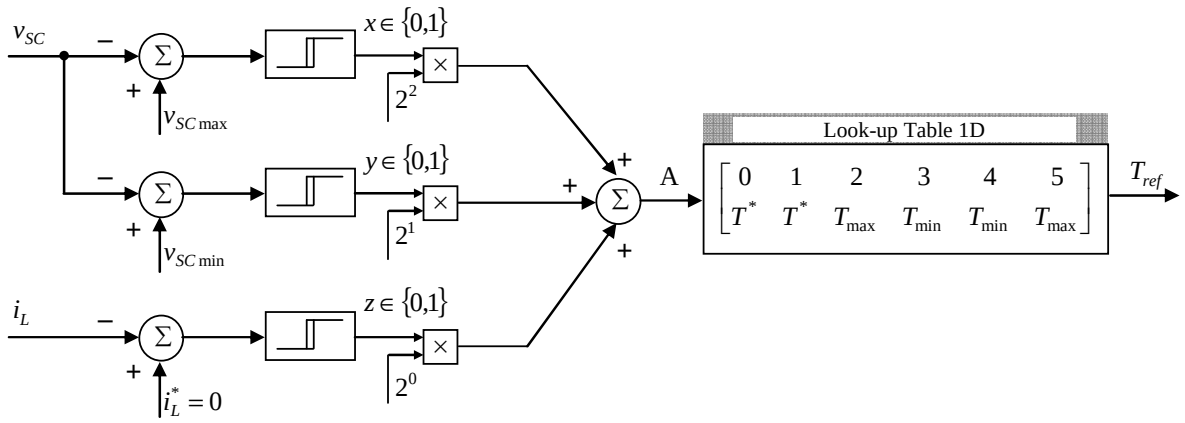


Figure III.20 Schéma de principe permettant l'adaptation de la structure de temps du filtre de séparation, T_{ref}.

L'entrée dans le tableau est appelée **A** ; son expression mathématique est décrite ci-dessous :

$$\mathrm{A} = x \cdot 2^2 + y \cdot 2^1 + z \cdot 2^0$$

La valeur de **A** n'est pas une valeur fixe, mais une valeur qui change en fonction du cas. Elle est utilisée comme variable d'entrée dans le tableau 1D pour sortir la valeur de référence, T_{ref} correspondant à une valeur de la fréquence de séparation utilisée dans la gestion d'énergie électrique. Le tableau contient sur la première ligne les valeurs possibles de **A** (0, 1, 2, 3, 4 et 5) et sur la deuxième ligne les différentes valeurs de T ($T^*, T_{\max}$ et $T_{\min}$).

Les valeurs $T^*, T_{\max}$ et $T_{\min}$ sont fonction du courant de charge, i_L et des tensions maximales et minimales du supercondensateur. Elles ont été calculées à partir de l'analyse de la répartition spectrale du courant de charge en analysant en même temps les valeurs de la tension maximale et minimale du supercondensateur.

Remarques :

- si la tension du supercondensateur $v_{SC} \in [v_{SC\min}\ v_{SC\max}]$ et $i_L > 0$ nous sommes dans le cas où $T_{ref} = T^*$, donc dans la situation de fonctionnement normal ;
- si la tension du supercondensateur $v_{SC} > v_{SC\max}$ et $i_L > 0$ ou $v_{SC} < v_{SC\min}$ et $i_L < 0$, donc dans ce cas le $T_{ref} = T_{\max}$, nous sommes dans le cas où le supercondensateur est plus sollicité par rapport à la situation de fonctionnement normal ;
- si la tension du supercondensateur $v_{SC} > v_{SC\max}$ et $i_L < 0$ ou $v_{SC} < v_{SC\min}$ et $i_L > 0$ alors $T_{ref} = T_{\min}$, le dernier cas est le cas où le supercondensateur est moins sollicité par rapport à la situation de fonctionnement normal ;

En conclusion, la solution permettant le calcul de la consigne T_{ref}, basée sur le filtre adaptatif, consiste en trois blocs de décision de type hystérésis et un tableau 1D.

III.3.2. Validation par simulations numériques

Les simulations sont réalisées en utilisant les hypothèses et conditions principales suivantes :

- en utilisant la structure du véhicule électrique présenté dans la Figure III.2, a) ;
- en considérant la puissance nominale du véhicule de 15 kW, la tension du bus DC égale à 150 V et les puissances nominales des convertisseurs de 20 kW ;
- les caractéristiques physiques des composants de la chaîne de traction et de conversion et les autres paramètres concernant le véhicule étudié sont donnés dans l'Annexe A ;

- en utilisant la configuration de contrôle-commande présentée dans la Figure III.18;
- en choisissant le même cycle de conduite que dans le premier sous-chapitre (le cycle de roulage réel) ;
- en utilisant une valeur de fréquence de séparation intermédiaire, 0.13 Hz ($T^* = 7.5$ s), une valeur de fréquence de séparation minimale 2 Hz ($T_{\min} = 0.5$ s) et une valeur de fréquence de séparation maximale 0.07 Hz ($T_{\max} = 15$ s), selon l'analyse fréquentielle du courant de charge (Figure III.4) ;
- en choisissant les limites admissibles pour la tension du supercondensateur $v_{SC} \in [v_{SC\min}\ v_{SC\max}]$, ou $v_{SC\max} = 42\,\text{V}$ et $v_{SC\min} = 33\,\text{V}$.

Les Figures III.21 et III.22 montrent les résultats de simulation obtenus en utilisant la stratégie du filtre adaptatif.

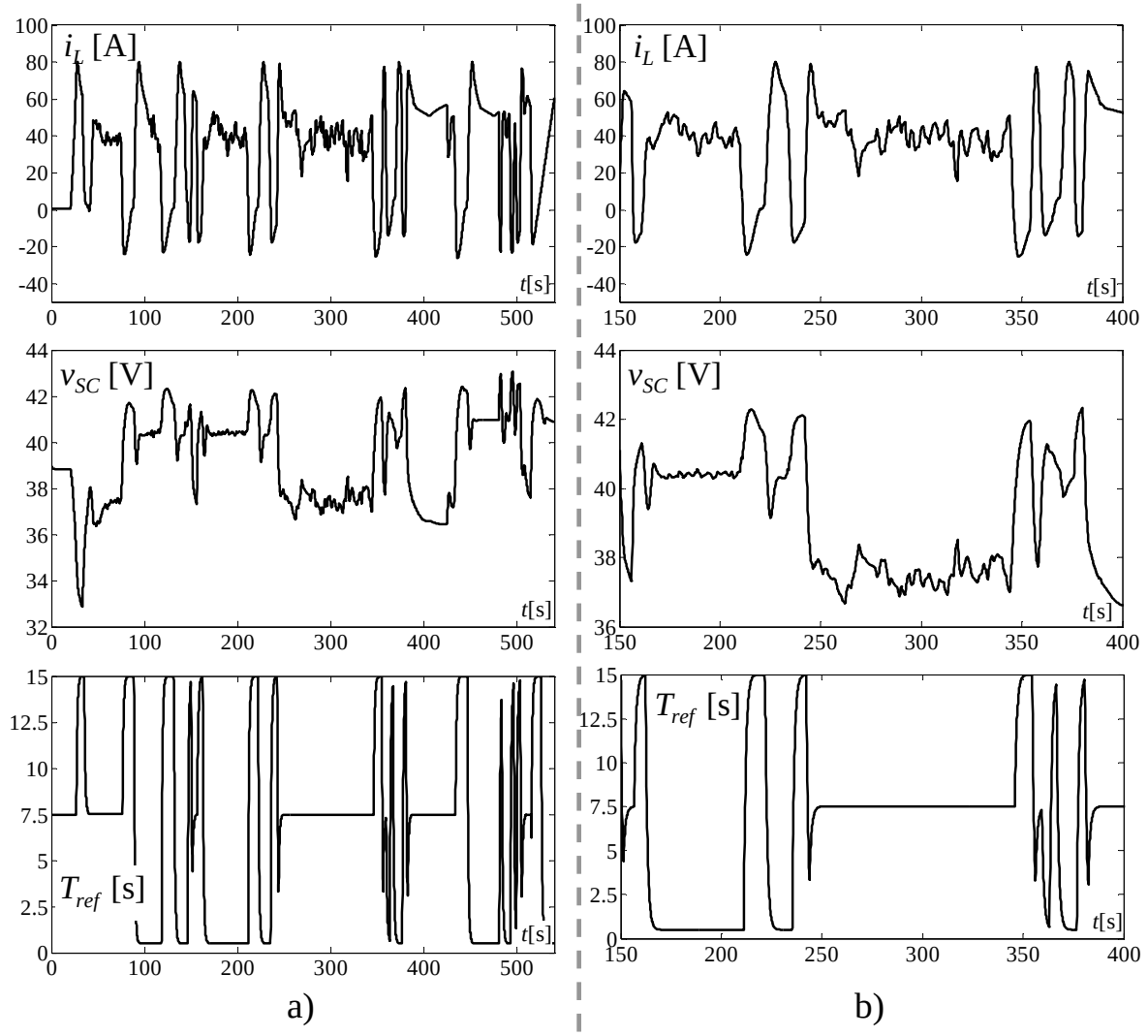


Figure III.21 a) La variation du courant de charge sur bus DC, la variation de la tension du supercondensateur et la variation de la fréquence de séparation correspondante à la constante de temps T_{ref}; b) Le zoom de la figure a).

La variation du courant de charge, la variation de la tension du supercondensateur et la variation de la fréquence de séparation sont présentées sur la Figure III.21. Nous remarquons que la tension du supercondensateur reste entre les valeurs de référence imposées. Les contraintes sur la tension du supercondensateur sont respectées. Si le courant de charge a une valeur moyenne constante, la tension du module des supercondensateurs s'est stabilisée à sa valeur de référence. On rappelle que la valeur de référence est donnée par la boucle de contrôle du supercondensateur (Figure III.19). En effectuant un zoom entre (150 s et 400 s) (Figure III.21, b), nous remarquons que les contraintes sur le filtre adaptatif et la tension du supercondensateur sont respectées par la loi de gestion adoptée.

Les comportements de la variation du courant de la batterie, de la variation du courant du supercondensateur et de la variation de la fréquence de séparation sont données par la Figure III.22. Nous remarquons que pour une fréquence de séparation correspondant à une valeur moins importante les batteries sont généralement sollicitées, donc le courant de batterie contient des composantes hautes fréquences. Pour une fréquence de séparation importante le courant dans la batterie est moins riche en hautes fréquences et le stress diminue.

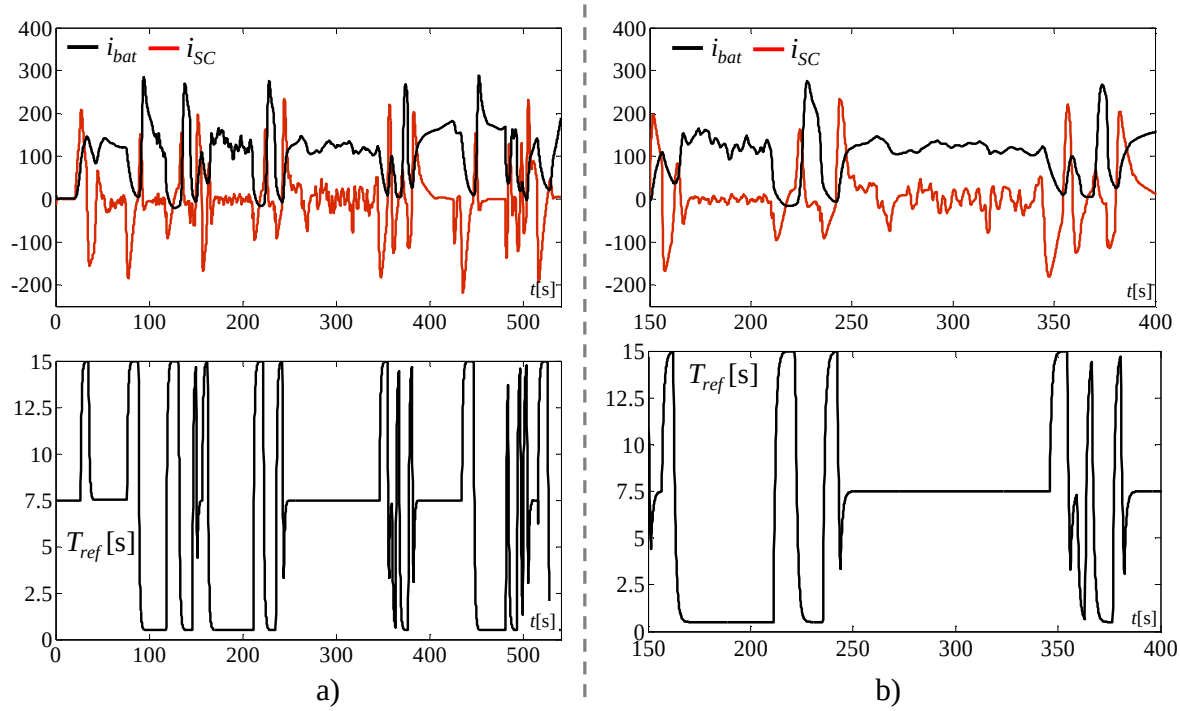


Figure III.22 a) Les variations du courant de la batterie vs. du supercondensateur, la variation de la fréquence de séparation correspondante à la constante de temps T_{ref} ; b) Zoom de la figure a).

III.3.3. Synthèse

La deuxième résolution du problème de gestion de l'énergie par séparation en fréquence adaptative constitue une méthode efficace pour la gestion de l'énergie dans le véhicule électrique avec le supercondensateur. Elle permet d'établir une gestion optimale de l'énergie provenant de la batterie en tenant compte des contraintes du supercondensateur (limites admissibles de la tension, l'état de

charge/décharge). Basé sur la première résolution du problème de la gestion énergétique par séparation en fréquence, le filtre adaptatif permet à la fréquence de séparation d’être modifiée en temps réel afin d'adapter le compromis entre la batterie et le supercondensateur.

Les résultats de simulation ont montré que le courant maximal de la batterie peut être réduit en fonction des préférences de l’utilisateur et que la fréquence de séparation peut être ajustée à des différentes valeurs en fonction du cas.

III.4. Conclusion

Les simulations et la réalisation des différentes stratégies de gestion d’énergie appliquées au système de contrôle-commande du véhicule ont été effectuées avec succès. L’introduction de la gestion d’énergie en utilisant la séparation en fréquence a permis d’utiliser une structure de contrôle-commande simplifiée, facile a implémenter dans un véhicule réel et en même temps respectant les contraintes du constructeur.

Une autre stratégie de gestion de l’énergie dans un véhicule électrique utilisant une source auxiliaire (le supercondensateur) est également présentée dans ce chapitre. Cette stratégie est basée sur la séparation en fréquence en utilisant un filtre adaptatif. Elle s’appuie sur l’utilisation d’un filtre adaptatif tenant compte des contraintes du supercondensateur, la fréquence de séparation pouvant être modifiée en temps réel.

Chapitre IV

Commande optimale LQG appliquée à la gestion optimale de l'énergie dans les véhicules électriques

« La connaissance s'acquiert par l'expérience, tout le reste n'est que de l'information. »
Albert Einstein

Chapitre IV

Commande optimale LQG appliquée à la gestion optimale de l'énergie dans les véhicules électriques

« La connaissance s'acquiert par l'expérience, tout le reste n'est que de l'information. »

Albert Einstein

SOMMAIRE

IV.1. Introduction 73
IV.2. Etat de l'art sur les méthodes de commande optimale 73
IV.2.1. Commande optimale 74
IV.2.1.1. Formulation du problème 74
IV.2.1.2. Méthode de résolution 75
IV.2.2. Commande Linéaire Quadratique 77
IV.2.3. Commande Linéaire Quadratique Gaussienne 77
IV.2.3.1. Enoncé général 77
IV.2.3.2. Structure de commande LQG 78
IV.3. Commande optimale LQG appliquée à la gestion optimale de l'énergie dans les véhicules électriques 79
IV.4. Modélisation 81
IV.5. Conception de la structure de commande 84
IV.5.1. Conception du contrôle à basse fréquence 84
IV.5.2. Conception du contrôle LQG 87
IV.6. Validation par simulation numérique 88
IV.6.1. Validation du contrôle à basse fréquence 88
IV.6.2. Validation de la commande LQG 89
IV.7. Conclusion 93

Résumé

Ce chapitre décrit une stratégie de gestion optimale de l'énergie électrique à bord des véhicules électriques équipés avec des supercondensateurs comme sources auxiliaires de puissance. Il s'agit de trouver de manière optimale le courant de référence du supercondensateur, qui minimise les variations du courant fourni par la batterie en réponse à une demande stochastique du courant de charge. Ainsi, une structure de commande optimale LQG est conçue et couplée à une loi de gain-scheduling (GS) pour couvrir toute la plage de fonctionnement.

IV.1. Introduction

Dans ce quatrième chapitre de thèse, nous présentons la gestion optimale de l'énergie dans un véhicule électrique en utilisant la commande optimale. Les contraintes imposées au système concernent la limitation du courant de la batterie et sa réponse en régime dynamique. Il s'agit de trouver de manière optimale le courant de référence du supercondensateur sous contrainte qui minimise le courant fourni par la batterie à partir du courant demandé par la charge.

Pour résoudre ce problème, plusieurs méthodes existent dans la littérature, ainsi un bref état de l'art est présenté. On s'intéressera dans une première partie à la commande optimale telle qu'elle a été posée initialement. Dans une seconde partie, on s'intéressera plus particulièrement aux systèmes linéaires dans le cas d'un critère quadratique, cas connu sous le nom de commande linéaire quadratique (LQ) et qui s'exprime sous la forme d'un retour d'état complet. Après la présentation des éléments de base et des méthodes utilisées dans la gestion optimale de l'énergie, nous montrons que le problème de gestion de l'énergie peut être formulé en tant que problème de commande optimale de type linéaire quadratique gaussienne (LQG). La méthode LQG permet de synthétiser la commande optimale dans le sens de minimiser/maximiser un critère de performance

Finalement, ce chapitre présentere les résultats sur la commande optimale LQG en utilisant MATLAB®/Simulink® afin de trouver la solution optimale.

IV.2. Etat de l'art sur les méthodes de commande optimale

Les problèmes de commande optimale se rencontrent dans la vie de tous les jours: comment arriver à destination le plus rapidement possible, comment minimiser la consommation de carburant dans les voitures, comment minimiser le stress dans les batteries concernant les applications des véhicules électriques, *etc*. Pour un système dynamique donné et dont les équations sont connues, le problème de commande optimale consiste alors à trouver la commande minimisant un critère attribué. Ainsi les domaines d'application sont multiples : l'aérospatiale, l'automobile, la robotique et les communications en général, mais aussi le secteur médical, chimique, *etc*. [KAM 11], [NAM 11].

Du point de vue mathématique, un système de contrôle est un système dynamique dépendant d'un paramètre dynamique appelé contrôle. Pour la modélisation du système, on peut avoir recours à des équations intégrales, différentielles, stochastiques, *etc*. Pour cette raison, la théorie du contrôle est à l'interconnexion de nombreux domaines mathématiques. Les contrôles sont des fonctions ou des paramètres, habituellement soumis à des contraintes.

Une fois le problème de contrôlabilité résolu, on peut de plus vouloir passer de l'état initial à l'état final, en minimisant un certain critère ; on parle alors d'un problème de contrôle optimal.

IV.2.1. Commande optimale

La théorie de la commande optimale permet de déterminer la commande d'un système qui minimise (ou maximise) un critère de performance sous des contraintes. Le cas le plus classique (ou le plus simple) est celui de contraintes de type inégalité sur la commande, mais on peut aussi envisager des contraintes de même type sur l'état. Cette théorie est une généralisation du « Calcul des variations ». Elle comporte deux volets : le « Principe du maximum (ou du minimum) » dû à Pontriaguine [PON 74] et à ses collaborateurs et l'équation de Hamilton-Jabobi-Bellman, généralisation de l'équation de Hamilton-Jacobi, laquelle est une conséquence directe de la « Programmation dynamique » due à Bellman [BELL 52], [SCO 05].

IV.2.1.1. Formulation du problème

Soit un système à temps continu avec la représentation d'état suivante :

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x},\mathbf{u},t) \qquad \text{(IV-1)}$$

et de condition initiale $\mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x_0}$, où $t \in \Re$, $\mathbf{u} \in \Re^m$ et $\mathbf{x} \in \Re^n$. Pour la condition initiale x_0 et la commande $\mathbf{u}$, l'Equation d'état (IV-1) définit une trajectoire unique x pour l'état sur $[t_0 \quad t_f]$. Celle-ci est fonction de la condition initiale $\mathbf{x_0}$ et de la commande $\mathbf{u}$ sur l'intervalle.

Soit un critère :

$$J(\mathbf{x_0},t_0,\mathbf{u}) = \theta(\mathbf{x_f},t_f) + \int_{t_0}^{t_f} \phi(\mathbf{x},\mathbf{u},t)\mathbf{d}t\,, \qquad \text{(IV-2)}$$

où $\mathbf{x_f} = \mathbf{x}(t_f)$. Les deux fonctions θ et ϕ, ainsi que les instants t_0 et t_f étant données, ce critère ne dépend que de la condition initiale et de la commande sur $[t_0 \quad t_f]$. On peut citer différents critères existant dans la littérature comme par exemple : le problème de Lagrange, le critère de Bolza et le critère de Mayer [TRE 12], [LAR 12]. En plus de l'équation d'état qui lie les trajectoires de $\mathbf{u}$ et de $\mathbf{x}$, d'autres contraintes peuvent intervenir. Typiquement dans une commande optimale, l'instant final peut être imposé ou libre, des contraintes peuvent exister sur l'état final, *i.e.* $\mathbf{x_f} \in \chi$, et la commande peut appartenir à un ensemble $\mathbf{u} \in U \subseteq \Re^m$.

Le problème de la commande optimale consiste alors à trouver la commande $\tilde{\mathbf{u}}$ minimisant le critère $J(\mathbf{x_0},t_0,\mathbf{u})$:

$$\tilde{\mathbf{u}} = \min_{\mathbf{u}\in U} J(\mathbf{x_0},t_0,\mathbf{u}) \qquad \text{(IV-3)}$$

Ensuite, une fois ce problème résolu, il faut chercher parmi toutes ces trajectoires possibles celles qui le font avec un coût minimal. Dans la littérature on trouve plusieurs principes d'optimalité comme décrit par la suite. Un problème de contrôle optimal se décompose en deux partie : une première partie

consiste à déterminer une trajectoire optimale joignant un ensemble initial à une cible et une deuxième partie consiste à savoir si cette cible est atteignable

IV.2.1.2. Méthode de résolution

Parmi les principales méthodes de résolution d'un problème de commande optimale on pourra citer notamment :

- le principe d'optimalité de Bellman [SAE 02], [RIF 11] ;
- le principe du minimum de Pontriaguine [NAM 11] ;
- l'approche basée sur l'équation d'Euler-Lagrange [MOR 06] ;
- la commande de type « Bang-Bang » [SIL 10].

Principe d'optimalité de Bellman

Le principe d'optimalité de Bellman s'énonce de la façon suivante : « Une stratégie optimale possède la propriété que, quelque soient l'état initial et l'instant initial, les décisions restant à prendre (c'est-à-dire les décisions à prendre à partir de cet état initial et de cet instant initial) doivent aussi constituer une stratégie optimale. » [MAK 08].

A partir de l'Equation (IV-2) la commande optimale sur $[t_0 \quad t_f]$ est $\tilde{\mathbf{u}}$ et le critère optimal :

$$\tilde{J}(\mathbf{x_0}, t_0) = \min J(\mathbf{x_0}, t_0, \mathbf{u}) \qquad \text{(IV-4)}$$

Soit $t_1 \in [t_0, t_f]$, le principe d'optimalité de Bellman énonce que la trajectoire optimale sur $[t_0 \quad t_f]$ contient la trajectoire optimale sur $[t_1 \quad t_f]$ avec comme condition initiale $\mathbf{x_1} = \mathbf{x}(t_1)$. D'un autre point de vue nous pouvons réécrire l'Equation (IV-4) :

$$\tilde{J}(\mathbf{x_0}) = \min\left(\int_{t_0}^{t_1} \phi(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)\mathbf{d}t + \tilde{J}(\mathbf{x_1})\right) \qquad \text{(IV-5)}$$

Ce principe est un résultat classique de la commande optimale qui permet d'obtenir une solution optimale en découpant l'intervalle initial et en résolvant le problème de manière itérative pour chaque sous intervalle.

Principe du minimum de Pontriaguine

Le deuxième principe se réfère au principe du minimum de Pontriaguine [LAR 12] qui est ici brièvement énoncé.

Soit le système d'équations d'état, $\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)$ et le critère de performance

$$J(\mathbf{x_0}, t_0, \mathbf{u}) = \theta(\mathbf{x_f}, t_f) + \int_{t_0}^{t_f} \phi(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) dt$$

on peut définir le Hamiltonien du système :

$$H(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{p}, t) = \phi(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) + \mathbf{p}^{\mathbf{T}} f(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t), \qquad \text{(IV-6)}$$

où $\mathbf{p}$ est appelé état-adjoint. Le principe du minimum de Pontriaguine énonce que la trajectoire optimale minimise l'Hamiltonien du système comme on peut le voir dans l'Equation (IV-7) :

$$H(\tilde{\mathbf{x}}, \tilde{\mathbf{u}}, \tilde{\mathbf{p}}) \leq H(\tilde{\mathbf{x}}, \mathbf{u}, \tilde{\mathbf{p}}), \forall \mathbf{u} \in U \qquad \text{(IV-7)}$$

Tout au long de la trajectoire optimale, on dispose d'un certain nombre d'équations permettant de résoudre le problème de commande optimale. Ces équations sont généralement établies en utilisant le calcul des variations [BOUR 07].

Approche basée sur l'équation de Euler-Lagrange

L'idée de Lagrange est bien connue en mécanique, elle peut être retrouvée à partir du principe du minimum. L'équation de Euler-Lagrange est un résultat mathématique qui joue un rôle fondamental dans le calcul des variations.

On part du minimum de Pontriaguine, $H(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{p}, t) = \phi(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) + \mathbf{p}^{\mathbf{T}} f(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t)$, qui énonce que la trajectoire optimale vérifie les conditions suivantes :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{p}} = -\dfrac{\partial H(\mathbf{x}, \mathbf{u}, \mathbf{p}, t)}{\partial \mathbf{x}} \\ \dfrac{\partial H}{\partial \mathbf{u}} = 0 \end{cases} \qquad \text{(IV-8)}$$

La deuxième équation dans (IV-8) donne la condition de transversalité par la minimisation du Hamiltonien par rapport à la commande.

En dérivant la seconde équation par rapport au temps puis en remplaçant $\dot{\mathbf{p}}$ grâce à la première, on obtient l'équation de Euler-Lagrange :

$$\frac{\mathbf{d}}{\mathbf{d}t} \frac{\partial \phi}{\partial \mathbf{u}} - \frac{\partial \phi}{\partial \mathbf{q}} = 0, \qquad \text{(IV-9)}$$

où ϕ est le lagrangien.

Commande de type « Bang-Bang »

Un dernier type de commande optimale particulière bien connue est la commande à temps minimal. Par exemple, nous commandons l'accélération d'un véhicule que nous devons amener d'une position initiale d'arrêt à une position finale, également à l'arrêt, dans le temps le plus court possible. Si l'on considère un mouvement en ligne droite, on conçoit intuitivement que la commande optimale est dans

ce cas une accélération maximale jusqu'à un certain instant à partir duquel il faudra freiner au maximum. On parle de commande de type « Bang-Bang » parce que la commande est toujours saturée, alternativement à sa valeur minimale ou à sa valeur maximale. Par exemple quand nous atteignons une situation où la masse du véhicule est imparfaitement estimée, ce genre de commande n'est pas recommandée [LAR 12].

IV.2.2. Commande Linéaire Quadratique

Dans ce sous-chapitre on s'intéresse aux systèmes de contrôle linéaires auxquels on associe des coûts dépendant des états et de la commande. Ces systèmes sont d'une grande importance dans la pratique et un coût quadratique est souvent très naturel dans un problème d'optimisation. Par ailleurs même si les systèmes de contrôle sont en général non linéaires, on est très souvent amené à linéariser le système le long d'une trajectoire, par exemple dans des problèmes de stabilisation.

On parle de commande linéaire quadratique (LQ) ou « Linear Quadratic Regulator » (LQR) [ANDW 99] pour la situation où le système est linéaire et le coût est quadratique. Dans ce cas là la commande optimale est un retour d'état. Parmi les commandes linéaires quadratiques les plus importantes, il est possible de citer la commande LQ à horizon fini, LQ à horizon infini, commande LQ à temps discret et commande prédictive [LUB 11].

IV.2.3. Commande Linéaire Quadratique Gaussienne

Développée au début de la seconde moitié du 20ème siècle et appliquée lors du programme spatial Apollo pour la stabilisation de lanceurs, elle est apparue comme la première méthode générale pour l'asservissement des systèmes multivariables [TRE 12], [LAR 12].

IV.2.3.1. Enoncé général

Soit un système dynamique stochastique avec l'équation d'état :

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{v} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{w} \end{cases}, \qquad \text{(IV-10)}$$

où le bruit d'état $\mathbf{v}$ et le bruit de mesure $\mathbf{w}$ sont des bruits blancs centrés, de variance $E\{\mathbf{v}\mathbf{v}^{\mathbf{T}}\} = \mathbf{V} \geq 0$ et $E\{\mathbf{w} \cdot \mathbf{w}^{\mathbf{T}}\} = \mathbf{W} > 0$. Le problème LQG consiste à minimiser le critère :

$$J(\mathbf{x_0}, t_0, \mathbf{u}) = \lim_{tf \to \infty} E\left\{ \frac{1}{t_f} \int_{t_0}^{t_f} (\mathbf{x}^{\mathbf{T}}\mathbf{Q}\mathbf{x} + \mathbf{u}^{\mathbf{T}}\mathbf{R}\mathbf{u}) \mathbf{d}t \right\}, \qquad \text{(IV-11)}$$

où $\mathbf{Q} \geq 0$ et $\mathbf{R} > 0$.

Du fait que les entrées de bruit $\mathbf{v}$ et $\mathbf{w}$, les grandeurs $\mathbf{u}$ (la commande) et $\mathbf{x}$ (la trajectoire unique) sont des grandeurs stochastiques, la solution de ce problème de commande optimale de processus

stochastique est connue sous le nom de « Théorème de Séparation » [RUS 93]. Ce théorème énonce que la solution du problème est composée de deux parties :

- un observateur de type Kalman permettant de donner l'estimée $\hat{\mathbf{x}}$ de $\mathbf{x}$ qui est non biaisée et à variance minimale;
- la commande par retour $\mathbf{u} = -\mathbf{K} \cdot \hat{\mathbf{x}}$ à appliquer à $\hat{\mathbf{x}}$, où $\mathbf{K}$ est calculé en considérant le problème LQ correspondant (en enlevant $\mathbf{v}$ et $\mathbf{w}$ de l'équation d'état et E dans le critère).

Ce théorème est intéressant dans la mesure où il donne la solution du problème complet comme étant la réunion des solutions de deux problèmes plus simples et déjà résolus, celui de la commande LQ et celui de l'estimation de Kalman [DAV 77].

Ensuite nous élaborons la structure de la commande LQG basée sur l'énoncé général.

IV.2.3.2. Structure de commande LQG

L'estimé optimal $\hat{\mathbf{x}}$ est donné par l'observateur d'état :

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{bu} + \mathbf{L} \cdot (\mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}), \tag{IV-12}$$

où le gain de Kalman est :

$$\mathbf{L} = \mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{C}^{\mathbf{T}} \cdot \mathbf{W}^{-1} \tag{IV-13}$$

avec $\mathbf{\Gamma}$ la solution de l'équation algébrique de Riccati :

$$\mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{A}^{\mathbf{T}} + \mathbf{A} \cdot \mathbf{\Gamma} - \mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{C}^{\mathbf{T}} \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{\Gamma} + \mathbf{V} = \mathbf{0} \tag{IV-14}$$

La commande étant donnée par $\mathbf{u} = -\mathbf{K} \cdot \hat{\mathbf{x}}$, on peut réécrire les équations de la commande d'entrée $\mathbf{y}$ et de sortie $\mathbf{u}$:

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{BK} - \mathbf{LC}) \cdot \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{Ly} \\ \mathbf{u} = -\mathbf{K}\hat{\mathbf{x}} \end{cases} \tag{IV-15}$$

Le suivi d'une consigne $\mathbf{y}^*$ se fera par la loi de commande $\mathbf{u} = C(s) \cdot (\mathbf{y}^* - \mathbf{y})$ où la fonction de transfert du correcteur est donnée par l'équation :

$$C(s) = \mathbf{K}(s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{B} + \mathbf{LC})^{-1}\mathbf{L} \tag{IV-16}$$

avec ses équations d'état :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{BK} - \mathbf{LC}) \cdot \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{L} \cdot \varepsilon \\ \mathbf{u} = \mathbf{K}\hat{\mathbf{x}} \end{cases}, \tag{IV-17}$$

où $\varepsilon = \mathbf{y}^* - \mathbf{y}$.

Le réglage du correcteur LQG nécessite quatre matrices de pondération : par exemple $\mathbf{Q}$ et $\mathbf{R}$ pour le retour d'état et $\mathbf{V}$ et $\mathbf{W}$ pour l'estimateur. La méthode consiste en un réglage séparé. Cela ce traduit en réglant $\mathbf{V}$ et $\mathbf{W}$ de sorte que l'état soit bien reconstruit et $\mathbf{Q}$ et $\mathbf{R}$ pour avoir un bon retour d'état. Si nous sommes dans une situation où les dynamiques du régulateur sont relativement lentes devant celles de l'observation, on peut supposer que l'état est parfaitement connu du point de vue du retour d'état et la commande sera dans ce cas robuste. Sinon à l'inverse, et ce sera dans le cas où nous souhaitons obtenir un régulateur avec des dynamiques élevées, la robustesse n'est plus assurée. En ce qui concerne le réglage de l'estimateur d'état, il s'appuie sur la commande $\mathbf{u}$ et sur la mesure $\mathbf{y}$ du système pour donner l'estimé de l'état la plus plausible, compte tenu des incertitudes et bruits affectant respectivement le modèle et la mesure.

Une des premières approches du réglage du filtre concerne le cas où l'hypothèse de départ sur le modèle est respectée, c'est-à-dire que le seul défaut du modèle est d'être affecté par des signaux stochastiques blancs. Dans ce cas, le réglage se fera directement par une évaluation des variances des bruits. Cependant, la principale source de bruit d'état d'un modèle provient généralement des erreurs de modélisation qui sont déterministes et non stochastiques.

A l'image de la commande LQG à temps continu, la version à temps discret consiste en la combinaison d'un filtre de Kalman à temps discret et d'un retour d'état.

Plusieurs méthodes de commande optimale sont présentées dans la littérature afin de diminuer le temps de calcul, tout en assurant une précision suffisante pour des systèmes complexes [MUN 08], [MOU 10].

Par la suite, une solution basée sur la commande optimale de type LQG pour la gestion optimale de l'énergie dans les véhicules électriques sera présentée. Il est à noter que l'application de cette technique à la gestion énergétique du réseau de bord d'un véhicule électrique est nouvelle, du mois à notre connaissance.

IV.3. Commande optimale LQG appliquée à la gestion optimale de l'énergie dans les véhicules électriques

La configuration du réseau de bord du véhicule électrique considérée est décrite dans la Figure IV.1. Le système énergétique contient essentiellement une batterie qui est la principale source d'énergie dans le véhicule et qui fournit l'énergie électrique pour le moteur du véhicule en transitant par le convertisseur de puissance et l'onduleur. Le transfert de puissance électrique vers le moteur électrique du véhicule et inversement vers la batterie résulte d'un équilibrage de puissance entre la section d'alimentation et la section de charge. Cette action est assurée par la régulation de la tension du bus DC où la tension agit comme un capteur de l'état de puissance asymétrique. Donc, dans ce cas, le système à contrôler est le bus DC, qui permet d'établir la connexion entre le contrôle-commande de la

batterie et le moteur à courant alternatif d'entraînement. Une source d'alimentation supplémentaire, le supercondensateur, est ajouté afin d'injecter un courant de support dans le bus DC. Ainsi, la variable de commande est la variation du courant dans le supercondensateur, tandis que le vecteur d'état du système est composé des variations du courant dans la batterie et des variations de tension dans le bus DC.

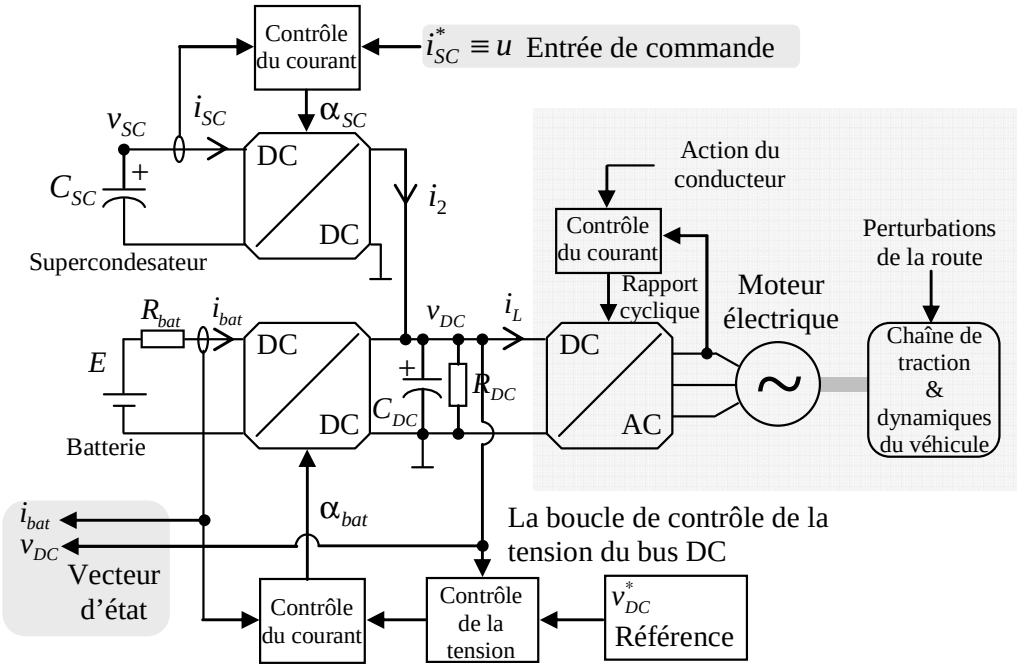


Figure IV.1 La configuration du système du véhicule électrique considéré [FLO 12b].

Il est prévu que la variable de contrôle (la référence du courant du supercondensateur) puisse être obtenue en utilisant un retour d'état après avoir calculé les gains de façon optimale (en utilisant l'approche LQG).

Le système de gestion d'énergie proposé repose essentiellement sur un régime de contrôle de la fréquence de séparation pour s'assurer que les composants de basse fréquence du courant de charge sont tirés de la batterie, tandis que le supercondensateur est en charge des variations de haute fréquence [THO 07], [FAG 99]. Cela garantit l'efficacité de celle-ci comme source d'énergie auxiliaire qui améliore l'exploitation de la source principale, la batterie [MIL 09].

Le modèle mathématique du système global est un modèle non-linéaire, soumis à une perturbation stochastique, qui est le courant de charge, i_L. La linéarisation autour des points de fonctionnement choisis mènera à un ensemble de systèmes linéaires dont les paramètres dépendront de ce point de fonctionnement. En définissant convenablement un indice de performance qui exprime l'objectif du contrôle indiqué, l'entrée de commande peut être obtenue comme la solution d'un problème de contrôle linéaire quadratique gaussien.

La Figure IV.2 présente le schéma de contrôle global du système. Elle permet de définir un indice approprié en ce qui concerne la minimisation de la fonction objectif.

Son idée de base est d'abord de considérer notre système comme si le courant de charge était toujours constant. Ensuite, les boucles de contrôle de basse fréquence (supercondensateur et du bus DC) assurent la tension du bus DC à une valeur de référence étant constante et la tension du supercondensateur variant lentement dans les limites admissibles.

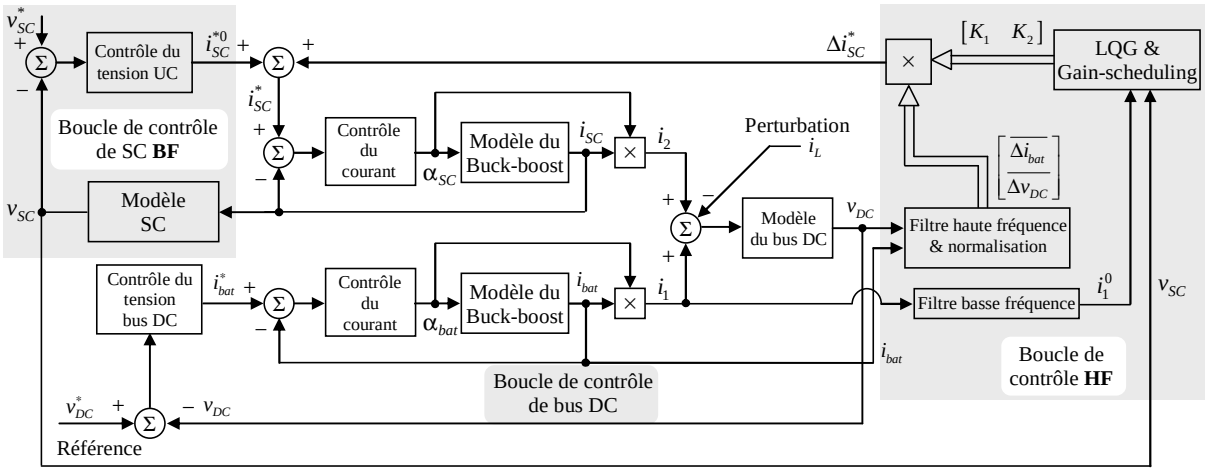


Figure IV.2 La stratégie de contrôle global du système de gestion énergétique proposée : mise en évidence des boucles de contrôle de basse et haute fréquence respectivement [FLO 12b].

Dans le cas où le système fonctionne à l'état d'équilibre, la batterie fournira pratiquement le courant total de charge (équivalent à sa moyenne), tandis que le contrôle de la tension du supercondensateur fournira au plus près le courant de référence, $i_{SC}^{*0} \approx 0$. Dans le cas où le courant de charge varie, les variations du courant du supercondensateur, Δi_{SC}, peuvent être considérées comme une entrée de commande pour le système de contrôle en boucle fermée du bus DC, pour lequel le courant dans la batterie est un état. Par conséquent, le compromis a été assuré entre les variations des deux courants. C'est un compromis entre la maximisation de la performance de commande concernant un état et la minimisation de l'effort de commande. Ainsi la valeur optimale Δi_{SC}, peut résulter comme solution d'un problème de contrôle LQG. La référence de courant total du supercondensateur sera composée de la composante basse fréquence i_{SC}^{*0} et de sa variation Δi_{SC}.

IV.4. Modélisation

Cette partie est dédiée à l'obtention du modèle linéaire de la boucle de contrôle de tension du bus DC.

Pour la suite, les variables qui portent l'exposant « 0 » expriment des valeurs à un point de fonctionnement en régime établi donné, les notations $\Delta(\cdot)$ désignent des variations autour d'un tel point de fonctionnement et les notations $\overline{\Delta(\cdot)}$ désignent leurs variations normalisées.

On prendra des variables normalisées de la variation respectivement de la tension du bus DC et du courant de la batterie :

$$\begin{cases} \dfrac{\Delta v_{DC}}{v_{DC}^{*}} = \overline{\Delta v_{DC}} \\ \dfrac{\Delta i_1}{i_1^0} = \overline{\Delta i_1} \end{cases}$$

L'entrée de commande, c'est à dire la variation du courant dans le supercondensateur, est non normalisée, (Figure IV.2).

Cette manière de faire permettra de traduire plus facilement le problème du contrôle déclaré dans le formalisme LQG.

Nous commençons par le modèle de bus DC :

$$C_{DC} \cdot \frac{\mathrm{d}v_{DC}}{\mathrm{d}t} = \alpha_{bat} \cdot i_{bat} + \alpha_{SC} \cdot i_{SC} - \frac{v_{DC}}{R_{DC}} - i_L \qquad \text{(IV-18)}$$

avec $\alpha_{bat} = \dfrac{E}{v_{DC}}$.

Multipliant la première Equation (IV-18) par v_{DC}, on obtient un modèle de bus DC qui fait apparaître la variable v_{DC}^2 et qui peut être considéré linéaire en prenant v_{DC}^2 et E, i_{bat} comme états, la puissance échangée avec le supercondensateur comme entrée de commande et enfin la puissance échangée avec la charge comme entrée de perturbation. Toutefois, nous travaillerons avec les états définis précédemment et de ce fait, nous sommes amenés à linéariser ce modèle (l'Equation (IV-18)) autour d'un point de fonctionnement donné par la référence de tension du bus DC, v_{DC}^{*}, et par la valeur moyenne du courant de charge, i_L^0.

$$\frac{v_{DC}^2}{R_{DC}} + \frac{C_{DC}}{2} \cdot \frac{\mathrm{d}v_{DC}^2}{\mathrm{d}t} = E \cdot i_{bat} + \alpha_{SC} \cdot i_{SC} \cdot v_{DC} - i_L \cdot v_{DC} \qquad \text{(IV-19)}$$

Tenant compte du fait que la tension de la batterie, E, est pratiquement constante et que la valeur moyenne du courant dans le supercondensateur $i_{SC}^0 = 0$ (toute l'énergie est fournie par la batterie à une valeur constante du courant de charge), on peut facilement vérifier que :

$$i_L^0 \Delta v_{DC} + \frac{2v_{DC}^{*}}{R_{DC}} \Delta v_{DC} + C_{DC} v_{DC}^{*} \Delta v_{DC} = E \Delta i_{bat} - v_{DC}^{*} \Delta i_L + \alpha_{SC}^0 v_{DC}^{*} \Delta i_{SC}, \qquad \text{(IV-20)}$$

où la valeur du régime permanent du rapport cyclique du convertisseur côté supercondensateur dépend directement de la tension du supercondensateur, v_{SC}^0, à savoir $\alpha_{SC}^0 = \dfrac{v_{SC}^0}{v_{DC}^{*}}$.

L'Equation (IV-20), divisée par v_{DC}^{*} mène à :

$$\overline{\Delta \dot{v}_{DC}} = -\frac{1}{R_0} \cdot \overline{\Delta v_{DC}} + \frac{E \cdot i_1^0}{C_{DC} \cdot v_{DC}^{*\,2}} \cdot \overline{\Delta i_1} + \frac{v_{SC}^0}{v_{DC}^{*\,2} \cdot C_{DC}} \cdot \Delta i_{SC} - \frac{1}{C_{DC} \cdot v_{DC}^{*}} \cdot \Delta i_L \qquad \text{(IV-21)}$$

avec $\frac{1}{R_0} = \frac{i_L^0}{v_{DC}} + \frac{2}{R_{DC}}$.

L'Equation (IV-21) représente l'équation linéaire de la variation normalisée de v_{DC}, on voit apparaître deux variables exogènes : une variation du courant dans le supercondensateur, Δi_{SC} comme entrée de commande et la variation du courant de charge, Δi_L, comme entrée de perturbation exogène.

À noter également que la linéarisation permet de régler un régulateur de type PI pour le contrôle de la tension du bus DC dont les paramètres dépendent théoriquement du point de fonctionnement. L'équation normalisée linéarisée du courant de référence de la batterie, i_{bat}^{*}, peut être obtenue en prenant en compte la fonction de transfert du contrôleur PI du v_{DC}, $K_p \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right)$.

La référence de la batterie est supposé être pratiquement la même que la mesure i_{bat}, étant donné que la boucle de commande de courant est plus rapide que la boucle de commande de tension du bus DC.

Il faut noter également que la valeur du régime permanent du courant de la batterie, i_{bat}^0, est liée à la valeur moyenne du courant de charge, i_L^0, c'est-à-dire $i_{bat}^0 = \frac{v_{DC}^{*}}{E \cdot i_L^0}$. Cela signifie que le courant de charge constant, est totalement réfléchi dans la valeur moyenne du courant de batterie correspondant a un gain égal à la valeur moyenne du rapport cyclique concernant le convertisseur Buck-boost, de la batterie $\alpha_{bat}^0 = \frac{E}{v_{DC}^{*}}$.

Un calcul simple conduit à :

$$\overline{\Delta \dot{i}_{bat}} = -\frac{K_p}{T_i} \cdot \frac{v_{DC}^{*}}{i_{bat}^0} \cdot \overline{\Delta v_{DC}} - \frac{K_p \cdot v_{DC}^{*}}{i_{bat}^0} \cdot \overline{\Delta \dot{v}_{DC}},$$

où l'Equation (IV-4) peut être remplacée :

$$\begin{aligned} \overline{\Delta \dot{i}_{bat}} = & -\frac{K_p v_{DC}^{*}}{i_{bat}^0} \cdot \left(\frac{1}{T_i} - \frac{1}{R_0 C_{DC}}\right) \cdot \overline{\Delta v_{DC}} - \frac{K_p E}{v_{DC}^{*} C_{DC}} \cdot \overline{\Delta i_{bat}} - \\ & - \frac{K_p v_{SC}^0}{i_1^0 v_{DC}^{*} C_{DC}} \cdot \Delta i_{SC} + \frac{K_p}{i_1^0 C_{DC}} \cdot \Delta i_L \end{aligned} \qquad \text{(IV-22)}$$

Les Equations (IV-21) et (IV-22) composent les équations normalisées de l'espace d'état décrivant un système linéaire dont les paramètres varient selon le point de fonctionnement choisi $\left(v_{DC}^{*}, i_{L}^{0}, v_{SC}^{0}\right)$.

$$\begin{cases} \dot{\overline{\Delta i_{bat}}} = -\dfrac{K_p E}{v_{DC}^{*} C_{DC}} \cdot \overline{\Delta i_{bat}} + \left[-\dfrac{K_p v_{DC}^{*}}{i_{bat}^{0}} \cdot \left(\dfrac{1}{T_i} - \dfrac{1}{R_0 C_{DC}} \right) \right] \cdot \overline{\Delta v_{DC}} + \left(-\dfrac{K_p v_{SC}^{0}}{i_1^0 v_{DC}^{*} C_{DC}} \right) \cdot \Delta i_{SC} + \dfrac{K_p}{i_1^0 C_{DC}} \cdot \Delta i_L \\ \dot{\overline{\Delta v_{DC}}} = \dfrac{E \cdot i_1^0}{C_{DC} \cdot v_{DC}^{*\,2}} \cdot \overline{\Delta i_1} + \left(-\dfrac{1}{R_0} \right) \cdot \overline{\Delta v_{DC}} + \dfrac{v_{SC}^{0}}{v_{DC}^{*\,2} \cdot C_{DC}} \cdot \Delta i_{SC} + \left(-\dfrac{1}{C_{DC} \cdot v_{DC}^{*}} \right) \cdot \Delta i_L \end{cases}$$

Ce système peut être posé sous la forme :

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_u \cdot \mathbf{u} + \mathbf{B}_p \cdot \mathbf{p}\,, \qquad \text{(IV-23)}$$

où $\mathbf{x} = \left[\overline{\Delta i_{bat}} \quad \overline{\Delta v_{DC}}\right]^{\mathrm{T}}$ est le vecteur d'état, les variations (non-normalisées) du courant dans le supercondensateur jouent le rôle d'entrée de commande, $\mathbf{u} = \Delta i_{SC}$, les variations du courant de charge représentent une perturbation stochastique exogène, $\mathbf{p} = \Delta i_L$, et les matrices sont données par :

$$\begin{cases} \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\dfrac{K_p E}{v_{DC}^{*} C_{DC}} & -\dfrac{K_p v_{DC}^{*}}{i_{bat}^{0}} \cdot \left(\dfrac{1}{T_i} - \dfrac{1}{R_0 C_{DC}} \right) \\ \dfrac{E i_{bat}^{0}}{C_{DC} v_{DC}^{*\,2}} & -\dfrac{1}{R_0 C_{DC}} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_u = \begin{bmatrix} -\dfrac{K_p v_{DC}^{0}}{i_{bat}^{0} v_{DC}^{*} C_{DC}} \\ \dfrac{v_{SC}^{0}}{v_{DC}^{*\,2}} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_p = \begin{bmatrix} \dfrac{K_p}{i_{bat}^{0} C_{DC}} \\ -\dfrac{1}{C_{DC} v_{DC}^{*}} \end{bmatrix} \end{cases} \qquad \text{(IV-24)}$$

IV.5. Conception de la structure de commande

IV.5.1. Conception du contrôle à basse fréquence

Comme nous l'avons vu dans la Figure IV.2, le niveau de commande à basse fréquence est nécessaire afin de garantir un point établi de fonctionnement désiré. Dans notre cas, il s'agit de maintenir la tension du bus DC à un point de consigne v_{DC}^{*} et la tension du supercondensateur dans les limites admissibles données. Le niveau de contrôle à basse fréquence comprend donc les deux boucles de régulation de tension, elles sont basées sur l'utilisation de régulateurs proportionnel-intégral (PI) et proportionnel avec un filtre (P) et seront par la suite, intégrées au sein des structures de contrôle en cascade, comme montré dans la Figure IV.2.

Le calcul des régulateurs de la boucle de contrôle du bus DC, de la boucle de contrôle du supercondensateur et les boucles de contrôle de courant est basé sur le calcul présenté dans le sous-Chapitre III.2.1.1.

Boucle de contrôle du bus DC

Avec le correcteur PI de la forme $C(s)=K_p\left(1+\frac{1}{T_i}\right)$ et utilisant la fonction de transfert $\frac{\Delta v_{DC}(s)}{\Delta i_{com}(s)}=\frac{K_{DC}}{T_{DC}\cdot s+1}$ (l'Equation (III-17)), on trouve la fonction de transfert en boucle fermée :

$$H_{FTBF}(s)=\frac{T_i\cdot s+1}{\frac{T_i\cdot T_{DC}}{K_p\cdot K_{DC}}\cdot s^2+\left(\frac{T_i}{K_p\cdot K_{DC}}+T_i\right)\cdot s+1} \tag{IV-25}$$

Par identification avec la fonction de transfert d'un système du deuxième ordre, on en déduit les expressions des K_p et T_i.

$$\begin{cases} K_p=\frac{1}{K_{DC}}\cdot\left(\frac{2\xi T_{DC}}{T_0}-1\right) \\ T_i=2\xi T_0-\frac{T_0^2}{T_{DC}} \end{cases} \tag{IV-26}$$

Les valeurs de la constante de temps T_0 et de l'amortissement ξ sont définies pour assurer que les boucles de courants présentent une réponse quasi-instantanée par rapport à la boucle de tension. Les valeurs des paramètres du correcteur de la tension du bus DC sont présentées dans l'Annexe B.1.

Boucle de contrôle de la tension du supercondensateur

Les fonctions de transfert concernant le régulateur et le modèle du supercondensateur sont :

$$\begin{cases} H_P(s)=\frac{K_{pSC}}{T_C\cdot s+1} \\ H_{SC}(s)=\frac{T_{SC}\cdot s+1}{C_{SC}\cdot s} \end{cases},$$

où la fonction de transfert équivalente en boucle fermée pour la structure de régulation est de la forme suivante :

$$H_{FTBF}(s)=\frac{T_{SC}\cdot s+1}{\frac{T_C\cdot T_{SC}}{K_{pSC}}\cdot s^2+\left(\frac{C_{SC}}{K_{pSC}}+T_{SC}\right)\cdot s+1} \tag{IV-27}$$

Finalement les expressions des K_{pSC} et T_C sont :

$$\begin{cases} K_{pSC}=C_{SC}\cdot\left(\frac{1}{2\xi T_0-T_{SC}}\right) \\ T_C=\frac{T_0^2\cdot K_{pSC}}{C_{SC}} \end{cases} \tag{IV-28}$$

Pour le calcul des paramètres nous avons impose une dynamique de réponse en boucle fermée cinquante fois plus lente que la dynamique principale, c'est-à-dire $T_0 = 50 \cdot T_{SC}$ et un amortissement $\xi = 0.85$. Les valeurs des paramètres du correcteur de la tension du supercondensateur seront présentées dans l'Annexe B.1.

Alors que la boucle de tension du bus DC est accordée de manière à assurer un bon comportement dynamique, la boucle de tension pour le supercondensateur correspond à ce qu'on appelle un « réglage moins performant » afin de permettre des variations du courant dans le supercondensateur résultant de la résolution du problème de commande optimale LQG défini en haute fréquence. De cette façon le contrôle de la tension du supercondensateur v_{SC} assure une dynamique en boucle fermée très lente par rapport aux autres variables.

Boucles de contrôle des courants de la batterie et du supercondensateur

Les deux boucles de contrôle des courants (la batterie et le supercondensateur) sont de type PI, réglées afin de garantir la précision de poursuite de la référence (pas de dépassement et des temps de réponse de l'ordre de la milliseconde) [AST 95].

Les fonctions de transfert concernant le régulateur PI et les modèles de la batterie ou du supercondensateur sont :

$$\begin{cases} H_{PI}(s) = K_p \cdot \left(1 + \dfrac{1}{T_i s}\right) \\ H(s) = \dfrac{-K}{T \cdot s + 1} \end{cases},$$

où $K = \dfrac{v_{DC}^*}{R}$ et $T = \dfrac{L}{R}$ ($R = R_{bat}$ si on prend en compte le régulateur du convertisseur de la batterie ou $R = R_{UC}$ pour le régulateur du convertisseur du supercondensateur).

La fonction de transfert en boucle fermée, $H_{FTBF}(s)$ s'écrit sous sur la forme :

$$H_{FTBF}(s) = \frac{T_i \cdot s + 1}{-\dfrac{T_i \cdot T}{K_p \cdot K} \cdot s^2 + \left(-\dfrac{T_i}{K_p \cdot K} + T_i\right) \cdot s + 1} \qquad \text{(IV-29)}$$

On en déduit les expressions de K_p et T_i :

$$\begin{cases} K_p = \dfrac{1}{K} \cdot \left(\dfrac{2\xi T}{T_0} - 1\right) \\ T_i = 2\xi T_0 - \dfrac{T_0^2}{T} \end{cases} \qquad \text{(IV-30)}$$

Nous choisissons un coefficient d'amortissement de $\xi = 0.85$ et une constante de temps $T_0 = \frac{T}{5}$ pour que le système réponde suffisamment rapidement par rapport à la boucle de tension du bus DC.

Les paramètres qui concernent la conception du contrôle à niveau de basse fréquence sont donnés dans l'Annexe B.1.

IV.5.2. Conception du contrôle LQG

La conception de la boucle de contrôle à haute fréquence consiste à trouver la commande optimale $\mathbf{u} = \Delta i_{SC}$ qui minimise l'indice du coût pour le système en boucle ouverte (IV-23), où $E\{\circ\}$ est l'espérance mathématique.

$$I = E\left\{\lim_{\tau\to\infty}\frac{1}{\tau}\int_0^{\tau}\left(\beta(\Delta i_{bat})^2 + \Delta i_{SC}^2\right)\mathbf{d}t\right\} \to \min, \qquad \text{(IV-31)}$$

où β est un facteur de pondération.

Notons que plus la valeur du facteur de pondération β est choisie importante, plus les variations du courant dans la batterie i_{bat} sont réduites. C'est le problème de contrôle optimal LQG, avec un index I qui peut être écrit comme un coût quadratique des états et des entrées :

$$I = E\left\{\lim_{\tau\to\infty}\frac{1}{\tau}\int_0^{\tau}\left(\mathbf{x}^T \cdot \mathbf{C}^T\mathbf{C} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{u}\right)\mathbf{d}t\right\} \to \min$$

avec $\mathbf{C} = [\sqrt{\beta} \cdot i_{bat}^0 \quad 0]$ et $\mathbf{R}$ étant choisie comme la matrice identité : $\mathbf{R} = \mathbf{1}$. La solution est la même que celle d'un problème déterministe « Linear Quadratic Regulator » (LQR) [LUB 11]. On peut vérifier les conditions d'existence pour le contrôle optimal, la disponibilité des vecteurs d'état d'être mesurables pour le retour d'état, la stabilisabilité de la paire de matrices $(\mathbf{A}, \mathbf{B}_u)$, la détectabilité de la paire de matrices $(\mathbf{A}, \mathbf{C})$ et $\mathbf{R}^T = \mathbf{R} > \mathbf{0}$. Donc la solution du problème est l'entrée de commande optimale unique :

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K} \cdot \mathbf{x}, \qquad \text{(IV-32)}$$

où $\mathbf{u} = -\mathbf{K} \cdot \mathbf{x}$ avec $\mathbf{K} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}_u^T\mathbf{S}$ avec $\mathbf{S}$ étant la matrice unique, symétrique et semi-définie positive qui représente la solution de l'équation algébrique de Riccati $\mathbf{SA} + \mathbf{A}^T\mathbf{S} + \mathbf{C}^T\mathbf{C} - \mathbf{SB}_u\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^u\mathbf{B}_u^T\mathbf{S} = 0$.

La dynamique en boucle fermée $\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} - \mathbf{B}_u\mathbf{K}) \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_p \cdot \mathbf{p}$ est asymptotiquement stable [LUB 11]. Puisque le système (IV-23) dépend du point de fonctionnement considéré, on doit généraliser pour les différents points de fonctionnement données par les trois valeurs $\left(v_{DC}^*,\ i_L^0, v_{SC}^0\right)$.

La valeur de la tension v_{DC}^{*} est pratiquement inchangée pour une application donnée, elle résulte toutefois des conditions initiales du système. Par conséquence, une procédure de gain-scheduling doit être employée en fonction des valeurs de deux variables, i_{bat}^{0} et v_{SC}^{0}, qui peuvent être facilement obtenues par un filtrage passe-bas adapté. L'interpolation linéaire en 2D des valeurs pré-calculées pour différents points de fonctionnement est utilisée pour le calcul des gains $\mathbf{K}$ (Figure IV.3).

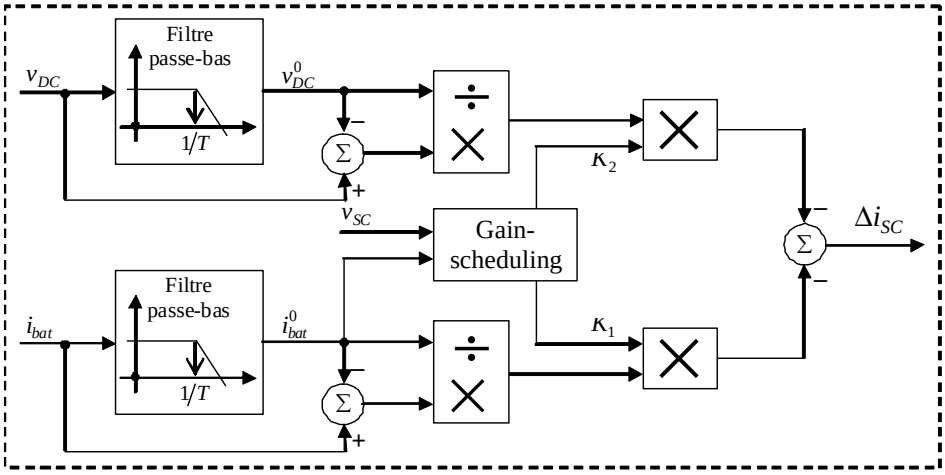


Figure IV.3 La structure utilisée pour le gain-scheduling.

Les détails concernant la conception du structure de commande LQG pour le système étudié sont donnés dans l'Annexe B.1.

IV.6. Validation par simulation numérique

Dans les paragraphes qui suivent, nous présenterons les résultats de simulation en utilisant la stratégie de gestion de flux d'énergie optimale. Nous avons utilisé le cycle de roulage et les caractéristiques du véhicule présentés dans le Chapitre III. Par la suite, nous avons divisé en deux ensembles les résultats. Le premier est composé des résultats de simulation pour la validation du contrôle à basse fréquence qui impose le point de fonctionnement et le second présente les résultats sur le contrôle optimal LQG à haute fréquence.

IV.6.1. Validation du contrôle à basse fréquence

La Figure IV.4 montre le comportement du système en réponse à un échelon de courant de charge de 1 A. Le courant de la batterie présente l'évolution donnée dans la Figure IV.4, a). La boucle interne de contrôle du courant a un temps de réponse très rapide (correspondant à une constante de temps de l'ordre de quelques millisecondes). La Figure IV.4, b) montre l'écart entre la tension du bus DC et sa référence qui a un maximum de 0.6 % ; la perturbation de courant de charge est rejetée pendant environ 0.1 secondes.

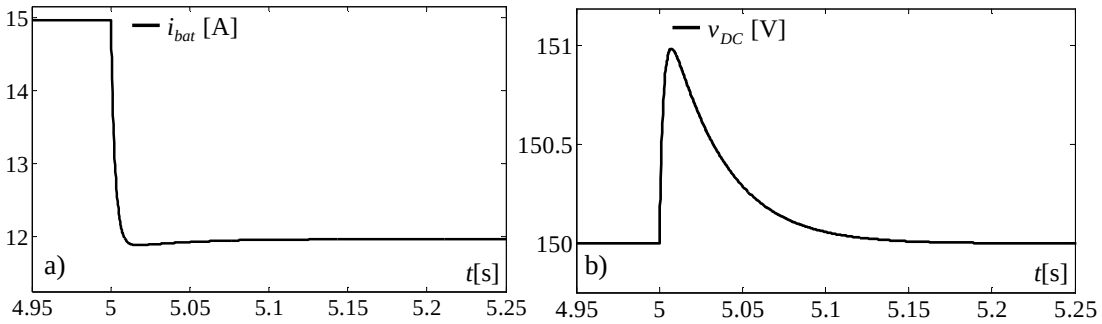


Figure IV.4 Performance de la boucle du contrôle-commande de la tension du bus DC sur des variations d'échelon de courant de charge de 1A : a) la variation du courant de la batterie et b) la variation de la tension du bus DC.

La Figure IV.5 montre la performance du contrôle-commande du supercondensateur en basse fréquence. Son objectif est de maintenir un niveau d'énergie suffisant dans ce supercondensateur, ce qui se traduit en gardant v_{SC} dans des limites admissibles, dépendantes de chaque cas particulier. Le faible niveau des courants d'appel (Figure IV.5, b) correspond à une charge/décharge très lente imposée par la bande passante en boucle fermée (la constante de temps est de l'ordre de quelques secondes). La boucle de contrôle de base fréquence du supercondensateur impose la deuxième variable d'état à une valeur d'équilibre v_{SC}^{0} (Figure IV.5, a).

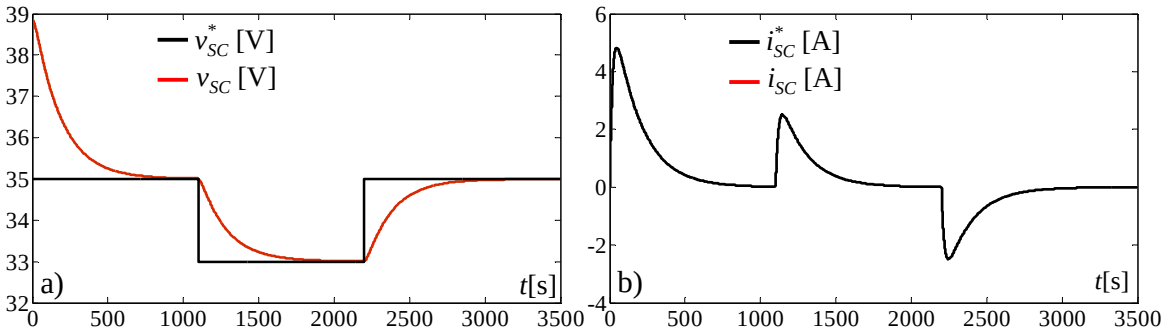


Figure IV.5 Performance de la boucle de contrôle-commande de la tension du supercondensateur sur des variations en échelon : a) de la tension du supercondensateur et b) du courant du supercondensateur.

IV.6.2. Validation de la commande LQG

Les résultats concernant la validation de la commande LQG annoncés dans la suite de ce sous-chapitre sont donnés :

- en utilisant la configuration du système du véhicule électrique détaillée à la Figure IV.1 ;
- en utilisant la stratégie de contrôle global du système de gestion énergétique proposée dans la Figure IV.2 ;
- en considérant la puissance nominale du véhicule à 15 kW, la tension du bus DC égale à 150 V et les puissances des convertisseurs égales à 20 kW ;

- les caractéristiques physiques des composants de la chaîne de traction et conversion et les autres paramètres concernant le véhicule étudié sont donnés dans l'Annexe A ;
- en choisissant le cycle de conduite réel présenté dans le deuxième chapitre (Figure II.11).

La Figure IV.6 montre les évolutions du courant de charge provenant du bus DC ; cette évolution correspond à un cycle de conduite réel, relatif à une partie urbaine de conduite [ANDE 04]. On peut noter que ce cycle est plus riche en haute fréquence que le cycle normalisé par la norme ECE15 [EUR 12]. La valeur moyenne du courant est d'environ 34.3 A et sa déviation maximale de 27.8 A. De même, le courant prend des valeurs négatives pendant le freinage (récupération de l'énergie par freinage).

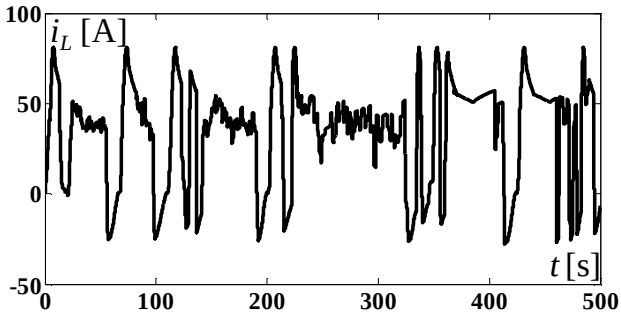


Figure IV.6 Variation stochastique du courant de charge ayant la valeur moyenne de 34.3 A et la déviation standard de la valeur moyenne de 27.8 A.

Les Figures IV.7 montrent la réponse du système en boucle fermée confrontée aux variations du courant de charge de la Figure IV.6. Ces figures mettent l'accent sur le lissage du courant batterie dans trois cas : pour un très faible coefficient de compromis, $\beta = 0.1$, pour une valeur moyenne $\beta = 10$ et pour une valeur élevée $\beta = 60$.

Ces résultats confortent ceux de la Figure IV.10 où l'on remarque bien l'amélioration du lissage avec l'augmentation du coefficient β.

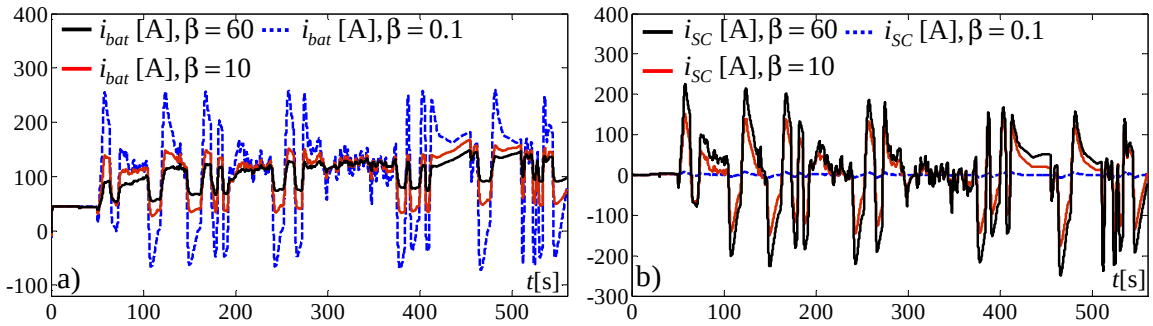


Figure IV.7 a) Le courant de la batterie pour trois valeurs de β ; b) le courant du supercondensateur pour les mêmes valeurs de β, comme dans a).

La Figure IV.8, a) montre comment sont rejetées les perturbations du courant de charge par la boucle de régulation de la tension du bus DC. L'écart maximal est enregistré pour la valeur très faible du facteur de pondération $\beta = 0.1$, d'environ 3.3 %, ce qui est tout à fait raisonnable. La Figure IV.8, b) montre l'évolution de la tension du supercondensateur dans les deux cas ($\beta = 0.1$ et $\beta = 60$). Nous pouvons observer qu'une valeur très importante de β mène à de plus grandes variations de la tension du supercondensateur et un épuisement très rapide de son énergie, ce qui montre une rejection moins importante des perturbations.

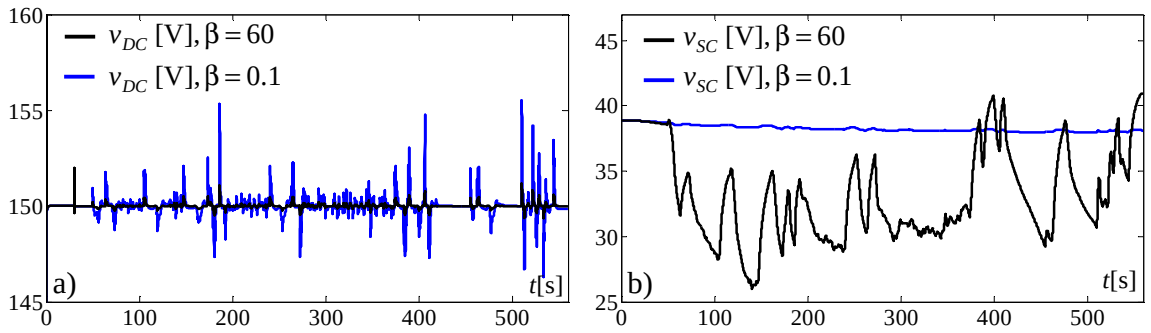


Figure IV.8 a) Évolution de la tension du bus DC pour deux valeurs différentes de β ; b) la tension du supercondesateur pour les mêmes valeurs de β comme dans a)

La Figure IV.9 montre la variation de rapport cyclique à la fois pour la batterie et pour le supercondesateur pour deux valeurs extrêmes de β.

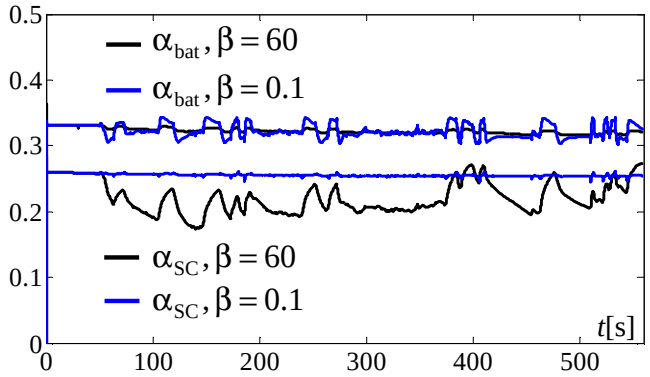


Figure IV.9 Les rapports cycliques pour les convertisseurs de puissance de la batterie respectivement pour le supercondensateur, les rapports cycliques pour β=60 (lignes noires) et les mêmes rapports cycliques pour β=0.1 (lignes bleues).

La Figure IV.10 illustre de façon synthétique le rôle du facteur de pondération β, coefficient de compromis dans le lissage du courant dans la batterie.

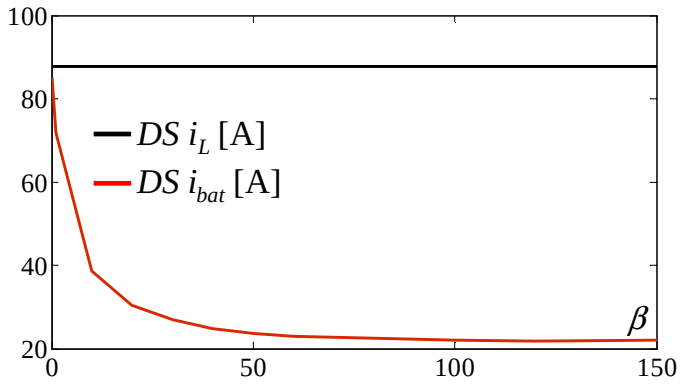


Figure IV.10 Déviation standard du courant de la batterie en fonction du facteur de pondération β.

Les déviations standard (DS) du courant de la batterie pour différents β sont comparées avec la déviation standard du même courant lorsque le contrôle LQG n'est pas présent. On peut noter que plus la valeur de β est importante, plus le courant de la batterie est lissé. Un phénomène de saturation est toutefois présent pour le facteur de pondération β plus grand qu'un certain seuil (environ $\beta = 60$ dans ce cas) à partir duquel on ne note plus d'amélioration.

Les Figures IV.11 montrent les pertes de puissance dans les deux hacheurs utilisés dans la topologie A du véhicule et la déviation standard (DS) concerne le courant de la charge et de la batterie en fonction de différentes valeurs du facteur de pondération (β).

Un calcul de pertes a été réalisé au niveau des hacheurs. On a pris en compte les pertes par commutation et les pertes par conduction dans les interrupteurs de puissance (IGBTs) ainsi que les pertes ohmiques dans la bobine. Les équations concernant les pertes du hacheur sont présentées dans le Chapitre II.

À noter qu'une valeur de β importante mène à des variations plus fortes du courant dans le supercondensateur, donc à des pertes plus importantes dans le convertisseur.

La Figure IV.11 montre les pertes dans les convertisseurs de puissance ($P_{DC/DC\,bat}$ et $P_{DC/DC\,SC}$) concernant les deux sources d'énergie (batterie et supercondensateur) en fonctionne du facteur de pondération.

Après analyse des résultats des figures présentées ci-dessous, la valeur optimale de β peut être ajustée en fonction des préférences de l'utilisateur. Moins de variations pour le courant de la batterie se traduit par une augmentation des pertes dans le convertisseur du supercondensateur.

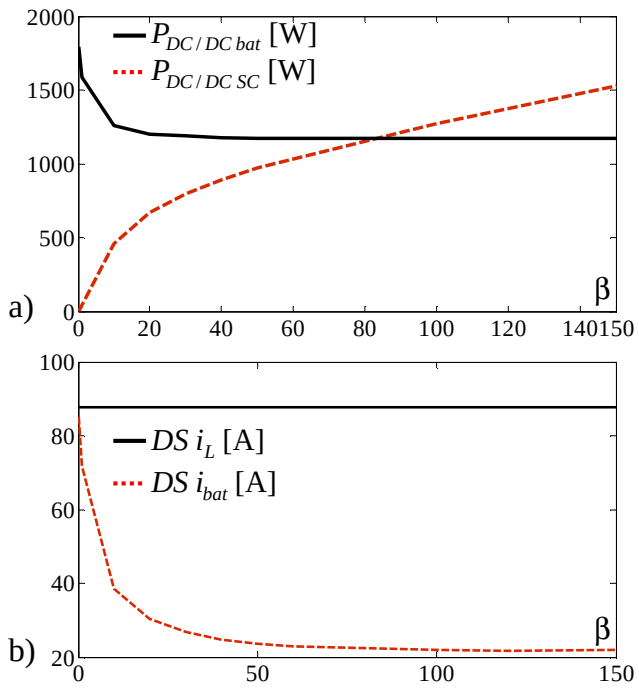


Figure IV.11 a) Les pertes dans les convertisseurs de puissance (batterie et supercondensateur) pour différentes valeurs du facteur de pondération β b) déviation standard du courant de la batterie et du courant de charge pour les mêmes valeurs du facteur de pondération β.

IV.7. Conclusion

Ce chapitre a traité la gestion d'énergie électrique dans un véhicule électrique avec deux sources de stockage d'énergie (la batterie et le supercondensateur), pour laquelle une stratégie de gestion basée sur la séparation en fréquence a été proposée. Dans la configuration du véhicule, la batterie utilisée comme source d'alimentation principale répond aux variations lentes de la puissance demandée, ainsi un banc de supercondensateurs soutient les variations brusques de la demande de la puissance.

Tant que l'alimentation est fournie au moteur électrique de traction de façon classique (c'est-à-dire par régulation de la tension du bus DC), une approche sur la commande LQG complétée par un gain-scheduling est utilisée de façon optimale sur la répartition entre les variations du courant dans la batterie et ceux du supercondensateur. Les résultats de simulation ont montré que le courant de la batterie peut être lissé en fonction des préférences de l'utilisateur, choix qui s'impose par le choix d'une valeur particulière du coefficient de pondération dans l'expression du coût (β). Ce dernier tient en compte les caractéristiques de la batterie fournies par son constructeur.

Chapitre V

Banc de test temps réel : validation des stratégies proposées

« La théorie, c'est quand on sait tout et que rien ne fonctionne. La pratique, c'est quand tout fonctionne et que personne ne sait pourquoi. »
Albert Einstein

Chapitre V

Banc de test temps réel : validation des stratégies proposées

« La théorie, c'est quand on sait tout et que rien ne fonctionne. La pratique, c'est quand tout fonctionne et que personne ne sait pourquoi. »
Albert Einstein

SOMMAIRE

V.1. Introduction 97
V.2. Simulation numérique temps réel 98
V.2.1. Introduction aux systèmes de simulation 98
V.2.1.1. Systèmes de simulation « Hors temps réel » 99
V.2.1.2. Systèmes de simulation temps réel 100
V.2.2. Caractéristiques d'une simulation temps réel 103
V.2.3. Synthèse 107
V.3. Mise en œuvre d'un banc d'essai pour les véhicules électriques 107
V.3.1. Descriptif du banc d'essai 107
V.3.2. Correspondance avec les éléments physiques 109
V.3.2.1. Emulation du système d'alimentation 109
V.3.2.2. Emulation de l'environnement du conducteur 112
V.3.3. Similitude et facteur d'échelle 114
V.3.3.1. Emulation du cycle de conduite 116
V.3.3.2. Emulation des sources d'énergie 120
V.3.4. Synthèse 121
V.4. Validation des cas 121
V.4.1. Gestion de l'énergie dans les véhicules électriques 121
V.4.2. Filtre adaptatif 126
V.4.3. Validation de la commande LQG 128
V.4.4. Synthèse 132
V.5. Mise en œuvre d'un banc d'essai pour les véhicules électriques en utilisant un supercondensateur réel 132
V.5.1. Filtre du premier ordre 134
V.5.2. Validation de la commande LQG 137
V.6. Conclusions 139

Résumé

Suite à la modélisation des différents composants constitutifs du véhicule électrique et de la conception de l'architecture de contrôle commande, nous présentons ici le développement et la mise en oeuvre d'un banc de test de type simulateur numérique temps réel hybridé en puissance. Ce banc d'essai servira à valider les architectures et les stratégies de contrôle-commande développées plus auparavant.

V.1. Introduction

Les stratégies de gestion énergétique ont été testées précédemment en simulation ; ce chapitre, quant à lui, aborde la validation expérimentale de ces dernières. Le prototypage final demande des investissements matériels et humains assez lourds. Le prototypage rapide basé sur un simulateur temps réel permet d'une part d'économiser sur le matériel (incidents, usure, *etc.*) et d'autre part de pouvoir multiplier le nombre d'essais et de configurations (flexibilité du banc).

L'utilisation de la simulation numérique temps réel en recherche et développement est largement adoptée par les industriels automobiles ; et ce, afin d'évaluer et d'étudier les différents composants d'un véhicule. L'intérêt de cette démarche relève du concept nommé en anglais « **P**ower **H**ardware **I**n–the–**L**oop (PHIL) » qui y est souvent associé [MON 04]. Ce type de simulation contient en boucle fermée des éléments physiques et des éléments implantés numériquement. Le but est de reproduire en laboratoire le comportement dynamique d'un processus industriel [MUN 07], [MUN 08], [CRA 11]. Cette solution permet dans notre cas d'étudier et de valider les stratégies de gestion énergétique tout en préservant la flexibilité du système de test.

Les principaux avantages liés à l'utilisation d'un banc d'essai au lieu d'un véhicule électrique réel sont :

- la possibilité de simuler plusieurs technologies de batteries, supercondensateurs et de leurs agencements en n'intervenant que sur des modèles ;
- la possibilité de simuler autant de stratégies de gestion et d'architectures de contrôle commande que l'on désire avec un minimum d'interventions ;
- le prix réduit par rapport à des essais sur véhicule réel ;
- la facilité de mise en ouvre ;
- les essais sont non destructifs ;
- il est moins dangereux.

L'expérimentation et la validation des algorithmes d'optimisation, ainsi que la réalisation d'architectures électriques dédiées ne sont pas aisées du fait de la complexité du véhicule électrique, mais également du fait de la multiplicité des scenarii et de la disparité des usage(r)s. Le simulateur temps réel hybride est, à cet effet, un outil puissant et flexible qui permet entre autres, la connexion d'un système réel (moteur électrique, convertisseur de puissance) à un réseau simulé numériquement où l'on peut déporter sous forme de modèles des éléments coûteux et/ou fragiles (batterie, supercondensateur, pile à combustible). Ce simulateur nous a permis de tester des convertisseurs d'électronique de puissance, des systèmes de régulation, des systèmes de contrôle de dispositifs à base d'électronique de puissance et enfin des packs de supercondensateurs.

Le banc expérimental est constitué d'un moteur à courant continu contrôlé en couple programmable, émulant le cycle de roulage, d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) contrôlé en vitesse ; cette machine est interfacée aux sources d'énergie par deux convertisseurs. Le but affiché et atteint a été de mettre en place une structure énergétique complète représentative d'un véhicule électrique avec deux sources d'énergie (batterie et supercondesateur). Les différentes échelles de commande et les différentes stratégies d'optimisation sont, quant à elles, implantées dans le simulateur temps réel qui joue donc, en sus, le rôle de contrôleur. Enfin, la structure mise en place peut, sans modifications majeures, être adaptée aux autres configurations de véhicules hybrides thermiques électriques et à d'autres gestions optimisées des flux énergétiques dans le véhicule.

Ce chapitre débute par une présentation des systèmes de simulation numérique temps réel et de leurs contraintes spécifiques. Les éléments constitutifs de l'architecture logicielle et matérielle du banc sont ensuite décrits, ainsi que l'architecture de contrôle-commande et les stratégies de gestion. L'avant dernière partie et la dernière est consacrée aux études de cas qui ont permis de montrer à la fois la performance du banc de test et la validation des stratégies dans divers scenarii.

V.2. Simulation numérique temps réel

Pour une simulation en temps réel le temps de simulation est identique avec le « temps réel » physique. Cela est possible si certaines conditions sont remplies les évolutions des grandeurs sont issues de l'utilisation d'une méthode d'intégration à pas fixe et le temps de calcul est inférieur à la largeur du pas d'échantillonnage.

V.2.1. Introduction aux systèmes de simulation

Un véhicule électrique peut subir une grande variété de perturbations comme par exemple des variations de la vitesse et de la charge au cours d'un trajet donné. Ces variations peuvent induire des phénomènes physiques très variés au sein du réseau de bord, tels des transitoires de grandeurs électriques ou mécaniques. L'autonomie et la durée de vie des composants sont également influencées par ces sollicitations.

Afin de bien déterminer l'impact de ces phénomènes sur les différentes composantes dans le véhicule, des études de simulation sont naturellement effectuées. Toutefois, la disparité des dynamiques rend la tâche peu aisée surtout si les constantes de temps sont très éloignées ; ainsi il y a des phénomènes liés à l'électronique de puissance qui sont à l'échelle de la microseconde, des phénomènes électriques à l'échelle de la milliseconde (courants et tensions) et enfin des phénomènes mécaniques dont les dynamiques sont de l'échelle de la seconde à quelques dizaines de secondes.

Les systèmes de simulation existant aujourd'hui peuvent être divisés en deux grandes familles : hors temps réel et temps réel (Figure V.1). Dans la première catégorie le temps de simulation varie en fonction des phénomènes pris en compte dans l'étude, alors que dans les simulateurs temps réel le

temps est identique avec le temps réel physique, en suivant à chaque instant le comportement du système réel.

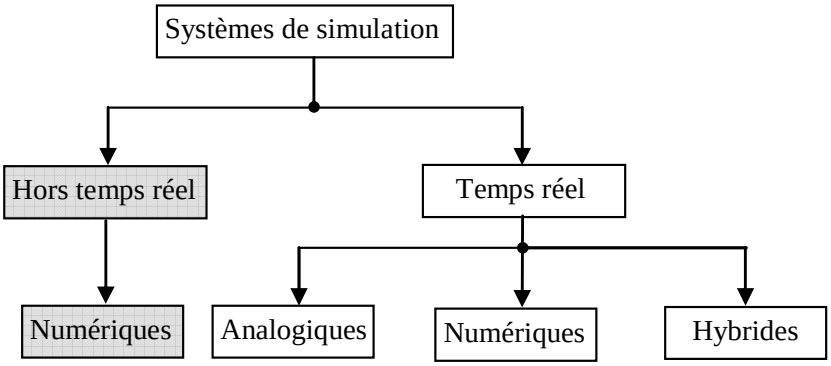


Figure V.1 Classification des simulateurs [OCN 08].

V.2.1.1. Systèmes de simulation « Hors temps réel »

Les avantages du système de simulation numérique sont la souplesse, l'absence de manipulations physiques et de dangerosité et enfin une grande facilité pour changer de modèle ou de stratégie de commande.

Les systèmes de simulation numérique hors temps réel servent en général à des études de conception d'équipements, aux réglages de systèmes tels que les boucles d'asservissement et à l'analyse de phénomènes transitoires. La cible de ce type de systèmes est d'obtenir le résultat le plus précis possible en un minimum de temps, on parle aussi de prototypage rapide. Il est alors possible d'utiliser un pas de temps variable qui s'adapte à la dynamique des grandeurs simulées.

La Figure V.2 montre le principe de la simulation hors temps réel à pas variable.

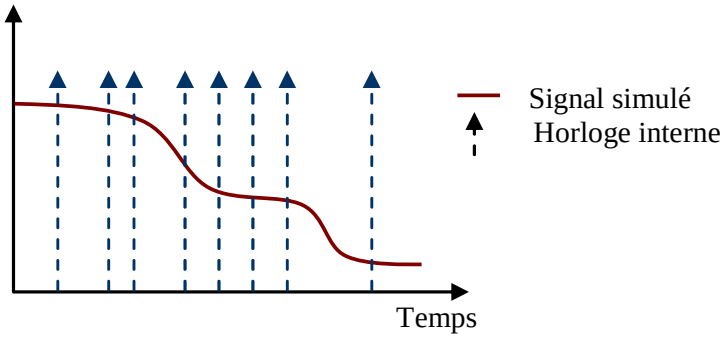


Figure V.2 Principe de la simulation hors temps réel.

L'utilisation d'un pas de temps variable présente de nombreux avantages, comme par exemple, la bonne détection des commutations des éléments d'électronique de puissance. Cependant, afin de synchroniser les signaux échangés avec l'équipement testé, un pas de temps fixe est requis par le simulateur temps réel. Cela peut être problématique pour la simulation de certains dispositifs comme les systèmes à Modulation de la Largeur d'Impulsion [GOM 05], [GOM 06].

On peut citer quelques exemples de logiciels offrant le possibilité de simulation hors temps réel pour les études des systèmes à base d'électronique de puissance : SPICE, SABER et multi-physiques : MATLAB®/Simulink®.

V.2.1.2. Systèmes de simulation temps réel

Contrairement aux simulateurs hors temps réel où le pas de temps de simulation peut être variable, pour ces simulateurs le pas de temps est nécessairement fixe. Le principal avantage de ce principe de simulation est qu'il permet, dans des conditions de laboratoire, de reproduire de comportement dynamique le plus proche du système physique simulé. Dans la catégorie des systèmes de simulation temps réel nous avons retenu les simulateurs analogiques, numériques et les simulateurs hybrides. Les premiers simulateurs (analogiques) sont basés sur des composants physiques réels et ont été les premiers à être appliqués au génie électrique. Les simulateurs numériques sont venus par la suite grâce aux progrès de l'informatique et enfin les systèmes hybrides, plus récents, représentent une combinaison des deux en alliant leurs avantages.

Systèmes de simulation temps réel analogiques

Les systèmes de simulation temps réel analogiques comportaient des modèles réduits de différents composants dans le réseau ou dans les véhicules (des générateurs, des moteurs, des câbles, des convertisseurs, des charges, *etc.*). Ils permettaient de mieux prévoir ou de connaître le comportement du système en régime dynamique et de tester des équipements comme par exemple : des régulations, des protections ou des systèmes à base d'électronique de puissance [GOM 03]. L'avantage principal du système de simulation temps réel analogique est qu'il fonctionne naturellement en temps réel, puisque les éléments constitutifs sont basés sur des composantes physiques. En même temps la reproduction physique de la réalité (en valeurs réduites et/ou à facteur d'échelle respecté) est reproduite au plus près [TEO 04].

Toutefois, la limitation dans la taille des différentes composants, le manque de souplesse quant aux changements de topologie, les coûts élevés d'exploitation et de maintenance et la nécessité de réaliser du matériel spécifique (mise à échelle unique) représentent des désavantages handicapants.

Ces divers inconvénients font que ces outils sont de plus en plus remplacés par des systèmes numériques temps réel. Toutefois plusieurs simulateurs analogiques sont encore utilisés pour des applications spécifiques où les simulateurs numériques montrent leurs limites (fréquences de découpage élevées, systèmes trop complexes à modéliser, *etc.*).

Systèmes de simulation temps réel numériques

Contrairement aux systèmes de simulation hors temps réel, le temps de simulation est rigoureusement le « temps réel » physique. Cela est possible si certaines conditions sont respectées : l'évolution des grandeurs sont issues de l'utilisation d'une méthode d'intégration à pas fixe et en même temps le

temps de calcul demeure inférieur à la largeur du pas d'échantillonnage. Par conséquence pour synchroniser les données échangées avec l'équipement testé, le pas de temps de simulation de ces simulateurs est fixe et ne peut pas évoluer dans le temps (Figure V.3).

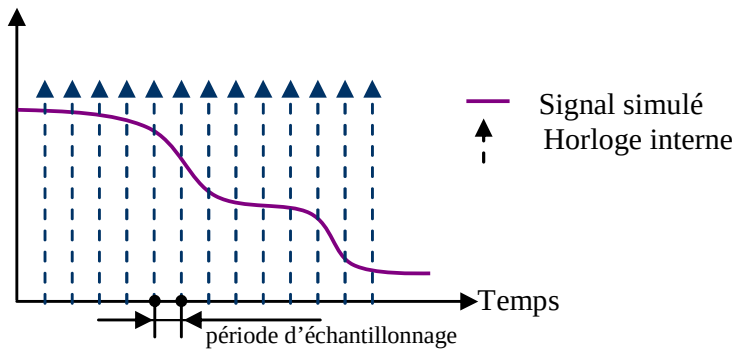


Figure V.3 Pas de calcul d'un système temps réel.

Un simulateur temps réel dédié à la simulation de véhicules ou de réseaux peut être amené à effectuer des tests tels que :

- le test de systèmes de protection [CRA 11] ;
- le test de systèmes de régulation comme par exemple, les systèmes permettant de contrôler la tension en un point du réseau par l'injection d'énergie réactive (excitation des alternateurs), les systèmes permettant de réguler la fréquence par action sur la puissance active injectée au réseau (producteurs d'énergie, vitesse des alternateurs *etc.*) [CHAM 04], [GAZ 06], [GAZ 06a] ;
- le test de systèmes électriques de puissance : dans ce cas, il faut amplifier les signaux en sortie du simulateur pour tester les équipements de puissance (simulateur hybride) [STE 04] ;
- les systèmes de contrôle de dispositifs à base d'électronique de puissance ; dans ce cas, les signaux en entrée du simulateur sont les ordres de commandes des interrupteurs d'électronique de puissance en tout ou rien (0,1) [FLO 12c] ;
- prototypage rapide des systèmes de contrôle associés aux systèmes électriques [CRA 10], [POU 10].

Parmi les principaux systèmes de simulation numérique temps réel utilisés dans le monde, on peut citer les suivantes, illustrés par quelques références non-exhaustives donnant des exemples d'applications :

- RT-LAB (Opal-RT Technologies, Canada) [DUF 05], [PAQ 07] ;
- RTDS (RTDS Inc., Manitoba/Canada) [FOR 04], [CHI 04];
- HYPERSIM (HydroQuebec, Canada) [BLA 04];
- NETOMAC (SIEMENS, Allemagne) [RUH 05];

- ARENE URT (EDF R&D, France) [GOM 05], [OCN 08].

Le principal avantage d'une telle simulation est que l'on peut faire interagir le simulateur avec des dispositifs analogiques en vue de tests de prototypage rapide. L'étape préliminaire consiste à établir et à implanter des modèles en fonction de la précision souhaitée et bien sûr sous la contrainte du temps réel.

Systèmes de simulation temps réel hybrides

Les systèmes de simulation temps réel hybrides sont constitués de deux parties distinctes : un simulateur numérique temps réel et une partie comportant des dispositifs analogiques de puissance. Ils allient les avantages des simulateurs analogiques et numériques.

En fonction des grandeurs qui sont échangées entre les composants, nous pouvons identifier deux classes distinctes de simulateurs hybrides temps réel (Figure V.4) :

- simulateur hybride temps réel – HIL (« **H**ardware **I**n-the-**L**oop »). Dans ce cas, les grandeurs échangées entre les deux composantes ne sont que des signaux de contrôle-commande ou de mesure. Ainsi, la connexion peut se réaliser directement, sans aucune interface physique (Figure V.4 a).
- simulateur hybride temps réel en puissance – PHIL (« **P**ower **H**ardware **I**n-the-**L**oop »). Dans ce cas la partie analogique comporte des équipements qui ont besoin d'échanger de la puissance. Cela signifie que pour la partie analogique de vrais courants et de vraies tensions vont être présents ce qui rend nécessaires des capteurs de tensions et courants et plus encore une interface de puissance (généralement un amplificateur de tension ou de courant) (Figure V.3 b).

La partie analogique d'un simulateur hybride permet de simuler un équipement difficilement modélisable numériquement (par exemples des dispositifs à base d'électronique de puissance ayant des fréquences de commutations élevées, des appareillages de protection *etc.*). Par ailleurs, les simulateurs hybrides éliminent aussi les inconvénients des simulations analogiques, car les dimensions des réseaux simulés numériquement peuvent être plus importantes. De plus, il est simple de réaliser des modifications de paramètres rapidement et d'étudier un grand nombre de scénarii.

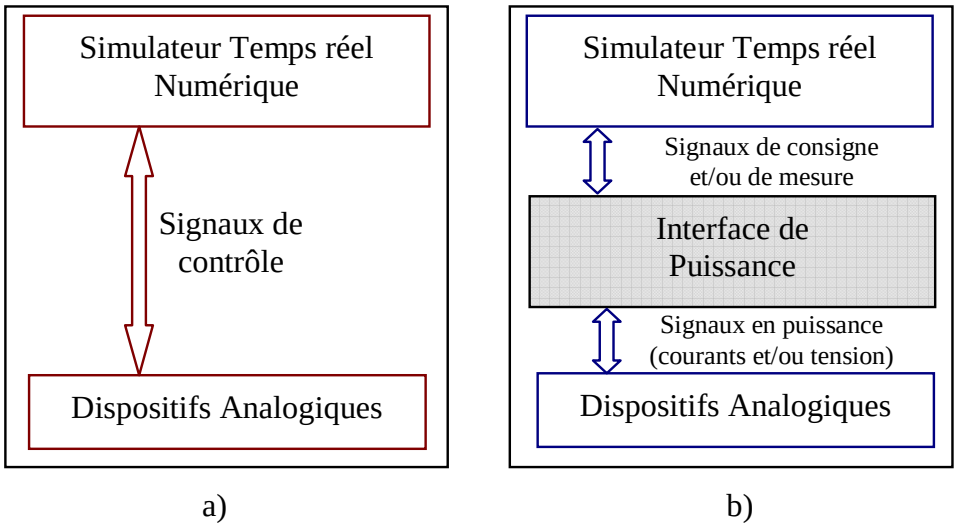


Figure V.4 Les deux classes de simulateurs hybrides temps réel : a) HIL ; b) PHIL.

Tous les simulateurs numériques temps réel mentionnés dans le paragraphe précèdent peuvent permettre la connexion de dispositifs analogiques directement ou via une interface de puissance.

V.2.2. Caractéristiques d'une simulation temps réel

On propose ici une présentation succincte des principales contraintes relatives aux systèmes de simulation en temps réel :

- le pas de temps fixe et la contrainte temps réel ;
- les retards dus à l'échantillonnage ;
- la simulation à pas d'échantillonnage différents.

Pas de temps et contrainte temps réel

La principale contrainte pour une simulation numérique temps réel est d'assurer la résolution des équations correspondantes au modèle considéré dans le pas de temps de la simulation. Les différentes étapes à l'intérieur d'un pas de temps sont montrées dans la Figure V.5.

Comme on peut le voir dans la Figure V.5, a), le pas de temps peut être divisé en quatre parties :

- la première étape consiste en l'exécution des blocs d'entrées/sortie. En effet, le simulateur effectuera dans un premier temps toutes les sous-routines d'entrée/sortie pour tous les sous-systèmes simulés. Ceci garantit que tous les lectures successives seront reparties uniformément dans le temps. D'autres sous-routines d'entrée/sortie seront appelées seulement pendant la durée du calcul proprement dit ;
- la deuxième étape consiste en le calcul des équations du modèle simulé ;
- la troisième étape concerne la mise à jour des paramètres/signaux d'acquisition. Dans cette partie s'effectue la collecte des données à envoyer vers les systèmes hôte ou vers les cartes

d'entrées/sorties du système, ainsi que leur inscription dans le buffer d'acquisition. Dans cette même partie, le simulateur met à jour les valeurs des paramètres et des signaux qui ont été modifiés par l'interface homme/machine ;

- la dernière étape représente l'attente du signal de synchronisation. Le processus libère le processeur en attendant le prochain pas de temps. Pendant cette étape, le simulateur peut effectuer d'autres tâches de fond, comme, par exemple, l'écriture des données sur le disque dur.

Pour que la contrainte temps réel soit garantie, il faut que la durée totale des trois premières étapes soit strictement inférieure au pas de temps de simulation. Si cette condition n'est pas assurée (Figure V.5, b), alors la restitution des signaux en sortie du simulateur ne pourra s'effectuer avant la fin d'un pas de temps de simulation. La simulation en temps réel ne pourra pas alors être réalisée.

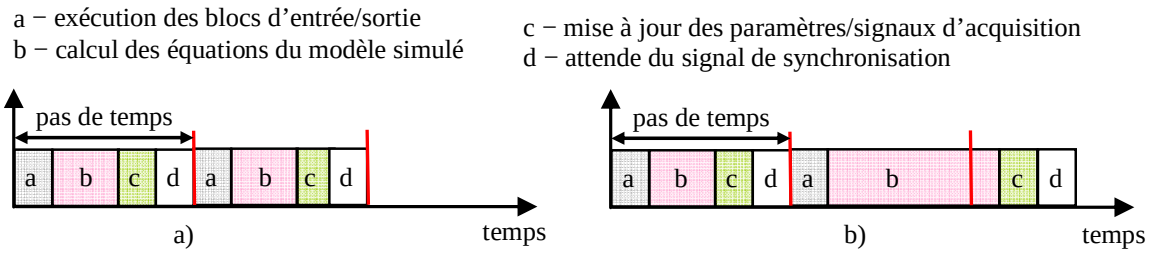


Figure V.5 Pas de temps d'une simulation numérique temps réel : a) temps réel assurée, b) temps réel non-assuré.

Dans le cas où les temps nécessaires pour l'acquisition et la restitution des données sont pratiquement constants (car ils ne dépendent que des cartes d'entrées/sorties du simulateur temps réel), le temps de calcul peut varier en fonction de la puissance de calcul du simulateur utilisé et de la dimension mathématique du système simulé numériquement. Par ailleurs, si la complexité ou la taille du schéma simulé augmente, le pas de temps doit alors être augmenté pour satisfaire la contrainte temps réel [OCN 08].

Différentes méthodes propres aux simulateurs temps réel ont été développées pour diminuer le temps de calcul nécessaire. C'est le cas de l'utilisation de méthodes de discrétisation adaptées aux équations différentielles du système, l'objectif étant de diminuer le temps de calcul et d'obtenir la précision souhaitée.

Une autre technique utilisée pour la diminution du temps de calcul porte sur l'utilisation du parallélisme, lequel consiste à répartir les tâches de calcul sur plusieurs processeurs différents en parallèle, et ce, afin d'optimiser le temps de calcul de l'ensemble des processus [DUR 93].

Comme nous avons vu dans la Figure V.3, le pas de temps de simulation est toujours fixe et n'évolue pas pendant la simulation. La plage d'étude fréquentielle de la simulation temps réel peut être définie par le théorème de Shannon, lequel demande une fréquence d'échantillonnage d'un signal égale au moins au double de la fréquence du mode le plus rapide du système (Equation V-1).

$$\text{Bande passante} = \frac{1}{2 \cdot \text{Pas de temps}} \qquad \text{(V-1)}$$

Un pas de temps trop petit peut engendrer des erreurs cumulatives. Un pas de temps trop grand peut conduire à un manque de précision dans les résultats de simulation ou encore peut contribuer à augmenter les retards dans la boucle temps réel et à induire l'instabilité dans la structure de contrôle-commande et finalement à l'instabilité de la simulation.

Les retards

Les retards d'un simulateur temps réel sont directement liés au pas de temps de simulation. Ces retards peuvent être perçus en étudiant le temps pendant lequel un signal est échantillonné en entrée, traité par le simulateur et restitué en sortie (Figure V.6). Les essais réalisés montrent un retard minimal d'environ deux pas de temps, mais qui peut aller jusqu'à trois pas de temps (Figure V.7) [FLO 08].

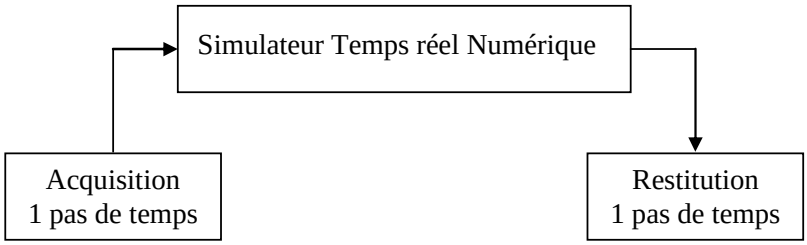


Figure V.6 Retards d'un simulateur numérique temps réel.

Le retard minimal, équivalent à deux pas de temps, est dû à l'acquisition et la restitution du signal. La différence entre le retard maximal et le retard minimal peut être expliquée par l'effet de jitter [ROY 05]. Ce phénomène est caractéristique des simulations avec pas de temps fixe et il se manifeste par la déformation du signal échantillonné.

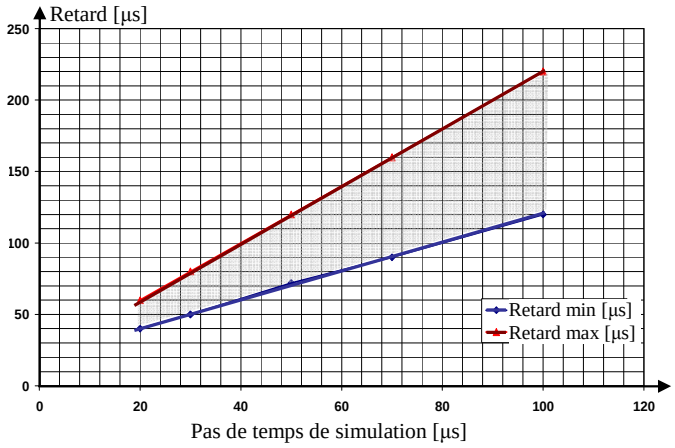


Figure V.7 Retards mesurés sur le simulateur RT-LAB.

La Figure V.8 illustre, sur un cas réel, le phénomène de jitter ; les résultats expérimentaux (courbes oscilloscope) sont obtenues en utilisant le simulateur RT-LAB pour un pas de temps de 50 µs. Les deux retards mentionnés ci-dessus peuvent être facilement observés dans la Figure V.8. En effet, le

retard minimal est d'environ deux pas de temps, alors que le retard maximal peut atteindre trois fois le pas de temps.

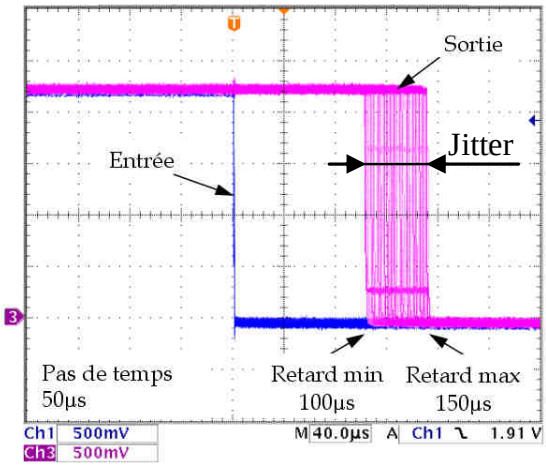


Figure V.8 Exemple de retards mesures sur le simulateur RT-LAB.

Les retards présentés ci-dessus peuvent avoir de graves conséquences dans les applications nécessitant une précision élevée au niveau de l'acquisition. C'est le cas des convertisseurs de l'électronique de puissance, où l'influence d'un retard, même très faible sur un des signaux de commande peut avoir de lourdes conséquences [FLO 09].

Simulation à pas d'échantillonnage différents

Dans la situation de la simulation de systèmes complexes avec des modes éloignés (comme par exemple un convertisseur associé à une chaîne électromécanique), la simulation avec des pas de temps différents (d'échantillonnage) pourra présenter un intérêt pour une utilisation optimale de la puissance de calcul du simulateur. Nous verrons par la suite si ce type de simulation est possible et dans quelles conditions l'est-il.

La conception de modèles avec des composants fonctionnant à des fréquences d'échantillonnage différentes doit prendre en compte l'architecture et le type de simulateur utilisé, suivant les critères suivants :

- le nombre de processeurs (simulateurs monoprocesseur ou simulateurs multiprocesseurs) ;
- la possibilité de réaliser plusieurs tâches en parallèle (mono-tâche et multi-tâche).

La simulation mono-tâche implique que les calculs sont effectués dans la même instance de code. Ainsi, dans le cas de modèles multi-échelles de temps, la même instance est bouclée à chaque pas de temps, tandis que certains blocs sont exécutés juste une fois à $\boldsymbol{X}$ pas de temps.

La simulation multi-tâche suppose qu'il y a plusieurs instances de code en exécution ; une instance sera exécutée à chaque échantillon défini par le sous-système ; ces instances partageront le processeur (si unique) en fonction de leur priorité et de l'état des autres instances.

V.2.3. Synthèse

Un simulateur temps réel hybride représente un instrument de test et validation, utilisable non seulement dans le domaine de l'automobile mais aussi dans le domaine des réseaux électriques, de l'aéronautique et de la mécatronique. Ce paragraphe a présenté les principales caractéristiques et applications possibles des systèmes de simulation temps réel. En effet, une simulation HIL ou PHIL représente un outil flexible et performant utilisé notamment pour la conception et/ou le prototypage rapide. L'environnement d'un tel système permet d'approcher au plus près les conditions réelles de fonctionnement des équipements, qu'ils soient à échelle réduite ou unitaire. Pour utiliser d'une manière efficace un système de simulation temps réel, il faut trouver un compromis entre le pas de temps de simulation, la précision souhaitée des résultats, la stabilité du fonctionnement en temps réel, la plage de fréquence étudiée et enfin la taille et la complexité des modèles utilisés dans la simulation.

Le travail présenté par la suite traite de la mise en œuvre d'une simulation temps réel hybride en puissance (PHIL) ayant pour but la validation des stratégies de gestion d'énergie présentées dans les chapitres précédentes.

V.3. Mise en œuvre d'un banc d'essai pour les véhicules électriques

Ce sous-chapitre décrit en détail la procédure selon laquelle ce banc expérimental (basé sur la configuration PHIL décrite ci-dessus) a été utilisé. Tout d'abord la partie logicielle sera présentée, ainsi que la procédure permettant de gérer l'interaction entre les différents éléments constitutifs du banc de test et ensuite les étapes pour arriver à une stratégie de contrôle-commande optimisée pour cette application.

Le but de l'étude est de valider les stratégies de gestion d'énergie (séparation en fréquence, séparation en fréquence adaptative et LQG) dans des conditions réelles de fonctionnement. Pour cela, la construction d'un banc d'essais a été envisagée. Il s'agira ici de rajouter des modules au banc existant au G2Elab, de les agencer, les interconnecter et les commander.

V.3.1. Descriptif du banc d'essai

Un schéma de principe du banc de test qui a été mis en œuvre est présenté dans la Figure V.9 [FLO 12a]. Le banc d'essais contient deux parties principales : une partie qui concerne tout d'abord l'émulation du système d'alimentation en puissance et par la suite l'émulation de l'environnement du conducteur. Chaque partie est divisée en deux entités : une première couche software et une deuxième hardware. Le terme « émulation » désignera la simulation physique d'un module composant le système, il ne s'agit donc pas d'une pure simulation numérique.

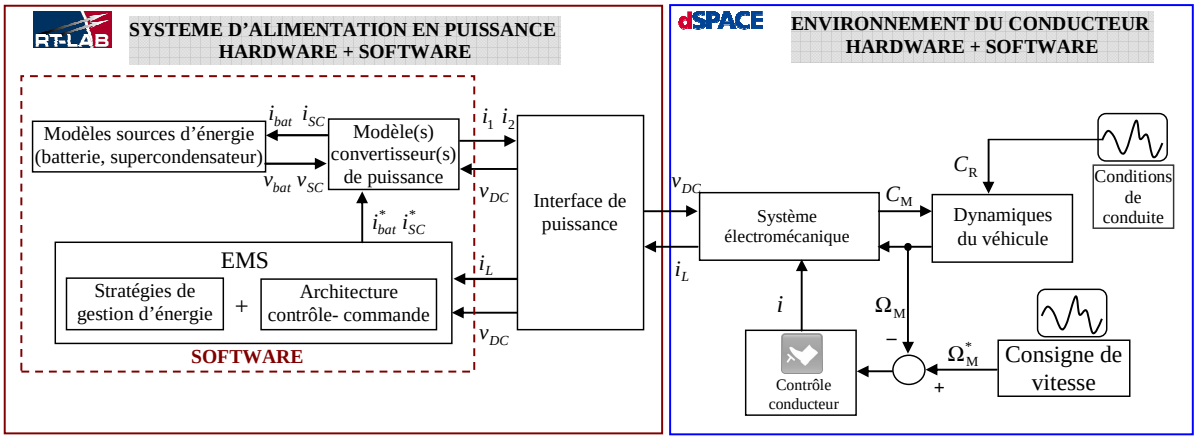


Figure V.9 Schéma de principe du banc d'essais pour le véhicule électrique basé sur simulateur temps réel.

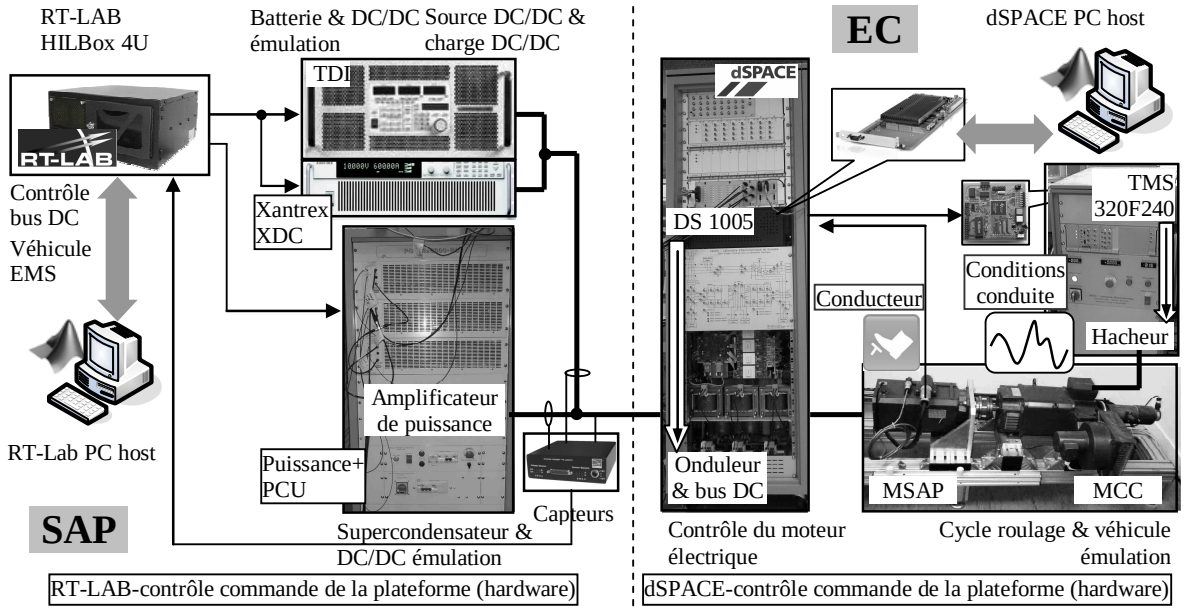


Figure V.10 Banc de test pour le véhicule électrique basé sur simulation temps réel hybride en puissance.

Système d'alimentation en puissance (SAP)

La première partie « Software » est constituée des modèles de sources d'énergie (basés sur les modèles décrits dans le deuxième chapitre de cette thèse), de l'architecture de contrôle du banc de test et du système de gestion (EMS, Energy Management System). La deuxième partie « Hardware » contient les éléments permettant d'effectuer l'interface de puissance avec l'environnement du conducteur.

Environnement du conducteur (EC)

La première partie « Software » est constituée des modèles dynamiques des composants du véhicule, de l'architecture de contrôle-commande du banc de test et de la variation de la vitesse de roulage du véhicule. La deuxième partie « Hardware » contient les éléments permettant d'effectuer l'interface de puissance avec le moteur électrique dans le véhicule et l'émulation du cycle de roulage.

La partie software du banc est en effet représentée par les simulateurs numériques temps réel (RT-LAB et dSPACE) ; ce dernier sera aussi considéré comme étant partie intégrante des éléments du banc de test hybride.

Le banc de test mis en œuvre pour tester et valider les stratégies de gestion dans des conditions réelles de fonctionnement est présenté dans la Figure V.10.

Les simulateurs numériques temps réel utilisés pour le banc de test sont RT-LAB et dSPACE. Ces simulateurs représentent les parties software et pilotent la partie hardware du banc d'essai. Les modèles de batteries, de supercondensateur, de convertisseurs de puissance et celui de l'architecture de contrôle-commande et gestion sont développés sous MATLAB®/Simulink®.

L'interface de puissance est constituée par un amplificateur de puissance, une source DC et une charge DC programmables. Le rôle de l'interface de puissance est de permettre l'émulation de l'ensemble batterie/convertisseur, supercondensateur/convertisseur, ainsi que l'interconnexion avec l'ensemble moteur électrique/onduleur.

V.3.2. Correspondance avec les éléments physiques

Comme déjà mentionné dans le sous-Chapitre V.3.1, le banc d'essai étudié a deux parties principales : le système d'alimentation en puissance et l'environnement du conducteur.

Afin d'étudier le comportement du banc d'essai pour le véhicule et de valider les simulations numériques, des tests expérimentaux ont été mis en place et réalisés sur le banc schématisé dans la Figure V.10. Ce paragraphe a pour but une brève identification des éléments physiques et simulés ou émulés sur le banc d'essais. La définition du terme « émuler » est chercher à imiter. L'émulation consiste donc en une imitation du comportement physique d'un système par un système logiciel/matériel.

V.3.2.1. Emulation du système d'alimentation

Comme nous avons déjà vu dans les sous-chapitres précédents, le banc d'essai contient deux parties principales : une partie software (architecture logicielle) et une partie hardware (architecture matérielle). La correspondance avec les éléments physiques pour la partie émulation de l'environnement du pilote est représentée dans la Figure V.11.

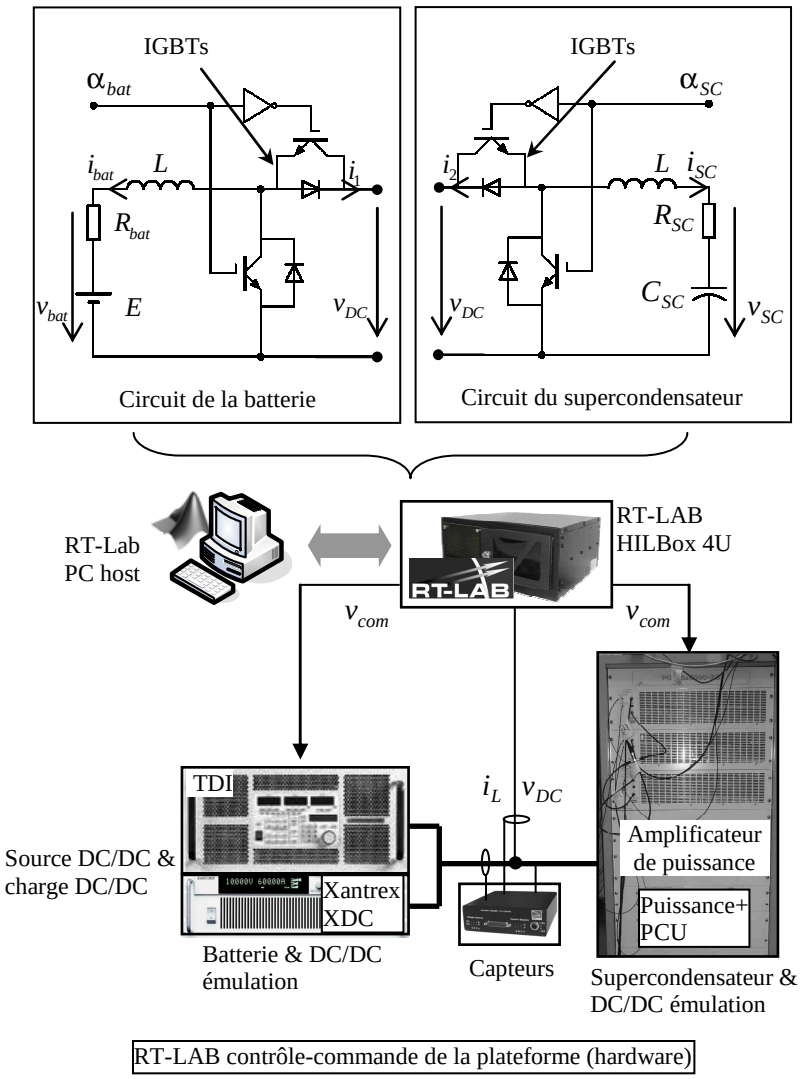


Figure V.11 Correspondance avec les éléments physiques pour la partie du système d'alimentation.

Architecture logicielle

L'architecture logicielle du banc de test concernant l'émulation du système d'alimentation est constituée par le simulateur numérique temps réel RT-LAB, développé par Opal-RT Technologies. Une de ses caractéristiques essentielles est l'intégration de modèles MATLAB®/Simulink®. RT-LAB permet de convertir des modèles Simulink® en temps réel via Real-Time Workshop (RTW) et de les exécuter sur un ou plusieurs processeurs. Ce procédé est particulièrement utile pour la simulation hybride ou HIL et le prototypage rapide des systèmes de contrôle-commande. RT-LAB régit la synchronisation, les interactions avec l'usager, l'interfaçage avec le matériel à l'aide de cartes d'entrée/sortie ainsi que les échanges des données pour une exécution distribuée, de façon transparente pour l'utilisateur.

Tous les calculs associés sont effectués en utilisant la plateforme de RT-LAB. La plateforme matérielle RT-LAB [OPA 12], existante au laboratoire, comporte deux parties principales (Figure V.12) :

- la station de commande, qui comporte deux fonctions. La première fonction est de conception et développement, réalisation et validation des modèles, génération de code, analyse du système hors temps réel. La deuxième fonction est une interface entre l'utilisateur et le système ;
- la station de calcul qui permet d'exécuter les calculs en temps réel. La grappe temps réel est reliée à la station de commande par une liaison Ethernet. La station de calcul utilisée dispose de deux processeurs Intel Core2 XEON Quatro (8 CPU) à 2,33GHz, ayant comme système d'exploitation QNX 6.3.2, qui supporte l'exécution en temps réel compilé.

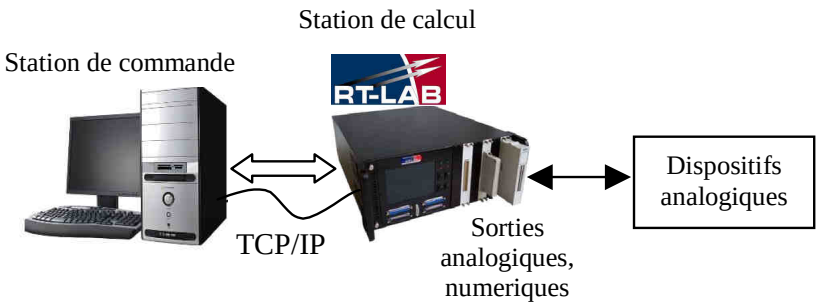


Figure V.12 La structure du simulateur numérique temps réel RT-LAB.

Les cartes d'entrées/sorties, inclues dans la station de calcul permettent la connexion de la station de calcul avec des dispositifs analogiques. Leur type dépend de l'application envisagée. Ainsi, il existe des cartes analogiques/numériques ou numériques/numériques. Les autres informations concernant le système RT-LAB sont données dans l'Annexe C.1.

Dans la présente application, le rôle du simulateur RT-LAB est de simuler les sources d'énergie (batterie et supercondensateur) avec leurs convertisseurs de puissance. Aussi, l'architecture de contrôle et les gestions d'énergie sont implémentées dans le simulateur (Figure V.11). Des blocs spécifiques assurent l'interaction avec les éléments de puissance du banc d'essai, par l'intermédiaire des cartes entrées/sorties analogiques.

Architecture matérielle

Les éléments constitutifs de l'architecture matérielle sont l'interface de puissance, les capteurs de courant et tension, ainsi que les dispositifs qui permettent d'assurer la protection du banc d'essai. Le système hardware du simulateur numérique temps réel est considéré comme partie intégrante de l'architecture matérielle.

Le système supercondensateur (qui inclut un convertisseur Buck-boost) est émulé par l'amplificateur de puissance (Puissance + PCU-5000-BC) [PUI 12]. L'amplificateur de puissance est le composant de l'interface qui transforme les signaux de sortie du simulateur (signaux en tension de ±10 V) en grandeurs électriques (tensions ou courants) qui peuvent monter jusqu'à 180 V et 80 A efficace. Afin d'assurer cette conversion, l'amplificateur est commandé en courant par le simulateur, grâce à une

stratégie de contrôle optimisée pour cette application. La bande passante de l'amplificateur est de 30 kHz, permettant une représentation des phénomènes physiques en basse et moyenne fréquence.

Le système de la batterie (incluant le convertisseur Buck-boost) est émulé par une source unidirectionnelle commandée (Xantrex XDC) et une charge électronique commandée (TDI RBL488) connectées en parallèle. La source utilisée dans le banc d'essai est une source continue de 300 V/20 A qui est contrôlée en courant via l'entrée analogique 0÷10 V. Comme la source continue est unidirectionnelle, une charge électronique commandée a été utilisée pour avoir la réversibilité du système batterie. Ainsi l'ensemble charge-source continue est vue comme une interface de puissance bidirectionnelle, comme dans le cas de l'amplificateur de puissance.

La charge continue de 600 V/20 A est contrôlée en courant via l'entrée analogique 0÷10 V. La gamme de fréquence pour la source continue et la charge est de 20 kHz, permettant aussi une représentation des phénomènes physiques en basse et en moyenne fréquence.

L'Annexe C.2. présente les caractéristiques des éléments constitutifs de l'interface de puissance (amplificateur de puissance, source continue et charge programmable).

Les deux courants de sortie des convertisseurs (i_1 et i_2) sont imposés en utilisant les modèles moyennés qui comprennent à la fois les modèles de la batterie et du supercondensateur et leurs convertisseurs de puissance de type Buck-boost. Ces modèles sont alimentés par la sortie du système de contrôle-commande proposée (i_{bat} et i_{SC}) et par certaines des variables calculées et des mesures de la partie réelle du système (v_{DC}). Des mesures des différentes grandeurs électriques sont effectuées afin d'accomplir la simulation temps réel en boucle fermée du système, comme montré dans la Figure V.10. Les capteurs permettant la mesure du courant et de la tension dans le bus DC, jouent un rôle essentiel pour l'interface de puissance. Cette information sera utilisée, par la suite, dans le système de contrôle-commande du banc d'essais. Ce capteur permet de convertir jusqu'à quatre signaux de courant et quatre signaux de tension en un niveau de tension de ±10 V, assurant donc la compatibilité avec les entrées/sorties analogique de RT-LAB. Les gammes de tension mesurables sont de −/+ 400 V ou −/+ 600V, et pour le courant de −/+25 A ou −/+50 A.

Pour la simulation numérique en temps réel, des modèles complexes ont été utilisés à la fois pour le supercondensateur et la batterie [WU 12], [SAL 92], la structure de contrôle n'utilise quant à elle que des modèles simples.

V.3.2.2. Emulation de l'environnement du conducteur

La Figure V.13 montre la correspondance avec les éléments physiques pour la partie émulation de l'environnement du pilote.

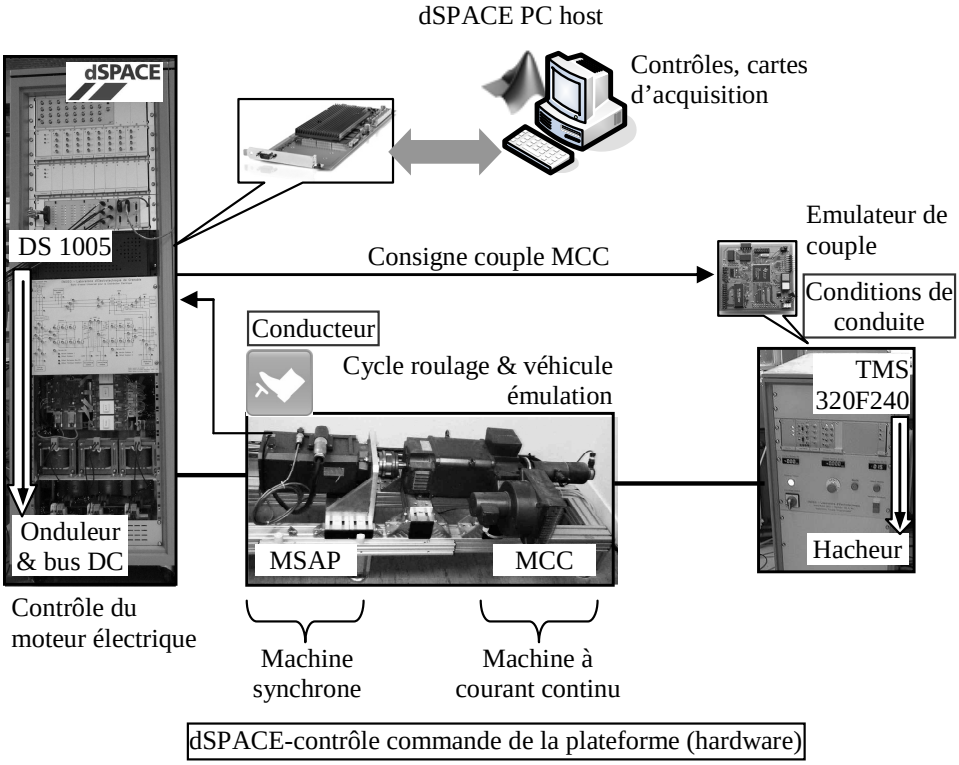


Figure V.13 Correspondance avec les éléments physiques pour la partie de l'environnement du conducteur.

Architecture logicielle

L'architecture logicielle du banc de test concernant l'émulation de l'environnement du pilote est constituée par le simulateur numérique temps réel dSPACE et le processeur de signal du type TMS320F24. Le système dSPACE est composé d'une carte processeur et d'un certain nombre de cartes d'entrées/sorties. Le système actuellement disponible au laboratoire est composé d'une carte processeur DS1005 PPC board (carte mère), d'une carte d'acquisition de mesure DS2003 avec 32 entrées analogiques, d'une carte de visualisation de type DS2101 avec un bloc de 5 sorties analogiques, d'une carte vitesse DS3002 avec 6 entrées hautes résolutions pour codeurs incrémentaux, une carte DS4003 avec 96 entrées/sorties logiques et enfin d'une carte DS5101 (carte PWM) qui dispose de 16 sorties PWM avec une résolution de 25 ns. Le système dSPACE en tant que système de prototypage rapide permet l'implantation des modèles numériques et aussi de toute structure de commande et pilotage pour des systèmes électriques.

Dans la présente application, le rôle du processeur de signal à l'aide du simulateur dSPACE est de simuler le comportement du cycle de conduite en utilisant la machine à courant continu (MCC). L'architecture de contrôle-commande est intégrée dans le système dSPACE pour l'onduleur du moteur électrique et le calcul du couple résistant, C_R. Des blocs spécifiques assurent l'interaction avec les éléments de puissance du banc d'essai, par l'intermédiaire des cartes entrées/sorties analogiques.

Architecture matérielle

La génération du couple résistant, C_R , est réalisée à l'aide d'une machine à courant continu (MCC) couplée mécaniquement au moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) du véhicule dont le couple est programmable, et ce, via un processeur de signal de type TMS320F240 (Figure V.13). L'ensemble est piloté par une interface utilisateur développée sous Testpoint. La MCC génère le couple mécanique correspondant à la traînée du véhicule qui est opposé à l'action MSAP. La MCC et la MSAP sont directement couplées mécaniquement. Le couple est calculé en utilisant la dynamique du véhicule (masse du véhicule, aérodynamique, *etc.*) alimenté par la condition d'entraînement du moteur et la vitesse de rotation. Le cycle de conduite est obtenu en imposant une vitesse de référence variable extraite à partir d'une application du monde réel (cycle de conduite réel) [ANDE 04]. Des considérations d'échelle et de la similitude doivent être utilisées afin d'adapter le banc d'essai électromécanique (voir les paramètres dans l'Annexe C.2.) au cas du véhicule considéré.

Toutefois, le couple à suivre pour la MCC arrive en consigne externe du système dSPACE de type RTI1005 [DSP 12]. Il a été donc nécessaire de faire migrer la consigne de couple émulant le couple résistant dans le véhicule vers le support dSPACE, lequel commandera entre autres la MCC.

Les commandes d'onduleur (DC/AC) qui réalisent l'interface d'électronique de puissance du moteur synchrone à aimants permanents sont générées par ce système dSPACE et des cartes d'acquisition (voir aussi l'Annexe C.1.). La MSAP est associé à une commande vectorielle (le contrôle classique sur *d* et *q*) en utilisant un onduleur de tension triphasé à IGBTs. La référence de courant actif est imposée par le modèle du conducteur (un régulateur PI) qui est en charge du suivi de la vitesse du véhicule. Le modèle aérodynamique du véhicule (qui génère le couple MCC) et la commande du moteur électrique (qui fournit en sortie le couple pour la MSAP) sont mis en oeuvre en utilisant du matériel dSPACE. Les calculs sont effectués dans MATLAB®/Simulink® sur un PC hôte, puis compilés et transférés dans le processeur de signal DS1005. Les caractéristiques des moteurs et le schéma synoptique complet du banc d'électronique de puissance se trouvent dans l'Annexe C.2.

Cette configuration (Figure V.10) a été réalisée afin d'autoriser en laboratoire des scénarii aussi proches que possible de l'application dans le monde réel. À cette fin, le système de puissance du véhicule et de sa charge primaire (comme par exemple la MSAP) sont physiquement présents dans cette configuration.

V.3.3. Similitude et facteur d'échelle

Le dispositif de test expérimental n'a pas été conçu pour une application particulière, mais dans une optique de modularité et d'applicabilité pour diverses études. La puissance du banc d'essai concernant les machines électriques est approximativement de 6.5 kW avec une vitesse de rotation de 314 rad/s et la puissance du banc d'essai pour l'émulation des sources d'énergie est d'approximativement 3 kW.

En conclusion le banc d'essais temps réel permet la circulation d'une puissance nominale d'approximativement 3 kW pour une vitesse de rotation de 314 rad/s des machines tournantes. L'Annexe C donne les caractéristiques techniques exactes des éléments du banc d'essais.

Le véhicule électrique d'étude, comme on l'a mentionné dans le deuxième chapitre de cette thèse possède une puissance nominale de 15 kW.

Le comportement dynamique du véhicule dans différentes situations et sous plusieurs scenarii est ce que l'on cherche à étudier ici. De ce fait, on souhaite avoir une représentation qualitative et non pas nécessairement quantitative du véhicule.

Il faut donc trouver une correspondance entre le système physique réel et l'émulateur, à savoir le banc expérimental. On peut réaliser ceci en s'appuyant sur des critères de similitude. La concordance entre le système réel et sa représentation peut se réaliser par le respect de certaines conditions nécessaires à l'obtention de la similitude désirée entre éléments homologues. Comme on ne s'intéresse pas en détail à toutes les caractéristiques de la machine électrique elle-même, on peut ne pas prendre en compte les caractéristiques des circuits magnétiques (la similitude magnétique). Restent ainsi deux critères à respecter : la similitude électrique et la similitude mécanique. La similitude électrique repose sur deux facteurs d'échelle : la tension et la puissance.

Comme nous l'avons vu dans le deuxième chapitre, le niveau de tension nominal de fonctionnement est le même pour les deux systèmes. Ceci n'est pas une hypothèse restrictive puisque ce niveau de tension dépend des caractéristiques de la machine électrique. Ainsi, il n'existe pas un facteur d'échelle de tension dans ce cas particulier. Néanmoins, à titre indicatif, voici sa définition :

$$\lambda = \frac{u_n}{U_n}, \qquad \text{(V-2)}$$

où λ est le facteur d'échelle de tension, u_n est la tension nominale du système émulé et U_n est celle du système réel.

De même, le facteur d'échelle pour les puissances se définit comme :

$$\mathrm{P} = \frac{p_n}{P_n}, \qquad \text{(V-3)}$$

où P est le facteur d'échelle des puissances, p_n est la puissance nominale du système émulé et P_n celle du système réel.

La condition de similitude mécanique s'exprime par l'égalité des temps de lancée des parties tournantes homologues (ς_{groupe}). Soient J le moment d'inertie, Ω la vitesse de rotation et P_n la puissance nominale active du système réel devant être émulé par un système de puissance nominale $p_n = \mathrm{P} \cdot P_n$ tournant à la vitesse ω. Le moment d'inertie du système émulé devra être tel que :

$$\varsigma_{groupe} = \frac{j\omega^2}{p_n} = \frac{J\Omega^2}{P_n} \qquad \text{(V-4)}$$

Le facteur qui donne le degré de liberté est alors l'inertie du système émulé. Cela s'exprime également en disant que les énergies cinétiques emmagasinées à vitesse nominale dans les masses tournantes de la machine réelle et de son modèle doivent être dans le rapport P de leur puissances nominales.

La Figure V.14 montre la correspondance qui a été établie entre le véhicule électrique réel et le banc d'essais. Le banc d'essais présente une mise à l'échelle approximative d'un facteur K en tenant compte des limitations physiques. Une adaptation en couple et en vitesse est ainsi réalisée.

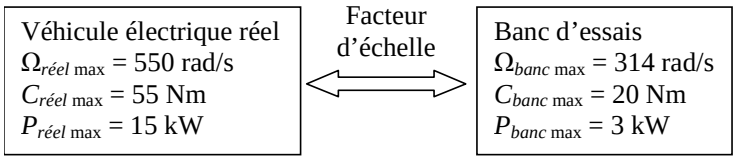


Figure V.14 Correspondance entre le véhicule réel et le banc d'essai.

Notons qu'il ne s'agit pas d'un problème de dimensionnement. Ce que l'on cherche est une représentation expérimentale intermédiaire afin d'étudier le comportement, de concevoir des contrôles/commandes et enfin de réaliser des évaluations préliminaires.

Ainsi, on retrouve le système d'équations suivant entre les vitesses de rotation, les couples et la puissance du banc d'essai :

$$\begin{cases} \Omega_{réel\,\max} = \dfrac{\Omega_{banc\,\max}}{m} \\ C_{réel\,\max} = C_{banc\,\max} \cdot n, \\ P_{réel\,\max} = P_{banc\,\max} \cdot K \end{cases} \qquad \text{(V-5)}$$

où $\Omega_{réel\,\max}$ et $\Omega_{banc\,\max}$ sont les vitesses maximales de rotation, $C_{réel\,\max}$ et $C_{banc\,\max}$ sont les valeurs maximales des couples, $P_{réel\,\max}$ et $P_{banc\,\max}$ sont les puissances maximales du système réel et du banc d'essai respectivement, respectant les courbes d'isopuissance (voir Figure II.8), avec les facteurs approximatifs de mise à l'échelle (n, m, K). Les informations concernant les valeurs des facteurs sont données dans l'Annexe C.2. A partir de la troisième Equation (V-5), nous avons trouvé une relation entre K et les deux autres facteurs, m et respectivement n.

$$K = \frac{n}{m} \qquad \text{(V-6)}$$

V.3.3.1. Emulation du cycle de conduite

Ce paragraphe-ci et celui précédant sont fortement liés. Le point essentiel à réaliser pour obtenir par la suite des résultats pertinents est l'obtention d'une même dynamique entre les modèles émulés et le véhicule réel.

La Figure V.15 montre de façon schématique la correspondance entre le véhicule réel et la partie émulée.

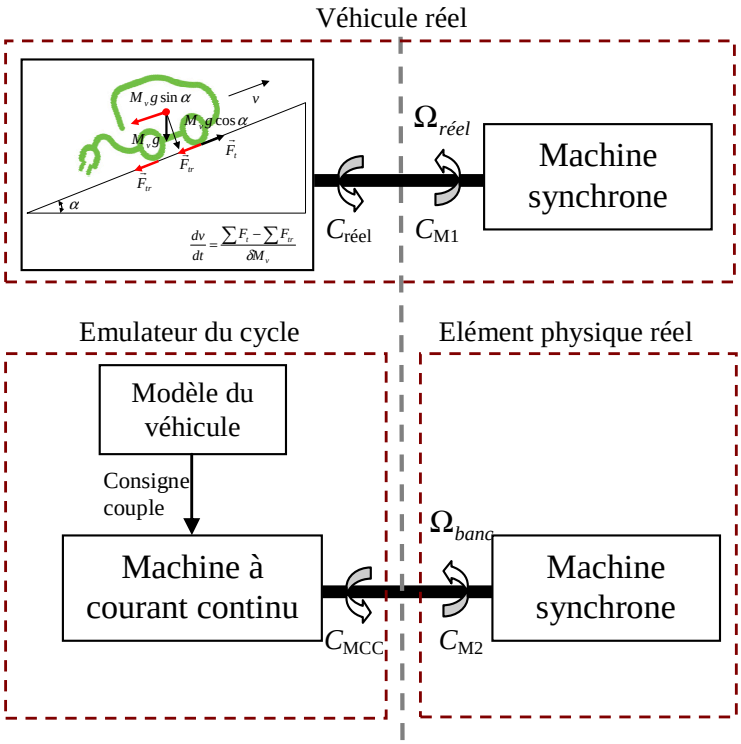


Figure V.15 Position du problème véhicule réel vs. système émulé.

Rappelons l'équation mécanique qui décrit la dynamique au niveau de l'arbre entre les roues et le moteur électrique :

$$C_{réel} - C_{M1} = J_{réel} \cdot \frac{d\Omega_{réel}}{dt}, \qquad \text{(V-7)}$$

où $\Omega_{réel}$, $C_{réel}$ sont respectivement la vitesse de rotation et le couple résistant réel, C_{M1} est le couple du moteur réel et $J_{réel} = J_V + J_{Mréel}$ est l'inertie totale, avec J_V l'inertie du véhicule réel et $J_{Mréel}$ celle du moteur synchrone réel.

Le problème qui se pose maintenant est de simuler physiquement en temps réel (émulation) le comportement dynamique du véhicule réel (le couple résistant) par l'intermédiaire d'une machine tournante électrique (la MCC) qui est totalement connue et contrôlable. Pour le banc d'essai on aura :

$$J_b \cdot \frac{d\Omega_{banc}}{dt} = C_{M2} - C_{MCC}, \qquad \text{(V-8)}$$

où Ω_{banc}, C_{MCC} sont respectivement la vitesse de rotation et le couple de la machine à courant continu, et $J_b = J_{MCC} + J_{M2}$ est l'inertie totale du banc, avec J_{MCC} l'inertie de la MCC et J_{M2} l'inertie de MSAP du banc.

Dans les travaux [MUN 08], [ANDC 09] et [HAU 11] pour la simulation physique en temps réel du comportement de turbines éoliennes, une approche « référence de couple imposée » est proposée comme dans la relation (V-9) :

$$C_{MCC}^{*} = C_R + \underbrace{(J_{MCC} - J_V) \cdot \frac{\mathrm{d}\Omega_{réel}}{\mathrm{d}t}}_{C_{corr}}, \qquad \text{(V-9)}$$

où C_R est le couple résistant du véhicule (modélisé).

Suivant la relation (V-9), la MCC sera forcée de fournir le même couple que le couple résistant mais avec une différence donnée par le terme correctionnel C_{corr} appelé aussi « couple dynamique », lequel dépend du gradient de vitesse et de la différence entre les deux inerties. L'estimation du gradient de vitesse en temps réel n'est pourtant pas triviale. Il s'agit d'un facteur dérivateur à introduire pour obtenir ce gradient et ceci en temps réel, ce qui peut induire (du fait du terme dérivateur) une amplification des bruits externes ou internes.

Les relations (V-7) et (V-8) suggèrent que le comportement dynamique du véhicule peut être émulé en temps réel à condition que l'on assure la même dynamique pour les variations des vitesses $\Omega_{réel}$ et Ω_{banc}. La Figure V.16 montre le schéma général qui a été utilisé pour l'émulation en temps réel du couple résistant pour le véhicule envisagé, en incluant l'inertie du véhicule.

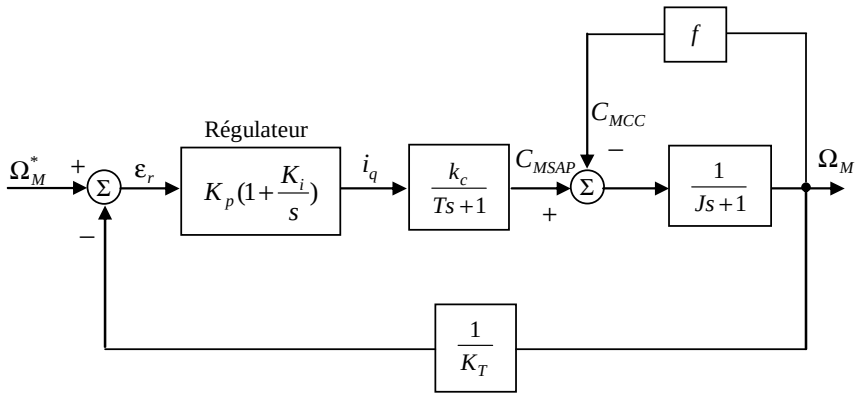


Figure V.16 Schéma général pour l'émulation du couple résistant du véhicule.

Les notations utilisées dans la Figure V.16 sont : Ω_M^* est la vitesse de référence du véhicule en fonction du cycle utilisé, Ω_M est la vitesse mesurée sur l'arbre entre les deux machines (MSAP et MCC), C_{MSAP} et C_{MCC} sont respectivement le couple moteur et le couple résistant concernant la MCC. Le coefficient K_T représente le rapport de la boîte de vitesses permettant d'adapter la vitesse et le couple du moteur à celui des roues. Enfin f est la fonction qui concerne le calcul du couple de référence pour la MCC (Figure V.17).

Un correcteur de type PI sera calculé de façon que la vitesse de rotation de référence Ω_M^* soit poursuivie par la vitesse de rotation Ω_M divisée par le coefficient K_T. La fonction de transfert du correcteur est de la forme :

$$H(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{K_i}{s}\right) \tag{V-10}$$

Les valeurs des paramètres du correcteur $H(s)$ utilisés sont présentées dans l'Annexe B.2.

Le couple du moteur électrique C_{MSAP} est calculé à partir du courant actif i_q (nécessaire pour le contrôle de la machine électrique) et en considérant la fonction de transfert du système moteur et électronique de puissance associée, $\frac{k_c}{Ts+1}$.

Notons que la fonction de transfert de l'équation mécanique du banc, $\frac{1}{J \cdot s + 1}$, est représentée uniquement pour le calcul du correcteur, car les machines sont des éléments physiques.

Le couple résistant C_R est calculé à partir du calcul de la puissance consommée par le véhicule comme nous l'avons auparavant présenté dans le deuxième chapitre.

$$C_{MCC} = \frac{1}{K} \cdot \frac{1}{K_T} \cdot \left(\frac{M \cdot R_{roue}^2}{K} \cdot \frac{d\Omega_M}{dt} + C_R \cdot R_{roue} \right) \tag{V-11}$$

La fonction f est détaillée dans la Figure V.17. Elle dépend des différentes forces auxquelles le véhicule en mouvement est soumis.

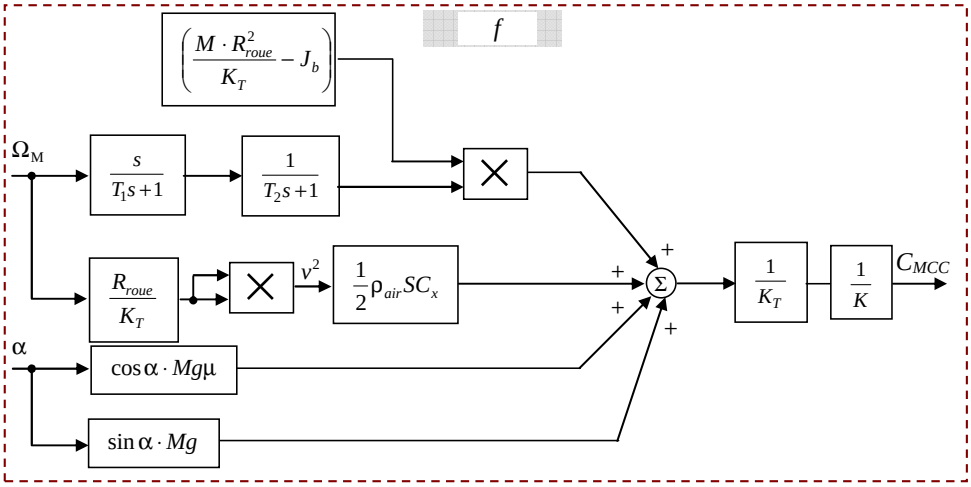


Figure V.17 Le détail de la fonction f.

À la Figure V.17 $\left(\frac{m \cdot R^2}{K_T} - J_b\right)$ est le terme provenant du principe fondamental de la dynamique appliqué au véhicule, $\frac{s}{T_1 s + 1}$ est la fonction dérivée filtrée de la vitesse de rotation du moteur, $\frac{1}{T_2 s + 1}$ est la fonction de transfert avec le terme T_2 appelé l'estimateur de dérivée, $\frac{1}{2}\rho_{air} S C_x v^2$ la force de traîne aérodynamique et $\cos\alpha \cdot Mg\mu$, $\sin\alpha \cdot Mg$ respectivement la force de roulement et la force de gravité quand le véhicule circule sur une route inclinée, de pente $\tan(\alpha)$.

Les autres informations concernant les valeurs des coefficients sont données dans l'Annexe A.

V.3.3.2. Emulation des sources d'énergie

En ce qui concerne l'émulation des sources d'énergie, nous nous focaliserons sur le supercondensateur parce que sa dynamique a une rapidité non négligeable.

$$\begin{cases} C_{SC-réel} \dfrac{\mathrm{d}v_{SC}}{\mathrm{d}t} = i_{SC-réel} \\ C_{SC-banc} \dfrac{\mathrm{d}v_{SC}}{\mathrm{d}t} = i_{SC-banc} \\ v_{DC-réel} = v_{DC-banc} \\ P_{réel\max} = P_{banc\max} \cdot K \end{cases} \qquad \text{(V-12)}$$

La tension du banc sur le bus DC et la tension du supercondensateur restent les mêmes que dans le cas du véhicule réel : $v_{DC-réel} = v_{DC-banc}$, $v_{SC-réel} = v_{SC-banc}$. En analysant la dernière équation, $P_{réel\max} = P_{banc\max} \cdot K$, et comme les deux tensions du banc sur le bus DC et la tension du supercondensateur restent les mêmes, le courant de charge réel est K fois plus important que le courant de charge sur le banc d'essai, $i_{L-réel} = i_{L-banc} \cdot K$.

En conclusion pour répondre à la même dynamique dans les deux cas (simulation et banc d'essai) la capacité du supercondensateur émulée (du banc), $C_{SC-banc}$, doit être K fois plus grande par rapport à la capacité du SC du véhicule réel, $C_{SC-réel}$ (voir l'Equation (V-12)).

$$C_{SC-réel} \cdot K = C_{SC-banc} \qquad \text{(V-12)}$$

La Figure V.18 montre les résultats sur le banc d'essai concernant la puissance mécanique de la machine électrique en comparaison avec la puissance du véhicule mesurée au niveau du bus DC. La différence entre les deux courbes est due aux pertes de conversions et aux pertes mécaniques présentes sur le banc d'essais.

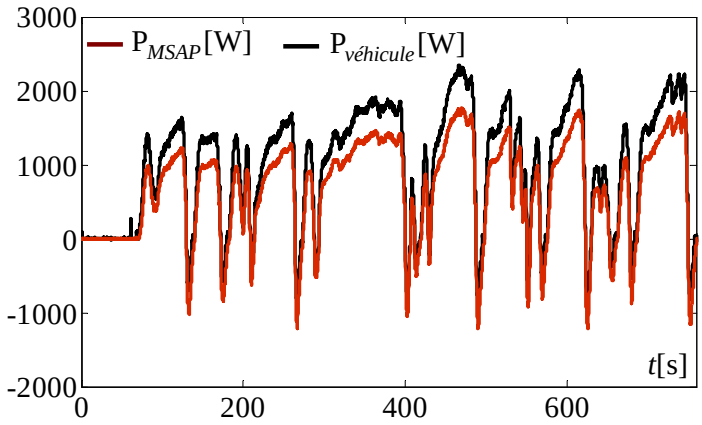


Figure V.18 La puissance mécanique du moteur vs. la puissance du véhicule.

V.3.4. Synthèse

Le banc d'essais pour le véhicule électrique basé sur simulateur numérique en temps réel de puissance permet l'étude des stratégies d'optimisation présentées dans les troisième et quatrième chapitres de cette thèse. Il s'agit d'un banc d'essais modulaire qui permet la réalisation de tests en temps réel hybrides. L'architecture de contrôle développée assure la reproduction du système du véhicule mise à l'échelle jusqu'à 3 kW dans une bande passante entre 20 Hz et 2 kHz.

Deux études de cas permettront de montrer la robustesse, l'efficacité du banc de test et la validation des stratégies de gestion proposées auparavant. La première porte sur la gestion de l'énergie dans le véhicule électrique en utilisant la stratégie basée sur les filtres du premier ordre et adaptatif. La seconde étude permet de valider la stratégie d'optimisation basée sur la commande optimale « LQG ».

V.4. Validation des cas

V.4.1. Gestion de l'énergie dans les véhicules électriques

Le but de cette première étude est d'analyser et de valider les différentes stratégies de gestion de l'énergie présentées dans le Chapitre III.

Pour valider les stratégies proposées nous avons choisi une condition de conduite correspondant à un cycle de roulage de type urbain. Les profils considérés, voir Figure V.19 a) et b), sont issus d'une part des mesures réelles effectuées par l'IFSTAR (Figure V.19, a) et d'autre part des mesures normalisées (Figure V.19, b). Le rapport de boîte est imposé et fixe.

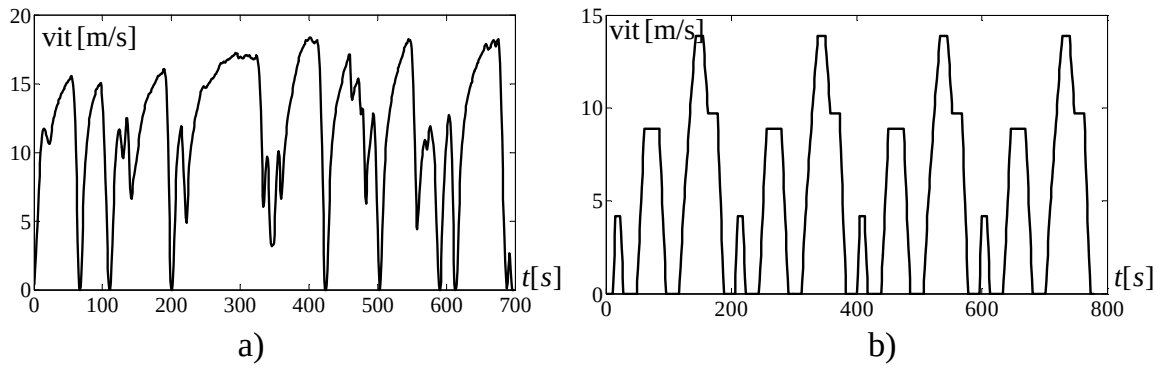


Figure V.19 Les profils urbains utilisés pour la validation sur banc d'essais, a) le cycle réel (IFSTAR) ; b) le cycle normalisée ECE15.

Le schéma global du système temps réel de gestion de l'énergie proposé est basé sur la même structure décrite dans le Chapitre III, Figure III.6 et Figure III.17.

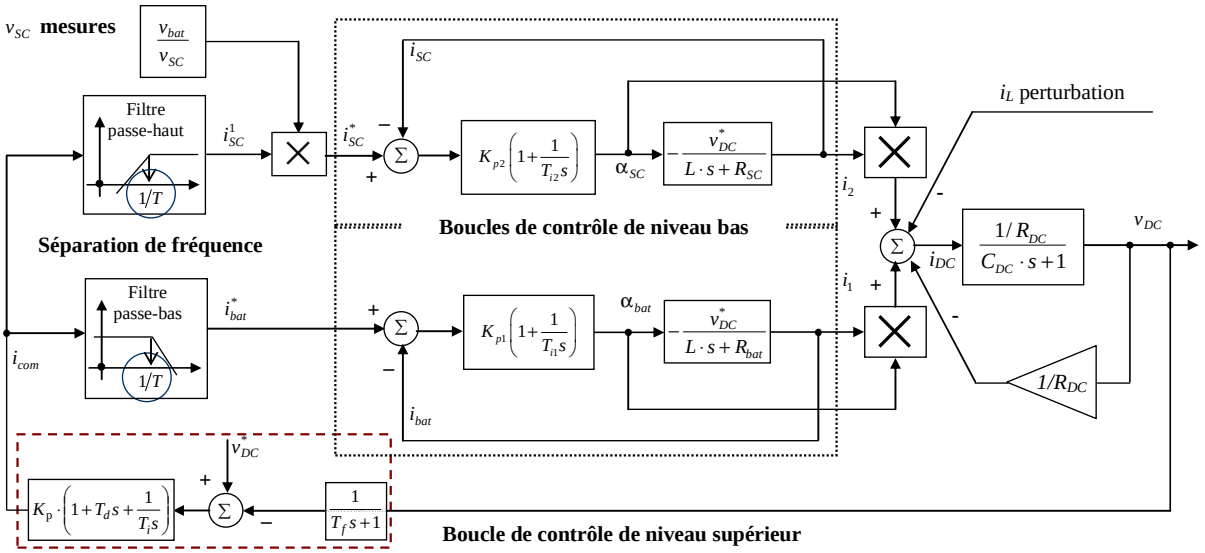


Figure V.20 Schéma global du système concernant la gestion de l'énergie.

La seul différence consiste en l'adjonction d'un régulateur pour le contrôle du bus DC (voir la partie entourée dans la Figure V.20) qui est de type PID, du fait que la mesure de la tension du bus DC est filtrée via un filtre de premier ordre à constante de temps T_f choisie de façon a éliminer le bruit de mesure introduit par le capteur de tension.

Une fois les modèles implémentés sous RT-LAB et dSPACE, une étape intermédiaire avant d'appliquer le cycle réel consiste en la validation de la performance du banc d'essais, commencerons les contrôles de base. Tout d'abord une variation du courant de charge de 10 A est effectuée. Les évolutions de la tension du bus DC, de la commande, du courant de la batterie et du courant dans le supercondensateur sont présentées sur la Figure V.21. Elles montrent le comportement du système de véhicule pour un point de fonctionnement lorsque l'on applique la perturbation, à savoir une variation du courant de charge, i_L. Comme nous pouvons le voir, la tension du bus DC reste dans des limites

acceptables : ± 10 V, par rapport à sa valeur nominale, donc avec une déviation de 3 %. En ce qui concerne le temps de réponse, il est inférieur à 200 ms, se plaçant de fait dans la plage de fréquence souhaitée. Dans la Figure V.21 nous remarquons également que le courant fourni par la batterie varie en fonction de la fréquence de séparation et que le supercondensateur fournit ou absorbe la différence. A noter que la commande sortant du régulateur du bus DC a un certain dépassement (inférieur à 15 %) mais reste strictement contenue dans la plage de variation préalablement définie.

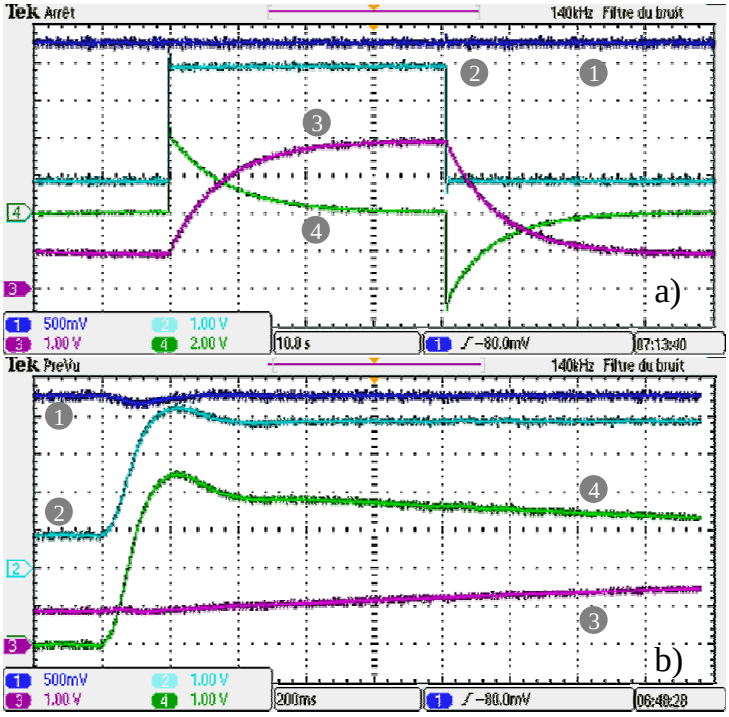


Figure V.21 La performance de la stratégie de contrôle sur une variation du courant de charge aléatoire : Ch1−tension bus DC v_{DC} 40 V/V ; Ch2−la commande i_{com} 10 A/V ; Ch3−courant batterie i_{bat} 10 A/V ; Ch4−courant supercondensateur i_{SC} 10 A/V.

Une fois que nous avons les informations concernant la performance du schéma de contrôle-commande de base, nous partons sur la validation des stratégies de gestion énergétique.

Filtre du premier ordre

Les résultats annoncés dans la suite de ce chapitre sont donnés :

- en utilisant le banc d'essais présenté dans la Figure V.10;
- en utilisant l'architecture du véhicule présenté dans la Figure V.20 et qui a été proposée dans le Chapitre III (Figure III.6) ;
- en choisissant le cycle réel (Figure V.19, a) ;
- en utilisant une valeur de fréquence de séparation correspondant à $T = 7.5$ s.

La Figure V.22, a), illustre le comportement du courant de charge variant en fonction du cycle de conduite réelle (Figure V.19, a). Les valeurs négatives du courant de charge correspondant à une décélération (freinage électrique) au cours de laquelle la MSAP devient générateur. La Figure V.22, b), montre que les variations du courant dans la batterie sont de basse fréquence, tandis que les hautes fréquences du courant de charge, i_L, ont été transférées au courant du supercondensateur.

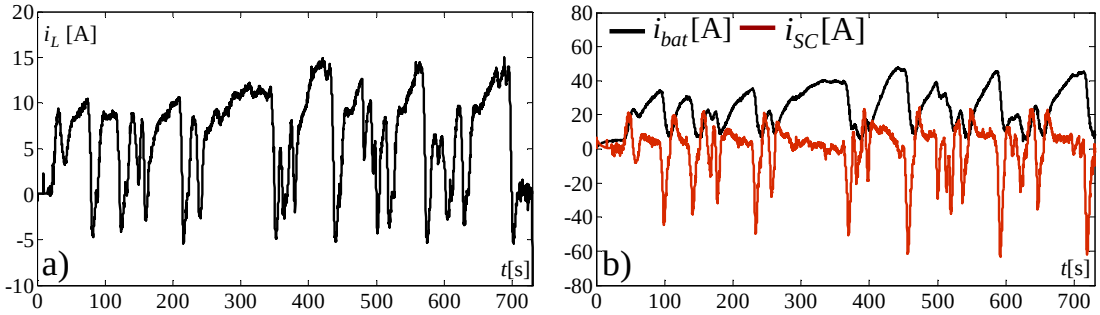


Figure V.22 a) Le courant de charge sur bus DC ; b) Les courants de la batterie et du supercondensateur.

Le comportement de la tension aux bornes du bus DC durant le cycle de fonctionnement est donné par la Figure V.23. Comme prévu, la tension est maintenue à sa valeur de référence ($v_{DC}^{*} = 150$ V).

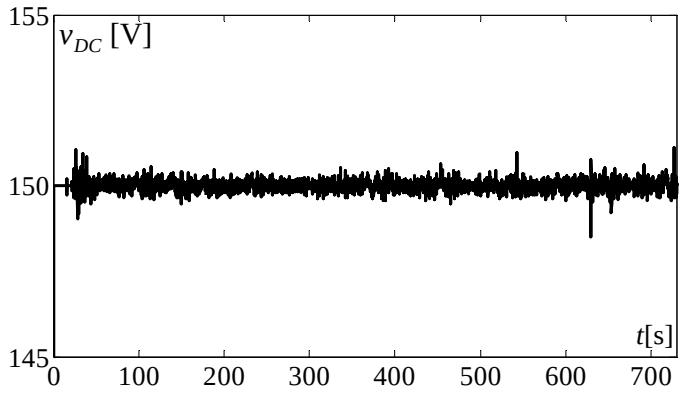


Figure V.23 Evolution de la tension aux bornes du bus DC.

Les Figures V.24 a) et b), illustrent le comportement des tensions (batterie et supercondensateur) lorsque le courant de charge varie en fonction du cycle de conduite réel. On peut noter que, par rapport à la tension de la batterie, la tension dans le supercondensateur a présente de grandes variations (Figure V.24, b) en réponse au courant tiré/injecté de/par la source.

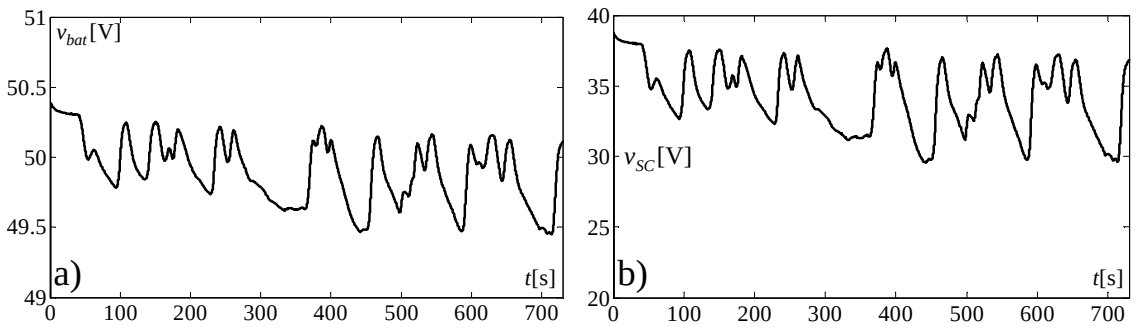


Figure V.24 a) La variation de la tension de la batterie b) La variation de la tension du supercondensateur.

Comme les valeurs des tensions respectivement de la batterie et du supercondensateur sont différentes, les deux rapports cycliques pour les deux convertisseurs de puissance ont des valeurs différentes (Figure V.25). En analysant la Figure V.25, nous constatons que le rapport cyclique de la batterie a une variation autour de 0.34, en même temps que le rapport cyclique du supercondensateur a une variation comprise entre 0.2 et 0.27, cette variation correspondant à la variation de la tension du supercondensateur lorsque la tension du bus DC est approximativement constante.

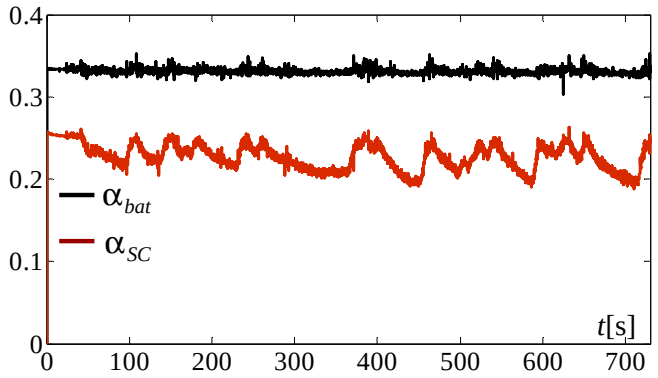


Figure V.25 Le rapport cyclique de la batterie vs. le rapport cyclique du supercondensateur.

Les Figure V.26 a) et b) montrent l'influence de la méthode basée sur la fréquence de séparation en boucle fermée du système pour deux fréquences de séparation différentes correspondant à T=0.5 s et T=15 s respectivement.

À noter que pour une fréquence de séparation 2 Hz les batteries sont majoritairement sollicitées, le supercondensateur étant presque inutilisé. En revanche, pour une fréquence de séparation correspondant à 0.07 Hz le courant dans le supercondensateur est plus riche en hautes fréquences et le stress pour la batterie est amoindri.

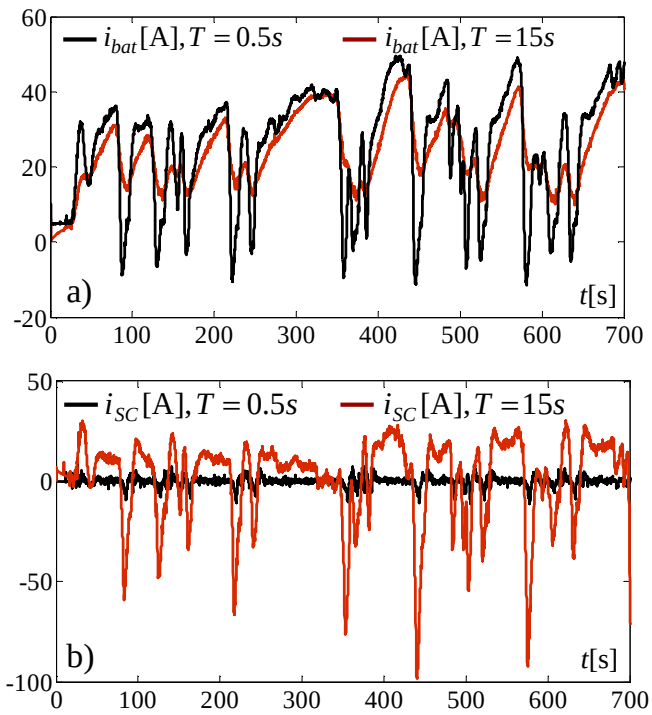


Figure V.26 a) Les courants dans la batterie pour deux fréquences de séparation différentes (ligne noire pour T=0.5 s et ligne rouge pour T=15 s) ; b) Les courants dans le supercondensateur pour les mêmes fréquences de séparation comme en a) (ligne noire pour T=0.5 s et ligne rouge pour T=15 s).

Les résultats sur le banc d'essais ont montré une bonne corrélation avec les résultats de la simulation numérique. Le courant maximal de la batterie peut être réduit en fonction des préférences de l'utilisateur. En même temps la fréquence de séparation peut être modifiée en temps réel afin d'ajuster le compromis entre la batterie et le supercondensateur ; ceci conduit à un répartiteur de fréquence adaptatif.

V.4.2. Filtre adaptatif

Les tests sont réalisés en utilisant les hypothèses et conditions principales suivantes :

- en utilisant le banc d'essais présenté dans la Figure V.10 ;
- en utilisant l'architecture du véhicule présenté dans la Figure V.20 et qui a été proposée dans le Chapitre III, voir Figure III.17 ;
- en choisissant le cycle normalisée ECE15 (voir Figure V.19, b) ;
- en utilisant une valeur de fréquence de séparation intermédiaire, 0.13 Hz (correspondante à $T^* = 7.5$ s) une valeur de fréquence de séparation maximale 2 Hz (correspondante à $T_{\min} = 0.5$ s) et une valeur de fréquence de séparation minimale 0.07 Hz (correspondante à $T_{\max} = 15$ s), selon l'analyse fréquentielle du courant de charge ;

- en choisissant les limites admissibles pour la tension du supercondensateur $v_{SC} \in [v_{SC\,\min}\ v_{SC\,\max}]$, où $v_{SC\max} = 38$ V, $v_{SC\min} = 35$ V et pour la tension de référence du supercondensateur ($v_{SC}^{*} = 37$ V).

La variation du courant de charge, la variation de la tension du supercondensateur et la variation de la fréquence de séparation sont tracés sur les Figures V.27 a) et b). Nous remarquons dans la zone entourée de la Figure V.27, b), que pour une fréquence de séparation correspondant à une valeur moins importante, les batteries sont fortement sollicitées. Pour une fréquence de séparation plus importante, le courant dans la batterie est moins riche en hautes fréquences et le stress diminue, les hautes fréquences ont été transférées au courant du supercondensateur.

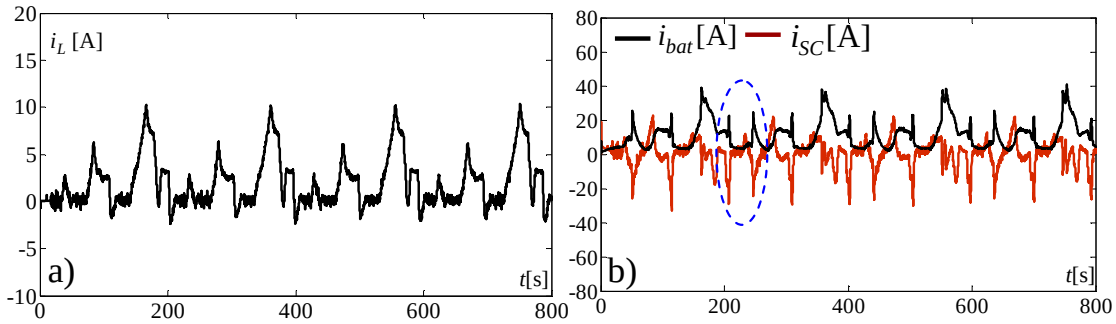


Figure V.27 a) Le courant de charge sur le bus DC ; b) Les courants de la batterie et du supercondensateur.

Dans la Figure V.28 nous remarquons que la tension du supercondensateur reste entre les valeurs de références imposées. Les contraintes sur la tension du supercondensateur sont respectées. Si le courant de charge a une valeur moyenne constante, la tension du module des supercondensateurs est stabilisée à sa valeur de référence ($v_{SC}^{*} = 37$ V). On rappelle que la valeur de référence est donnée par la boucle de contrôle du SC (Figure III.17). En effectuant un zoom sur l'intervalle de temps compris entre 300 s et 400 s, (Figure V.28, b), nous remarquons que les contraintes sur le filtre adaptatif et la tension du supercondensateur sont respectées par la loi de la gestion adoptée.

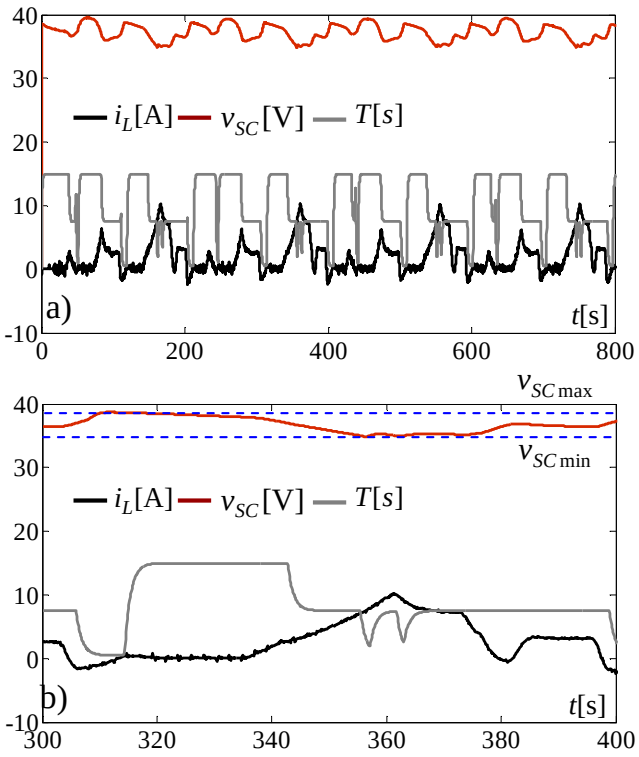


Figure V.28 a)La variation du courant de charge (ligne noire), la variation de la tension du supercondensateur (ligne rouge), la variation de la fréquence de séparation (ligne gris) ; b) Zoom de la figure a).

V.4.3. Validation de la commande LQG

Dans les paragraphes qui suivent, nous présenterons les résultats sur le banc d'essais en utilisant la stratégie de gestion optimale des flux d'énergie

Nous avons utilisé pour les tests les hypothèses suivantes :

- en utilisant le banc d'essais présenté dans la Figure V.10 ;
- en utilisant l'architecture du véhicule présentée dans la Figure IV.2 et qui a été proposée dans le Chapitre IV ;
- en choisissant le cycle réel de conduite (Figure V.19, a).

Par la suite, nous présentons les résultats sur le banc pour la validation du contrôle optimal LQG.

La Figure V.29 illustre le rôle du facteur de pondération β, coefficient de compromis dans le lissage du courant dans la batterie.

Les déviations standard (DS) du courant de la batterie pour différents β sont comparées avec la déviation standard du même courant lorsque le contrôle LQG n'est pas présent. Comme nous avons déjà vu dans le quatrième chapitre, plus la valeur de β est importante, plus le courant de la batterie est lissé. Un phénomène de saturation est toutefois présent pour le facteur de pondération β plus grand qu'un certain seuil (environ $\beta = 100$ dans ce cas) au-delà duquel l'on ne note plus d'amélioration.

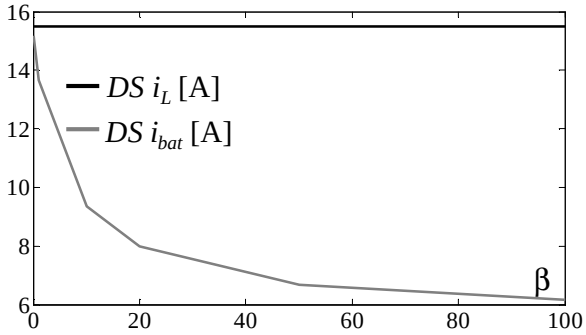


Figure V.29 DS du courant de la batterie pour différentes valeurs du facteur de pondération β.

A partir de l'évolution du courant de charge provenant du bus DC correspondant au cycle de conduite réel, relatif à une partie urbaine de conduite (Figure V.22, a), les Figure V.30 et suivantes montrent la réponse du système en boucle fermée. Ces figures décrivent l'évolution du courant de batterie dans trois cas : pour un très faible coefficient de compromis, $\beta = 0.1$, pour une valeur moyenne $\beta = 20$ et pour une valeur élevée $\beta = 100$. De ces résultats, on observe une amélioration du lissage du courant liée à l'augmentation du coefficient β.

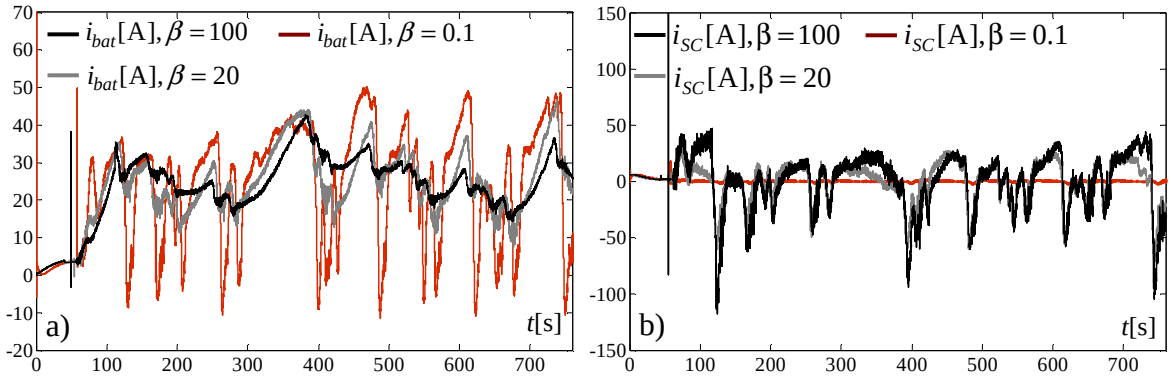


Figure V.30 a) Le courant de la batterie pour trois valeurs de β (ligne noire pour β=100, ligne grise pour β=20 et β en rouge pour β=0.1), b) le courant du supercondensateur pour les mêmes valeurs de β, comme dans a).

La Figure V.31, a) montre la tension du bus DC par rapport au courant de charge. L'écart maximal est enregistré pour la très faible valeur du facteur de pondération $\beta = 0.1$, d'environ 3 %, ce qui est tout à fait prévisible. Nous pouvons observer aussi le régime transitoire quand le LQG est mis en œuvre. La Figure V.31, b) montre l'évolution de la tension du supercondensateur dans les deux cas ($\beta = 0.1$ et $\beta = 100$). Nous pouvons observer qu'une valeur très importante de β mène à de plus grandes variations de la tension du supercondensateur.

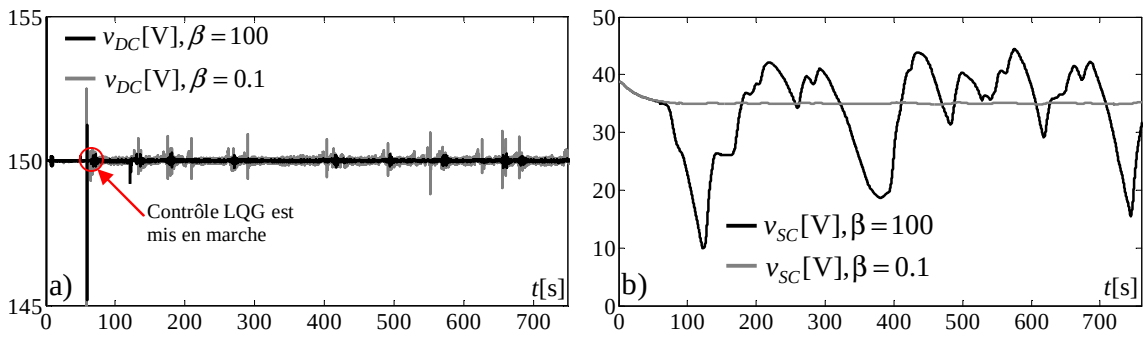


Figure V.31 a) La tension du bus DC pour deux valeurs différentes de β (ligne noire pour β=100 et en ligne gris pour β=0.1) ; b)La tension du supercondensateur pour les mêmes valeurs de β comme en a).

La Figure V.32 montre les variations des rapports cycliques pour la batterie et pour le supercondensateur pour les deux valeurs de β ($\beta = 0.1$ et $\beta = 100$). En analysant cette dernière figure, nous constatons que le rapport cyclique de la batterie a une variation autour de 0.34 pour différentes valeurs de β, en même temps que celui du supercondensateur a une variation comprise entre 0.8 ($\beta = 0.1$) et 0.29 ($\beta = 100$).

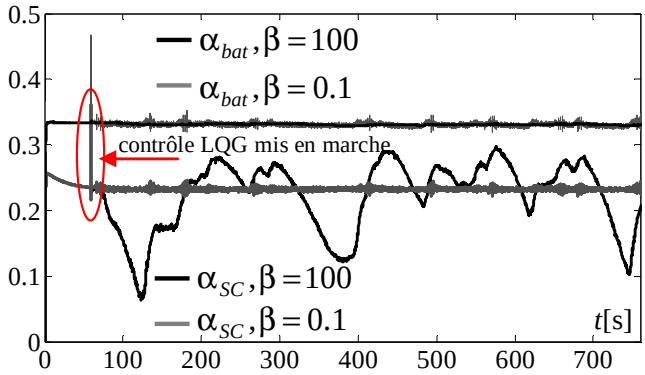


Figure V.32 Les rapports cycliques pour les convertisseurs de puissance de la batterie respectivement et du supercondensateur, les rapports cycliques pour β=100 (lignes noires) et rapports cycliques pour β=0.1 (lignes grises).

Comme nous l'avons vu dans le Chapitre IV, le contrôle de la tension du supercondensateur est nécessaire afin de garantir un point de fonctionnement stable. Dans notre cas, il s'agit de maintenir la tension du supercondensateur à un point de consigne $v_{SC}^{*} = 35$ V et en même temps dans les limites admissibles données (correspondant à une protection), $v_{SC} \in [v_{SC\max} \quad v_{SC\min}]$ ($v_{SC\max} = 25$ V et $v_{SC\min} = 40$ V). Le contrôle comprend une boucle de régulation de tension, elle est basée sur l'utilisation d'un régulateur proportionnel filtré avec des paramètres adaptatifs (Figure V.33) qui seront par la suite intégrés au sein des structures de contrôle-commande en cascade, comme déjà présenté dans la Figure IV.2 (Chapitre IV). La boucle de tension pour le supercondensateur est très faiblement contrainte dans les limites admissibles afin de permettre les variations du courant dans le supercondensateur. Dans le cas où la tension est supérieure ou inférieure par rapport à la gamme des

tensions admissibles, la boucle de tension change les valeurs des paramètres (K_{pSC} , T_C) pour que la tension du supercondensateur reste toujours dans les limites.

Le réglage du correcteur est fait en garantissant une bande passante déterminée et n'impose pas l'erreur statique nulle. La bande passante est donnée en fonction des caractéristiques du supercondensateur. Ainsi, dans le cas où la tension est dans la gamme des tensions admissibles nous avons imposé une dynamique de réponse en boucle fermée cinquante fois plus lente que la dynamique principale, c'est-à-dire $T_0 = 50 \cdot T_{SC}$ et un amortissement $\xi = 0.85$; alors, conformément aux relations (III-22) donc les paramètres du correcteur peuvent être calculés. Autrement (si la tension dépasse les limites) nous avons imposé une dynamique de réponse en boucle fermée $T_0 = 5 \cdot T_{SC}$ avec le même facteur d'amortissement $\xi = 0.85$.

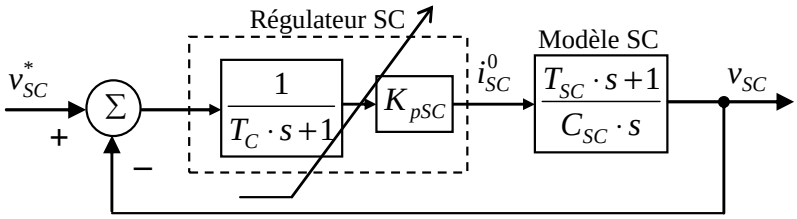


Figure V.33 Boucle de régulation de la tension du supercondensateur.

Les valeurs des paramètres du correcteur de la tension du supercondensateur seront présentées dans l'Annexe B.2.

Dans la Figure V.34 nous remarquons que la tension du supercondensateur reste comprise dans les limites des valeurs de référence imposées. Si le courant de charge a une valeur moyenne constante, la tension du supercondensateur s'est stabilisée à sa valeur de référence. En effectuant un zoom temporel entre 100 s et 300 s, nous remarquons que les contraintes sur la tension supercondensateur sont respectées.

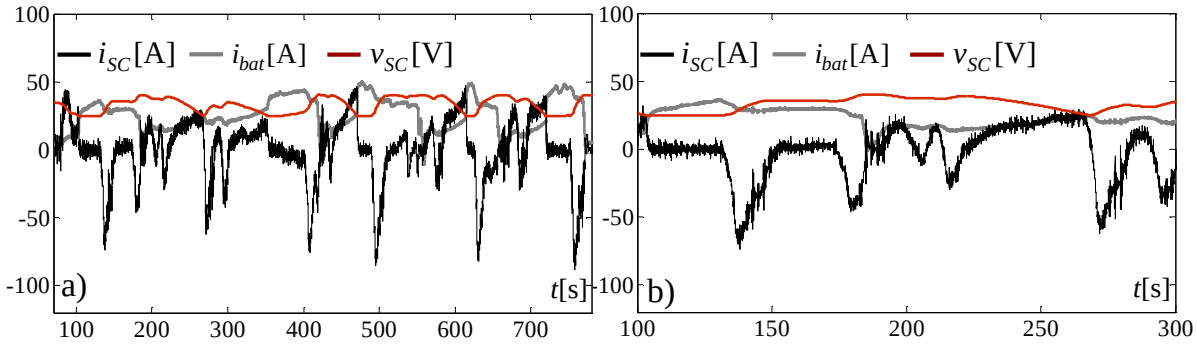


Figure V.34 a)La variation du courant de supercondensateur (ligne noire), la variation du courant de la batterie (ligne gris), la variation de la tension du supercondensateur (ligne rouge) pour β=100 ; b) Zoom de la figure a).

L'idée principale de ce régulateur avec des paramètres adaptatifs est d'avoir une protection en tension du supercondensateur et en même temps d'assurer une tension de référence.

V.4.4. Synthèse

Le banc d'essais mis en oeuvre représente un moyen de test très flexible permettant l'implémentation de différentes stratégies de gestion d'énergie dans les véhicules électriques, et ce dans des conditions proches du réel.

Les études de cas présentées montrent que l'architecture de contrôle et les stratégies de gestion abordées sont validées en temps réel.

Le fait de disposer d'un tel type de système de prototypage rapide a permis un passage plus aisé de la conception et simulation numérique des lois de commande et de gestion à l'étude expérimentale proprement dite.

V.5. Mise en œuvre d'un banc d'essai pour les véhicules électriques en utilisant un supercondensateur réel

Ce sous-chapitre décrit la mise en oeuvre du banc expérimental en utilisant un supercondensateur réel (basé sur la configuration PHIL décrite ci-dessus).

Les mêmes structures de contrôle et les stratégies de gestion d'énergie proposées dans les Chapitres III et IV sont maintenant validées par des simulations temporelles en utilisant un banc d'essais à échelle réduite construit autour d'un supercondensateur réel et de son convertisseur de type Buck-boost.

Emulation de l'environnement du conducteur

L'environnement du conducteur (EC dans la Figure V.35) est physiquement simulé par la machine à courant continu à couple contrôlé (MCC) qui est directement couplé au moteur du véhicule (MSAP). Le contrôle de la machine MCC est réalisé de la même manière que dans le premier banc d'essais par utilisation d'un hacheur réversible quatre quadrants, ce dernier est effectivement mis en œuvre en utilisant un processeur de signal numérique TMS320F240 comme dans le premier banc de test analysé. La MCC génère le couple résistant dû à l'inertie mécanique, l'aérodynamique, qui est calculé en utilisant le modèle de véhicule alimenté par les conditions de conduite, la vitesse de rotation de la machine électrique et la vitesse du véhicule.

La MSAP est contrôlée par un onduleur à trois phases afin de contrôler la vitesse de rotation du véhicule en fonction du cycle utilisé. La référence du courant actif pour la MSAP est imposée par un régulateur de type PI. Par conséquent, le modèle de véhicule (qui génère le couple pour la MCC) et le contrôle de la vitesse du véhicule (qui délivre le couple MSAP) sont implémentés en utilisant le même matériel : dSPACE DS1005. Tous les calculs sont réalisés sur le PC hôte en utilisant MATLAB®/Simulink®, puis compilés et chargés sur la cible DS1005.

Emulation du système d'alimentation

Le système d'alimentation (représenté par SAP dans la Figure V.35) est constitué de deux sources d'énergie (batterie et supercondensateur) qui alimente la MSAP. Le système du supercondensateur (contient aussi le convertisseur Buck-boost) est un Maxwell Boost de 165F [MAX 12]. Le système de batterie est émulé par une source unidirectionnelle commandée (Xantrex XDC) et une charge électronique commandée (TDI RBL488) connectées en parallèle. La source a une bande passante d'environ 20 kHz et le courant de sortie est imposé par les modèles moyens de l'ensemble batterie-convertisseur de puissance associé (Buck-boost).

Tous les calculs sont effectués en utilisant la plateforme RT-LAB. Le modèle mathématique de la chaîne de production est mis en œuvre dans MATLAB®/Simulink® sur le PC hôte de RT-LAB.

Ce banc d'essais (Figure V.35) a été construit afin de permettre des expériences de laboratoire dans des divers scénarios similaires avec les applications dans le monde réel. Le système de puissance et sa machine électrique (MSAP) son physiquement présents dans cette configuration. Le supercondensateur réel et son convertisseur de puissance ont été utilisés exactement comme dans un véhicule réel. Les caractéristiques du SC et du convertisseur sont présentées dans l'Annexe C.3.

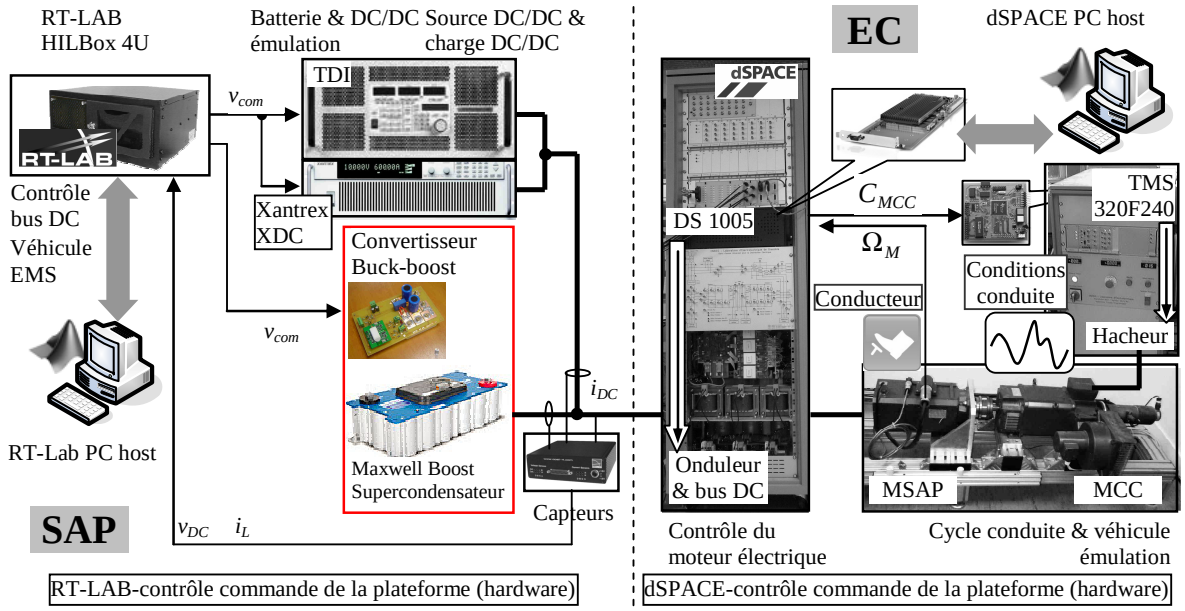


Figure V.35 Banc de test pour le véhicule électrique utilisant un supercondensateur réel.

Avant d'appliquer le cycle de roulage et tester les stratégies de gestion d'énergie une étape intermédiaire consiste en la validation de la performance du banc d'essais.

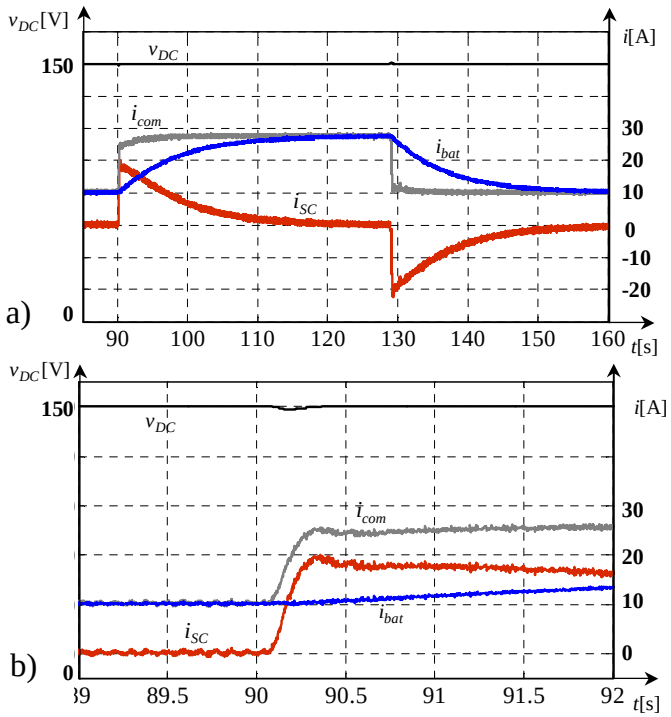


Figure V.36 a) La performance de la stratégie de contrôle pour une variation aléatoire du courant de charge, b) Zoom de la figure a.

Tout d'abord une variation du courant de charge sur le bus DC de 10 A est réalisée (Figure V.36). Le mode de fonctionnement correspond à une vitesse de la MSAP $\Omega_M = 200$ rad/s au moment de l'application d'une force de traction qui entraîne une courant de charge de 10 A.

La Figure V.36 montre les évolutions de la tension du bus DC, de la commande, du courant de la batterie et du courant du supercondensateur. La tension du bus DC reste dans les limites acceptables (± 10 V, par rapport à sa valeur de référence En ce qui concerne le temps de réponse, il est inférieur à 200 ms, répondant parfaitement à la plage de fréquence d'analyse.

V.5.1. Filtre du premier ordre

Les résultats annoncés dans la suite sont donnés :

- en utilisant le banc d'essais présenté dans la Figure V.35 ;
- en utilisant l'architecture du véhicule présenté dans la Figure V.20;
- en choisissant le cycle de conduite réel (Figure V.19, a) ;
- en utilisant une valeur de fréquence de séparation correspondant à $T = 7.5$ s.

Les Figures V.37 et V.40 illustrent le comportement du système en temps réel lorsque le courant de charge varie en fonction du cycle de conduite réel.

La Figure V.37, montre que les variations du courant dans la batterie sont de basse fréquence, tandis que les hautes fréquences du courant de charge, i_L, ont été transférées au courant du supercondensateur.

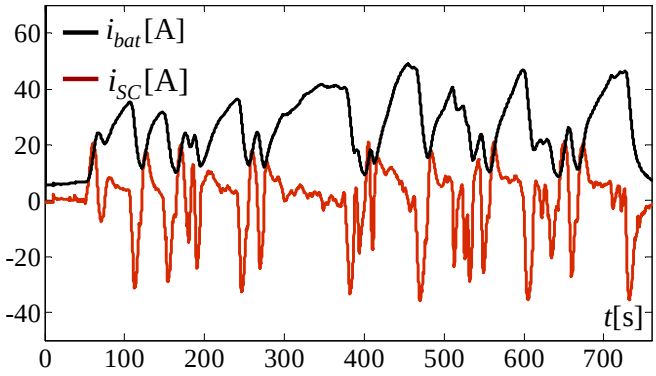


Figure V.37 Les courants de la batterie (ligne noire) et du supercondensateur (ligne rouge).

La Figure V.38 montre que la tension du bus DC est maintenue à sa valeur de référence (v_{DC}^{*}=150 V).

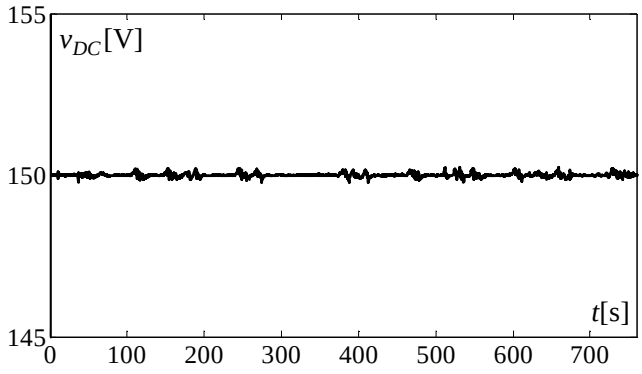


Figure V.38 Evolution de la tension aux bornes du bus DC.

Les Figures V.39 a) et b), illustrent le comportement des tensions de la batterie et du supercondensateur. On peut noter que par rapport à la tension du supercondensateur dans les simulations (Figure III.12), la tension présentée dans les Figure V.39 a) et b), des variations moins importantes a cause du fait que la valeur de la capacité est importante par rapport à la puissance du banc d'essais.

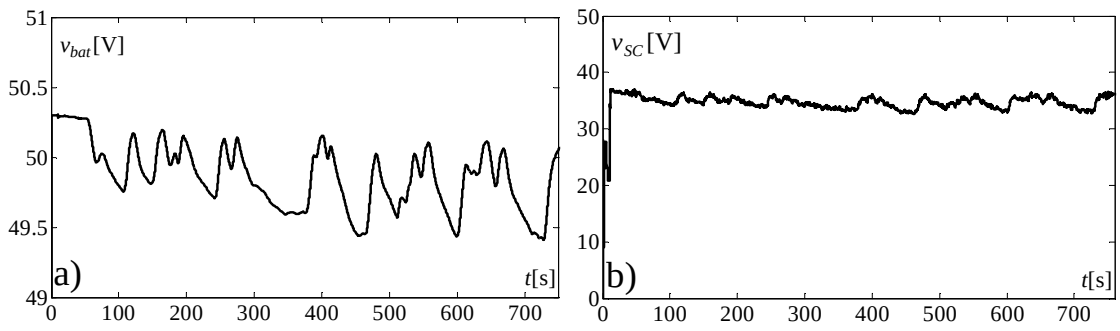


Figure V.39 a) Variation de la tension de la batterie b) Variation de la tension du supercondensateur.

En analysant la Figure V.40, nous constatons que le rapport cyclique de la batterie a une variation autour de 0.34, en même temps que le rapport cyclique du supercondensateur a une variation autour de 0.2.

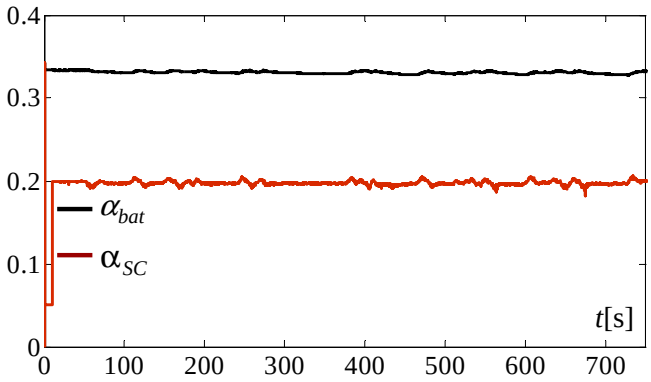


Figure V.40 Le rapport cyclique de la batterie vs. le rapport cyclique du supercondensateur.

La Figure V.41 montre les évolutions du courant de supercondensateur dans deux cas. Le premier consiste en émulation du système de supercondensateur et le deuxième cas consiste en utilisant le système de supercondensateur réel. Les résultats sur les deux bancs d'essais (Figure V.10 et Figure V.35) ont montré de bonnes corrélations entre les approches. La différence entre les deux courants dans la Figure V.41, b), est due au fait que dans l'émulation du système de supercondensateur nous n'avons pas modélisé les pertes dans le convertisseur de puissance associé (Buck-boost). Par contre, la dynamique du système est respectée.

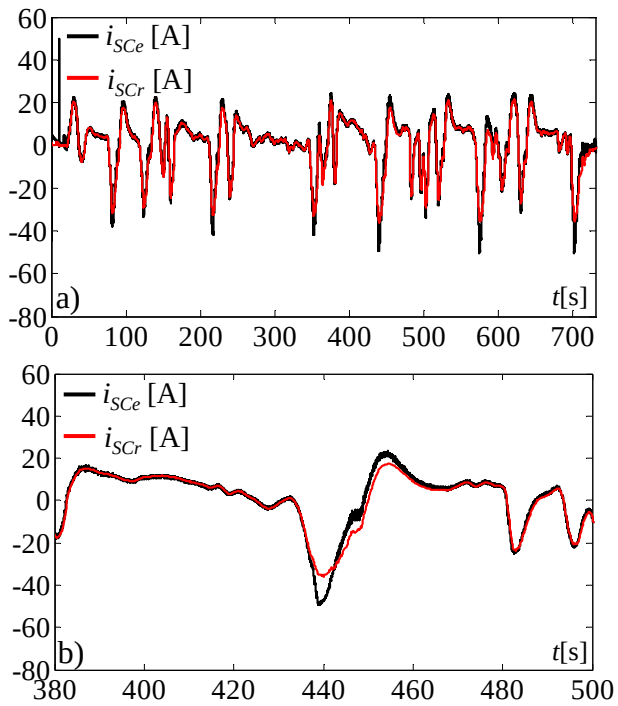


Figure V.41 a)Le courant du supercondensateur dans le système supercondensateur émule vs. le courant du supecondensateur dans le système supercondensateur réel ; b) Zoom de la figure a).

V.5.2. Validation de la commande LQG

Nous avons utilisé pour les tests les hypothèses suivantes :

- en utilisant le banc d'essais présenté dans la Figure V.35 ;
- en utilisant l'architecture du véhicule présenté dans la Figure IV.2 et qui a été proposée dans le Chapitre IV ;
- en choisissant le cycle de conduite réel (Figure V.19, a) ;

Par la suite, nous allons présenter les résultats sur le banc pour la validation du contrôle optimal LQG.

La Figure V.42 montre les évolutions du courant de la batterie et du supercondensateur pour la valeur de $\beta = 1$. Comme nous l'avons déjà vu, plus la valeur de β est importante, plus le courant de la batterie est lissé.

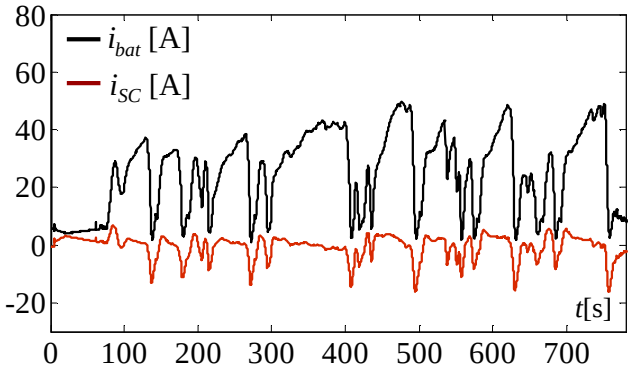


Figure V.42 Le courant de la batterie pour β=1 et le courant du supercondensateur pour β=1.

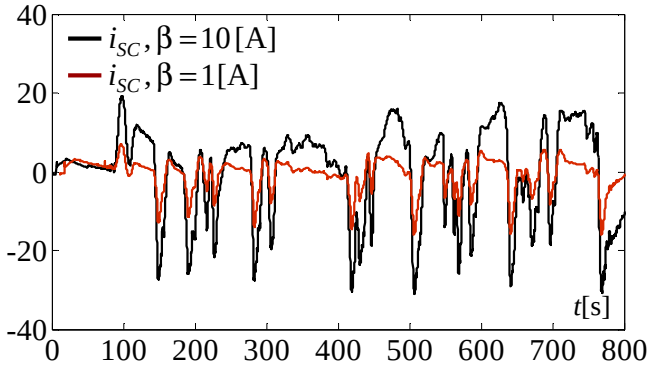


Figure V.43 Le courant du supercondensateur pour deux valeurs différentes de β=1 et β=10.

A partir de l'évolution du courant de charge, la Figure V.42 montre la réponse du système en boucle fermée mettant l'accent sur le lissage du courant de la batterie dans deux cas : pour un faible coefficient de compromis, $\beta = 1$, et pour une valeur moyenne $\beta = 10$. Dans ces résultats on remarque bien l'amélioration du lissage avec l'augmentation du coefficient β.

Les Figure V.44 a) et b), montre la tension du bus DC (Figure V.44, a) et l'évolution de la tension du supercondensateur (Figure V.44, b).

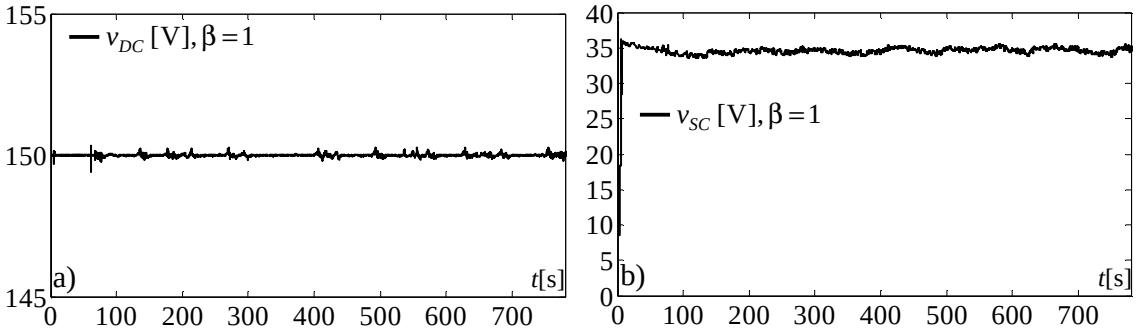


Figure V.44 a) La tension du bus DC (β=1) ; b) la tension du supercondensateur (β=1).

La Figure V.45 montre les variations du courant du supercondensateur dans les deux systèmes (émulé et réel). En analysant la figure, nous constatons que la dynamique du système est respectée dans les deux cas (émulation et réel).

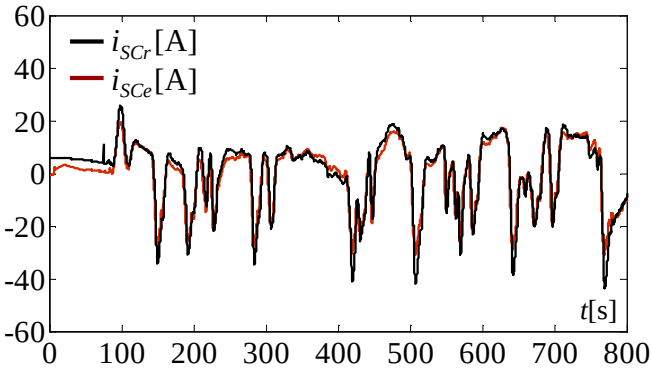


Figure V.45 Le courant du supercondensateur dans le système supercondensateur émule vs. le courant du supercondensateur dans le système supercondensateur réel.

V.6. Conclusion

Dans le cadre de ce travail, deux bancs d'essais pour les véhicules électriques basés sur le simulateur numérique temps réel en puissance ont été mis en œuvre. L'objectif principal est de valider différentes stratégies de gestion de énergie dans les véhicules dans des conditions réelles.

Une première étape a consisté en caractériser les différents équipements qui composent ce banc. Ensuite, nous avons procède à leur intégration dans une configuration de simulation numérique temps réel hybride de puissance. Le simulateur comporte une partie matérielle permettant de tester les stratégies de gestions d'énergie dans leurs conditions réelles de fonctionnement et une partie logicielle. Cette dernière est composée de l'architecture de contrôle-commande, modèle véhicule, modèles sources d'énergie (batterie et supercondensateur) et convertisseurs de puissance.

Les résultats obtenus pour la configuration de contrôle-commande sont très encourageants. Ils montrent la possibilité de faire des tests pour différentes stratégies de gestion d'énergie dans le véhicule.

Ces bancs ont été utilisés dans la validation des stratégies dans le véhicule électrique. La première stratégie validée a été la stratégie basée sur le filtre de premier ordre, la deuxième a été basée sur le filtre adaptatif et la dernière sur la commande optimale LQG.

Les résultats sur les deux bancs d'essais montrent la similitude entre le modèle du supercondensateur et le supercondensateur réel, respectivement entre émulation et réel.

Ce concept de test confère une très grande flexibilité aux expérimentations. Les changements des scénarios peuvent aisément être implémentés dans MATLAB®/Simulink®. De même, la configuration des sources d'énergie, les cycles de roulage, ainsi que les caractéristiques du véhicule peuvent aussi être facilement modifiées.

Ces bancs permettent aussi d'étudier d'autres stratégies de gestion de l'énergie. Il suffit juste de changer le modèle de gestion sous RT-LAB ou dSPACE.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce travail a été consacré à l'optimisation des flux d'énergie électrique dans un véhicule électrique comprenant des supercondensateurs en sus des batteries. Un des objectifs principaux a été de minimiser le stress dans les batteries en faisant supporter aux supercondensateurs les fortes dérivées du courant.

Dans le but de valider les algorithmes de gestion proposés, nous avons dans un premier temps défini la structure électrique du véhicule ainsi que les modèles de ses différentes composantes.

La question de la gestion de l'énergie dans le véhicule électrique a été traitée en prenant en compte les supercondensateurs comme source auxiliaire. Une stratégie de gestion de l'énergie basée sur la séparation en fréquence a été mise en œuvre. La gestion d'énergie a permis d'utiliser une structure de contrôle-commande simplifiée, facile d'implantation dans un véhicule réel et en même temps respectant les contraintes du constructeur. Le problème de la gestion de l'énergie a été divisé en deux approches : la première a consisté en utilisation d'un filtre de premier ordre pour la séparation en fréquence et la deuxième s'appuie sur un filtre adaptatif où la fréquence de séparation peut être modifiée en temps réel. Les résultats des simulations ont montré que le courant de la batterie peut être lissé en fonction des préférences de l'utilisateur par une simple reconfiguration des paramètres concernant la fréquence de séparation.

Une deuxième gestion de l'énergie a été proposée sur la base d'un algorithme de commande optimale : la commande optimale LQG. Le problème consiste à faire varier le coefficient de pondération (β) de manière optimale. Les résultats de simulation ont montré que le courant de la batterie peut être lissé en fonction des préférences de l'utilisateur, et ce, par le choix d'une valeur particulière du coefficient de pondération, β. Ce dernier tient compte des caractéristiques de la batterie fournie par le constructeur.

Après avoir testé en simulation les stratégies de gestion d'énergie proposées, ces dernières ont été mises en œuvre sur un banc de test hybride temps réel. Ce banc d'essai est un outil puissant et flexible qui nous a permis la connexion de systèmes réels (moteur électrique, électronique de puissance, supercondensateur), à des modèles simulées numériquement, laissant possible l'étude des problèmes mentionnés auparavant et le test en puissance. Les expérimentations réalisées ont corroboré la théorie.

Une étape particulière de ces travaux a consisté en l'implémentation de la commande optimale LQG dans la structure de gestion de l'énergie du véhicule, ce qui à notre connaissance, n'a pas été à l'heure actuelle encore exploité.

Les perspectives résultant de ce travail sont très nombreuses dans le cadre actuel pour la recherche concernant la diminution du stress dans les batteries et l'accroissement de leur durée de vie.

En ce qui concerne les perspectives à moyen terme, plusieurs perspectives sont envisageables :

- tester la commande optimale LQG dans un véhicule hybride thermique électrique ;
- adapter la commande optimale avec des informations prédictives sur le trajet ;
- utiliser dans le problème de gestion d'énergie basé sur la séparation en fréquence un filtre de type Kalman ;
- étudier les propriétés de robustesse des stratégies de contrôle-commande par rapport à différents types d'incertitudes paramétriques et à différents aléas relatifs aux facteurs exogènes (trajets, conducteurs, *etc.*) ;
- intégrer des modèles de contraintes plus précis (SOH des batteries).

La problématique du véhicule associé au réseau (Vehicle To Grid : V2G) est un champ de recherche à long terme. La structure mise en place peut, sans modifications majeures, être adaptée aux autres configurations des véhicules électriques et hybrides, autres gestions optimisées des flux énergétiques dans les véhicules et autres stratégies de la contrôle-commande associées. Dans ce sens là nous avons la possibilité de connecter le banc d'essai du véhicule émulé avec un réseau électrique réel ou émulé et dédier l'ensemble aux études V2G.

Bibliographie

Bibliographie

[AGB 11] K. S. AGBLI, M. C. PERA, D. HISSEL, O. RALLIERES, C. TURPIN and I. DOUMBIA, « *Multiphysics simulation of a PEM electrolyser: Energetic Macroscopic Representation approach* », International Journal of Hydrogen Energy, ELSEVIER, no. 36, pp. 1382-1398, 2011.

[AGE 08] Agence Internationale de l'énergie, Keyworld Energy Statistic, 2008.

[AIE 05] AIE, « *Emissions de CO_2 dues à la combustion de combustibles fossiles et à la combustion d'énergie* », 2005.

[AIX 12] [En ligne] AIXAM, http://www.aixam-city.com/, 15 septembre 2012.

[ALB 06] A. ALBINA, « *Étude et assemblage d'un condensateur diélectrique hybride utilisant des électrodes de grandes surfaces spécifiques* », Thèse de doctorat, l'Université Paul Sabatier, Toulouse III, 2006.

[AMM 02] K. AMMOUS, « *Contribution à la construction systématique des modèles moyens de convertisseurs de puissance* », Thèse de doctorat, l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2002.

[ANDC 09] A. M. ANDREICA, « *Optimisation énergétique de chaînes de conversion hydroliennes– modélisation, commandes et réalisations expérimentales* », Thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Juillet, 2009.

[ANDE 04] M. ANDRE, « *Real-world driving cycles for measuring cars pollutant emissions – Part A: The ARTEMIS European driving cycles. Report INRETS-LTE0411* », June 2004. Available: www.inrets.fr/ur/lte/publi-autresactions/fichesresultats/ficheartemis/road3/method31/Artemis_cycles_report_LTE0411.pdf (September 2012).

[ANDW 99] E. ANDREW, B. LIM, and X. Y. XUN, « *Stochastic Optimal LQR Control with Integral Quadratic Constraints and Indefinite Control Weights* », IEEE Transactions on Automatic Control, no. 7, vol. 44, pp. 1359-1369, July, 1999.

[AST 95] K. J. ÅSTROM, and T. HAGGLUND, « *PID controllers: theory, design and tuning* », 2nd edition, Instrument Society of America, 1995.

[BELH 01] F. BELHACHEMI, « *Modélisation et caractérisation des supercondensateurs à couche double électrique utilises en électronique de puissan*ce », Thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Lorraine, 2001.

[BELL 52] R. BELLMAN, « *The theory of dynamic programming* », Rand Corporation, Proceedings of the National Academy of Sciences, pp. 503-715, 1952.

[BERC 03] J. F. BERCHER, P. JARDIN « *Introduction au filtrage adaptatif* », Cours ESIEE, 2003.

[BERE 05] J. BERETTA, « *Le génie électrique automobile : la traction électrique* », Traité EGEM, Série Génie électrique, Hermes Lavoisier, 340 pages, mai 2005

[BLA 04] H. FORTIN-BLANCHETTE, G. SYBILLE, R. CHAMPAGNE, and L. A. DESSAINT, « *Analysis and validation of a real-time AC drive simulator* », IEEE Transaction on Power Electronics, no. 19, pp. 336-354, 2004.

[BOS 01] B. K. BOSE, « *Power Electronics and AC Drives* », Englewood Cliffs, Prentice – Hall, 2001.

[BOUJ 08] M. BOUJELBEN, R. TRIGUI, F. BADIN, S. ARDIZZONE and D. ESCUDIE « *Modeling and optimization of a plug-in hybrid urban microbus* », IEEE - Vehicle Power and Propulsion Conference, pp. 1-6, 2008.

[BOUL 09] L. BOULON, « *Modélisation multiphysique des éléments de stockage et de conversion d'énergie pour les véhicules électriques hybrides. Approche systémique pour la gestion d'énergie* », Thèse de doctorat, l'Université de Franche-Comté, 2009.

[BOUR 07] J. P. BOURGUIGNON, « *Calcul variationnel* », Ecole Polytechnique (Editions), Octobre, 2007.

[BOUS 09] A. BOUSCAYROL, X. GUILLAUD, P. DELARUE and B. LEMAIRE-SEMAIL, « *Energetic Macroscopic Representation and Inversion-Based Control Illustrated on a Wind-Energy-Conversion System Using Hardware-in-the-Loop Simulation* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 12, pp. 4826-4835, 2009.

[BRE 12] T. TIMOTHY, « *Minimum-Time Optimal Control of Many Robots that Move in the Same Direction at Different Speeds* », IEEE Transactions on Robotics, vol. 28, no. 2, pp. 351-363, April, 2012.

[BRU 88] P. B. BRUNO LEQUESNE and O. ROYAL, « *Variable operation of bistable electromechanical poppet valve actuator* », Brevet d'invetion, Patent Number 4,829,947, May, 1989.

[BUR 09] A. BURKE, « *Ultracapacitor Technologies and Application in Hybrid and Electric Vehicles* », International Journal of Energy Research, June 2009.

[CAN 02] D. CANDUSSO, « *Hybridation du groupe électrogène à pile à combustible pour l'alimentation d'un véhicule électrique* », Thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Grenoble, 2002.

[CER 00] M. CERAOLO, « *New Dynamical Models of Lead-Acid Batteries* », IEEE Transactions on Power Systems, vol. 15, no. 4, pp. 1184-1190, November, 2000.

[CHAM 04] R. CHAMPAGNE, L. A. DESSAINT, H. F. BLANCHETTE, and G. SYBILLE « *Analysis and Validation of a Real-Time AC Drive Simulator* », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 19, no. 2, March, 2004.

[CHAP 98] P. CHAPOULIE, and S. ASTIER, « *Modeling of an electric vehicle including ultracapacitors with SABER* », International Electric Vehicle Symposium and Exposition – EV 15, Brussels, Belgium, October 1-3, 1998.

[CHAP 99] P. CHAPOULIE, « *Modélisation systématique pour la conception de véhicules électriques multi-sources. Application aux véhicules équipes de générateurs photovoltaïques ou de supercondensateurs*», Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique Toulouse , 1999.

[CHI 04] P. CHIANG, Y. LOH, and D. M. VILATHGAMUWA, « *Design, analysis, and real-time testing of a controller for multibus microgrid system* », IEEE Transaction on Power Electronics, no. 19, pp. 1195-1204, 2004.

[CRA 10] O. CRACIUN, A. FLORESCU, S. BACHA, I. MUNTEANU, and A. I. BRATCU « *Hardware-in-the-loop testing of PV control systems using RT-Lab simulator* », 14th EPE-PEMC, 2010.

[CRA 11] O. CRACIUN, A. FLORESCU, I. MUNTEANU, S. BACHA, A. I. BRATCU, and D. RADU « *Protection Devices Testing based on Power-Hardware-in-the-Loop Simulation* », 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society − IECON, Melbourne, 2011.

[DAV 77] M. H. A. DAVIS, « *Linear Estimation and Stochastic Control* », Chapman and Hall, 1977.

[DES 08] B. DESTRAZ, « *Assistance énergétique à base de supercondensateurs pour véhicules à propulsion électrique et hybride* », Thèse de doctorat, École Polytechnique Fédérale de Lausanne 2008.

[DOU 02] R. A. DOUGAL, S. LIU, and R.E WHITE « *Power and Life Extension of Battery-Ultracapacitor Hybrids* », IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, vol. 25, no. 1, pp. 120-131, March, 2002.

[DSP 12] [En ligne] *dSPACE, http://www.dspace.fr*, 2012.

[DUF 05] C. DUFOUR, S. ABOURIDA, C. NAJUNDAIAH, and J. BELANGER, « *RT-LAB Real Time Simulation of Electric Drives and Systems* », in Proc. National Power Electronics Conference – NPEC 2005, India, December, 2005.

[DUR 93] R. C. DURIE, and C. POTTLE, « *An extensible real-time digital transient network analyzer* », IEEE Transactions on Power Systems, vol. 8, pp; 84 – 89, February, 1993.

[EHS 05] M. EHSANI, Y. GAO, S. E. GAY and A. EMADI, « *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles. Fundamentals, theory, and design* », Boca Raton (USA) CRC Press, 2005.

[EMA 05] A. EMADI, K. RAJASHEKARA, S. S. WILLIAMSON, and S. M. LUKIC, « *Topological overview of Hybrid Electric and Fuel Cell vehicular power systems arhitectures and configurations* », IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 54, no. 3, pp. 763-770, May, 2005.

[EUR 12] [En ligne] www.eur-lex.europa.eu/LexUriServ/LexUriServ.do?uri=OJ:L:1970:076:0001:0022:FR:PDF, September 2012.

[FAG 99] E. FAGGIOLI, E. RENA, and V. DANEL, « *On-line supercapacitor dynamic models for energy conversion and management* », Journal of Power Sources, no. 84, pp. 261-269, 1999.

[FLO 08] A. FLORESCU, « *Simulation temps-réel hybride de réseaux* », Rapport de projet de fin d'études, G2Elab, Juin, 2008.

[FLO 09] A. FLORESCU, « *Banc d'essais pour l'appareillage de protection basé sur simulateur temps réel de réseaux électriques d'éclairage* », Rapport de Master EEATS − INPG/UJF, Grenoble Master 2 Recherche, Spécialité « Génie Electrique », 2009.

[FLO 11] A. FLORESCU, H. TURKER, S. BACHA, and E. VINOT, « *Energy management system for hybrid electric vehicle: Real-time validation of the VEHLIB dedicated library* », Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), IEEE, pp. 1-6, September, 2011.

[FLO 12a] A. FLORESCU, I. MUNTEANU, A. I. BRATCU and S. BACHA, « *Frequency-Separation-Based Energy management Control Strategy of Power Flows within Electric Vehicles using Ultracapacitors* », IECON2012 (38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society), Montréal, Canada, Octobre, 2012.

[FLO 12b] A. FLORESCU, A. I. BRATCU, I. MUNTEANU, and S. BACHA, « *Energy Management System within Electric Vehicles Using An LQG-optimal-control-based Solution* », CAO'2012 (15th IFAC Workshop on Control Applications of Optimization), Rimini, Italy, September, 2012.

[FLO 12c] A. FLORESCU, I. MUNTEANU, A. I. BRATCU, and S. BACHA, « *Results Concerning Ultracapacitor-based Energy Management Strategy within Electric Vehicles*», ICSTCC 2012 (16th International Conference on System Theory, Control and Computing, IEEE Control Systems Society), Sinaia, Romania, 2012.

[FOR 04] P. FORSYTH, T. MAGUIRE, and R. KUFFEL, « *Real time digital simulation for control and protection system testing* », 35th Int. IEEE Power Electronics Specialists Conference, Germany, 2004.

[GAO 05] Y. GAO and M. EHSANI, « *Hybrid Electric Vehicle: Overview and State of the Art* », IEEE ISIE, Dubrovnik, Croatia, June, 2005.

[GAZ 06] H. GAZTANAGA ARANTZAMENDI, « *Etude de structures d'intégration des systèmes de génération décentralisée: Application aux microréseaux* », Thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Décembre, 2006.

[GAZ 06a] H. GAZTANAGA ARANTZAMENDI, I. ETXEBERRIA-OTADUI, S. BACHA, and D. ROYE « *Real-Time Analysis of the Control Structure and Management Functions of a Hybrid Microgrid System* », 32th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, IECON, pp. 5137-5142, November, 2006.

[GHA 06] S. GHANDOUR, « *Conception de Convertisseurs DC/DC à base de MEMS* », Thèse de doctorat, l'Université de Grenoble, 2006.

[GIL 93] A.GILBERT MCCOY, L. TODD and J. G. DOUGLASS, « *Energy-Efficient Electric Motor Selection Handbook* », The Bonneville Power Administration US, Department of Energy, 1993.

[GOM 03] C. GOMBERT, « *Etat de l'art sur la simulation numérique temps-réel, problématique de la simulation de dispositifs à base d'électronique de puissance et solutions* », Note Technique GIE No : NTe/Mo43/03/002/A, Juin, 2003.

[GOM 05] C. GOMBERT, « *Simulation temps-réel des dispositifs d'électronique de puissance dédiés aux réseaux d'énergie électrique* », Thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Septembre, 2005.

[GOM 06] C. Gombert, D. Ocnasu, S. Bacha, D. Roye, and Y. Bésanger, « *Test of a PWM Controller using Real-Time Digital Simulation* », International Review of Electrical Engineering, 2006

[GON 08] A. GONG, Y. LI, and Z. R. PENG, « *Trip-based optimal power management of plug-in hybrid electric vehicles* », IEEE Transactions on Vehicular Technology, no. 57, pp. 3393-3401, 2008.

[GUI 09] G. GUIDI, T. M. UNDELAND, and Y. HORI, « *Effectiveness of Supercapacitors as Power-Assist in Pure EV Using a Sodium-Nickel Chloride Battery as Main Energy Storage* », EVS 24th International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium, Stavanger, Norway, May, 2009.

[HAA 10] M. HAAS, « *The first fully-variable, electro-hydraulic valve control system* », Schaeffler Symposium, 2010.

[HAU 11] M. HAUCK, « *Optimisation de l'architecture et de la commande de la chaîne électrique d'une hydrolienne fluviale : conception et réalisation* », Thèse de doctorat, l'Université de Grenoble, Décembre, 2011.

[HOA 07] E. HOANG, G. FELD, B. REVOL et D. PENARD, « *Eléments d'étude d'un système de stockage de l'énergie électrique: le supercondensateur* », Revue 3EI 20, 2007.

[HUR 01] N. HUR, J. JUNG, and K. NAM, « *A Fast Dynamic DC-link Power-Balancing Scheme for a PWM converter-inverter System* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 48, no. 4, pp. 794-803, 2001.

[IFP 12] [En ligne] IFP, « *Les moteurs conventionnels* », http://www.ifp.fr, 15 Septembre 2012.

[KAM 11] M. KAMGARPOUR, M. SOLER, C. J. TOMLIN, A. OLIVARES, and J. LYGEROS, « *Hybrid Optimal Control for Aircraft Trajectory Design with a Variable Sequence of Modes* », 18th IFAC World Congress, Italy, September, 2011.

[KER 09] S. KERMANI, « *Gestion énergétique des véhicules hybrides : de la simulation à la commande temps réel* », Thèse de doctorat, l'Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, 2009.

[KER 12] S. KERMANI, S. DELPRAT, T. GUERRA, R. TRIGUI, B. JEANNERET « *Predictive energy management for hybrid vehicle* », Control Engineering Practice, 20, pp. 408-420, 2012.

[KES 07] J. T. B. A. KESSELS, « *Energy Management for Automotive Power Nets* », Thèse de doctorat, Dutch Institute of Systems and Control, 2007.

[KHA 10] A. KHALIGH and Z. LI, « *Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art* », IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 59, no. 6, July, 2010.

[KUB 03] R. KUBIS, « *Market for lead (Pb) batteries in Europe – current situation and prospects* », Journal of Power Sources, ELSEVIER, vol. 116, issues 1-2, July, 2003.

[LAJ 06] W. LAJNEF, « *Modélisation des supercondensateurs et évaluation de leur vieillissement en cyclage actif à forts niveaux de courant pour des applications véhicules électriques et hybrides* », Thèse de doctorat, l'Université Bordeaux 1, 2006.

[LAR 12] [En ligne] E. LAROCHE, « *Commande Optimale* », Notes de Cours, Ecole Nationale Supérieure de Physique de Strasbourg, Option Ingénierie des Systèmes, Automatique et Vision, http://eavr.u-strasbg.fr/~laroche/student/MasterISTI/ComOpt.pdf, 15 Septembre 2012.

[LHO 07] W. LHOMME, « *Gestion d'énergie de véhicules électriques hybrides basée sur la représentation énergétique macroscopique* », Thèse de doctorat, l'Université des Sciences et Technologies de Lille, 2007.

[LOP 08] M. LOPEZ, « *Contribution à l'optimisation d'un système de conversion éolien pour une unité de production isolée* », Thèse de doctorat, l'Université Paris-Sud 11 et Faculté des sciences d'Orsay, 2008.

[LU 07] Y. LU, H. L. HESS, and D. B. EDWARDS « *Adaptive control of an ultracapacitor energy storage system for hybrid electric vehicles* », IEEE International Conference Electric Machines and Drives, vol. 1, pp. 129-133, 2007.

[LUB 11] L. LUBLIN, S. GROCOTT, and M. ATHANS, « *H_2 (LQG) and H_∞ Control* », The Control Handbook, CRC Press, USA, pp. 18-1-18-19, 2011.

[MAK 08] K. MAKER, « *Optimisation et gestion d'énergie pour un système hybride : association Pile à Combustible et Supercondensateurs* », Thèse de doctorat, l'Université de Technologie Belfort Montbeliard, 2008.

[MARO 05] J. S. MAROIETHOZ, « *Étude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques : topologies, modulation et commande* », Thèse de doctorat, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.

[MART 11] J. S. MARTINEZ, D. HISSEL, M. C. PERA, and M. AMIET, « *Practical Control Structure and Energy Management of a Testbed Hybrid Electric Vehicle* », IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 60, no. 9, pp. 4139-4152, November, 2011.

[MAX 12] [En ligne] http://www.maxwell.com/ultracapacitors/?gclid=CNnRn_PJt7ACFUdlfAodw3Sc9A, 2012.

[MES 07] V. MESTER, « *Conception optimale systémique des composants des chaînes de traction électrique* », Thèse de doctorat, l'École Centrale de Lille, 2007.

[MIL 09] J. M. MILLER, T. BOHN, T. J. DOUGHERTY, and U. DESHPANDE, « *Why Hybridization of Energy Storage is Essential for Future Hybrid, Plug-in and Battery Electric Vehicles* », IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, CA, U.S.A., pp. 2614-2620, September, 2009.

[MON 04] A. MONTI, X. WU, and S. LENTIJO « *A novel interface for power-hardware-in-the-loop simulation* », IEEE Workshop on Computers in Power Electronics, pp. 178-182, 2004.

[MOR 06] J. MORENO, M. E. ORTUZAR, and J. W. DIXON, « *Energy-Management System for a Hybrid Electric Vehicle, Using Ultracapacitors and Neural Networks* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 2, pp. 614-623, April, 2006.

[MOU 10] S. J. MOURA, H. K. FATHY, D. S. CALLAWAY, and J. L. STEIN, « *A Stochastic Optimal Control Approach for Power Management in Plug-IN Hybrid Electric Vehicles* », IEEE Transactions on Control Systems Technology, pp. 1-10, July, 2010.

[MUN 05] I. MUNTEANU, N. A. CUTULULIS, A. I. BRATCU, and E. CEANGA « *Optimization of variable speed wind power systems based on a LQG approach* », Control Engineering Practice, no. 7, vol. 13, pp. 902-912, 2005.

[MUN 07] I. MUNTEANU, S. BACHA, A. I. BRATCU, J. GUIRAUD, and D. ROYE « *Conception systématique des simulateurs temps réel hardware-in-the-loop – Application aux systèmes de conversion éolienne* », Journal Européen des Systèmes Automatisés, Hermès-Lavoisier, no. 9-10, vol. 41, pp. 1139-1164, 2007.

[MUN 08] I. MUNTEANU, A. I. BRATCU, N. A. CUTULULIS, and E. CEANGA « *Optimal Control of Wind Energy Systems-Towards a Global Approach* », Springer, ISBN: 978-1-84800-079-7, ed. 2008.

[NAM 11] K. NAMWOOK, C. SUKWON, and P. HEUI, « *Optimal Control of Hybrid Electric Vehicles Based on Pontryagin's Minimum Principle* », IEEE Transactions on Control Systems Technology, vol. 19, no. 5, pp. 1279-1287, September, 2011.

[NOU 08] A. NOUH, « *Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers* », Thèse de doctorat, l'Université de Technologie de Belfort-Montbéliard et l'Université de Franche-Comté, 2008.

[OCN 08] D. OCNASU, « *Modélisation, commande et simulation temps-réel hybride des systèmes de génération non conventionnels* », Thèse de doctorat, l'Université Joseph Fourier, Grenoble, Octobre, 2008.

[OPA 12] [En ligne] Opal-RT Technologies. *RT-LAB distributed real-time power*, http://www.opal-rt.com/, 2012.

[OZA 04] E. OZATAY, B. ZILE, J. ANSTROM, and S. BRENNAN, « *Power Distribution Control Coordinating Ultracapacitors and Batteries for Electric Vehicles* », Proceedings of American Control Conference – ACC 2004, Boston, Massachusetts, U.S.A., vol. 5, pp. 4716-4721, 2004.

[PAQ 07] J. N. PAQUIN, J. MOYEN, G. DUMUR, V. LAPOINTE, « *Real-Time and Off-Line Simulation of a Detailed Wind Farm Model Connected to a Multi-Bus Network* », IEEE Electrical Power Conference (EPC'07), Canada, 2007.

[PER 12] J. PERCEBOIS et C. MANDIL, « *Rapport énergies 2050* », 2012.

[PON 74] L. PONTRYAGIN, V. BOLTYANSKI, R. GAMKRELIDZE, E. MICHTCHENKO, « *Théorie mathématique des processus optimaux* », Editions Mir, Moscou, 1974.

[POU 10] P. POURE, S. KARIMI, and S. SAADATE « *An hil-based reconfigurable platform for design, implementation, and verification of electrical system digital controllers* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, no. 57, 2010.

[PUI 12] [En ligne] *Puissance Plus*, http ://www.puissanceplus.com/, 2012.

[RAP 10] « *Approche de la maîtrise des risques spécifiques de la filière véhicules électriques: Données de la base sur les différentes technologies de stockage d'énergie* », 2010.

[REG 07] Règlement (CE) N°715/2007 du Parlement Européen du Conseil du 20 juin 2007.

[REGA 87] P. REGALIA, and S. MITRA, « *A class of magnitude complementary loudspeaker crossovers* », IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. 35, no. 11, pp. 1509-1516, 1987.

[RIF 11] Y. RIFFONNEAU, S. BACHA, F. BARRUEL, and S. PLOIX, « *Optimal Power Flow Management for Grid Connected PV Systems With Batteries* », IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 2, no. 3, pp. 309-320, July, 2011.

[ROU 08] G. ROUSSEAU, « *Véhicule hybride et commande optimale* », Thèse de doctorat, l'École Nationale Supérieure des Mines de Paris, 2008.

[ROY 05] D. ROYE, Y. BESSANGER, F. BLANCHE, R. CHAREILLE, C. GOMBERT and S. BACHA « *Simulation numérique temps-réel de systèmes à base d'électronique de puissance − test en temps-réel de contrôles-commandes mli* », Revue Internationale de Génie Electrique, 2005.

[RUH 05] O. RUHLE, and R. KREBS, « *Enhanced relay testing using a dynamic simulator program system in real time* », IEEE PowerTech Conference, 2005.

[RUI 10] X. RUI, H. HONGWEN, Z. XIAOWEI, and W. YI, « S*imulation study ultracapcitor-battery power system for PHEV* », 2nd International Conference on Future Computer and Communication – ICFCC 2010, vol. 1, Wuhan, China, pp. V1-496-V1-500. May, 2010.

[RUS 93] I. RUSNAK, W. S. GRAY, and A. GUEZ, « *Generalizing the Certainty Equivalence Principle and Separation Theorems Beyond the Usual Heuristics* », IEEE American Control Conference, pp. 2965-2966, June, 1993.

[SAE 02] R. SAEKS, J. C. CHADWICK, J. NEIDHOEFER, P. R. MAYS, and J. J. MURRAY, « *Adaptive Control of a Hybrid Electric VEhicle* », IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, vol. 3, no. 4, pp. 213-234, December, 2002.

[SAI 09] R. SIADUR, « *A review on electrical motors energy use and energy savings* », Renewable and Sustainable Energy Reviews 14, ELSEVIER, pp. 877-898, October, 2009.

[SAL 92] Z. M. SALAMEH, M. A. CASACCA, and V. A. LYNCH, « *A mathematical model for lead-acid batteries* », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 7, no. 1, pp. 93-97, 1992.

[SCO 05] J. SCORDIA, M. DESBOIS-RENAUDIN, R. TRIGUI, B. JEANNERET and F. BADIN, « *Global optimisation of energy management laws in hybrid vehicles using dynamic programming* », International Journal of Vehicle Design, vol. 39, no. 4, pp. 349-367, 2005.

[SIL 10] C. SILVA, and E. TRELAT, « *Smooth Regularization of Bang-Bang Optimal Control Problems* », IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 55, no. 11, pp. 2488-2499, November, 2010.

[STE 04] M. STEURER, H. LI, K. SHI, and D. ZHANG, « *Developement of a Unified Design, Test and Research Platform for Wind Energy Systems based on Hardware-In-the-Loop Real Time Simulation* », 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Germany, 2004.

[TEO 04] R. TEODORESCU, F. BLAABJERG, « *Flexible Control of Small Wind Turbines With Grid Failure Detection Operating in Stand-Alone and Grid-Connected Mode* », IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 19, no. 5, September, 2004.

[THO 07] P. THOUNTHONG, S. RAEL, and B. DAVAT, « *Control strategy of fuel cell and supercapacitors association for a distributed generation system* », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 6, pp. 3225-3233, 2007.

[TRE 12] [En ligne] E. TRELAT, « *Commande Optimale* », Notes de Cours, http://www.univ-orleans.fr/mapmo/membres/trelat/enseignement/M2controle_optimal/courscontopt.pd, Septembre 2012.

[TRIG 04] R. TRIGUI, B. JEANNERET, and F. BADIN, « *Systemic modelling of hybrid vehicles in order to predict dynamic performance and energy consumption−Bulding the VEHLIB library of models* », Revue Recherche Transports Sécurité, no. 83, pp. 129-150, 2004.

[TRIG 04a] R. TRIGUI, J. SCORDIA, M DESBOIS-RENAUDIN, B. JEANNERET and F. BADIN, « *Global forward backward approach for systematic analysis and implementation of hybrid vehicle management laws – Application to a two paralle hybrid power train* », European ELE-Drive Transportation Conference & Exhibition, Portugal, March, 2004.

[TRIG 11] R. TRIGUI, « *Approche systémique pour la modélisation, la gestion de l'énergie et l'aide au dimensionnement des véhicules hybrides thermiques-électriques* », HDR, l'Université Lille 1, Sciences et Technologies, 2011.

[TRIT 10] P. TRITSCHLER, « *Optimisation de l'architecture électrique et gestion pour un système a pile combustible embarquée dédie a l'application agricole* », Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2010.

[TRIT 10a] P. TRITSCHLER, S. BACHA, E. RULLIERE, and G. HUSSON, « *Energy management strategies for an embedded fuell cell system on agricultural vehicles* », 19th IEEE International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp. 1-6, September, 2010.

[UNE 07] « *Case Studies on Climate Change and World Heritage*», Centre du patrimoine mondial de l'UNESCO, 2007.

[VAL 04] I. VALERO EXPOSITO, « *Interface et contrôle commande de piles a combustible pour applications stationnaires et transport* », Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, 2004.

[VAL 06] I. VALERO, S. BACHA and E. RULLIERE, « *Comparison of energy management controls for fuel cell applications* », Journal of Power Sources, vol. 156, no. 1, pp. 50-56, May, 2006.

[WAF 09] S. WAFFLER, and J. W. KOLAR, « *A Novel Low-Loss Modulation Strategy for High-Power Bidirectional Buck + Boost Converters* », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, no. 6, pp. 1589-1599, June, 2009.

[WAR 07] [En ligne] T. J. WARREN, « *Hybrid Vehicle Technologies* », www.PDHonline.org. PDH Course G208, Warren T. Jones © 2007.

[WU 12] C. H. WU, Y. H. HUNG and C. W. HONG, « *On-line supercapacitor dynamic models for energy conversion and management* », Journal of Energy Conversion and Management, vol. 53, no. 1, pp. 337-345, 2012.

Annexes

Annexe A

Paramètres du véhicule électrique

Le véhicule présenté à la fin du premier chapitre est un véhicule électrique avec deux sources d'énergie, la batterie et le supercondensateur, leurs deux convertisseurs de puissance associés (Buck-boost) et le groupe motopropulseur.

Les sources d'énergie électrique

Le Tableau A.1 résume les caractéristiques principales des éléments de batterie, sachant que les paramètres de la batterie ont été calculés dans le cadre du projet « VELECTA » par notre partenaire, à savoir IFSTAR (L'Institut français des sciences et technologies des transports, de l'aménagement et des réseaux) [TRIG 04], [BOUJ 08].

Tableau A.1 Caractéristiques des éléments de la source principale d'énergie

Type	Batterie au Plomb
Capacité nominale [Ah]	12.6
Masse [Kg]	4.6
Résistance interne en décharge [Ω]	0.0134
Résistance interne en charge [Ω]	0.0134
Courant maximal de décharge [A]	300
Courant minimal de charge [A]	-105
Tension minimale de décharge [V]	1.5
Tension maximale de charge [V]	2.6
Rendement faradique	0.95

Les paramètres du circuit de la batterie (des valeurs constantes) (**Chapitre II paragraphe II.3.1**) :

$$\begin{cases} R_1 = 13.4\ \mathrm{m\Omega} \\ R_2 = 13.4\ \mathrm{m\Omega} \\ C_1 = 12.6\ \mathrm{Ah} \\ C_2 = 12.6\ \mathrm{Ah} \end{cases}$$

Les paramètres du circuit de la batterie, du bus continu et du circuit du supercondensateur (des valeurs constantes) (**Chapitre III paragraphe III.2.1.1.**) :

$$\begin{cases} R_{bat} = 13.4\,\mathrm{m\Omega} \\ L = 0.5\,\mathrm{mH} \\ R_{SC} = 0.008\,\Omega \\ R_{DC} = 100\,\mathrm{k\Omega} \\ C_{DC} = 2200\,\mu\mathrm{F} \end{cases}$$

Le Tableau A.2 résume les caractéristiques principales des éléments de supercondensateur.

Tableau A.2 Caractéristiques des éléments de la source secondaire d'énergie

Type	Supercondensateur
Capacité nominale [F]	2600
Masse [Kg]	0.75
Résistance interne en décharge [mΩ]	0.8
Courant maximal [A]	500
Tension nominale [V]	2.7
Tension maximale [V]	2.85

Les paramètres du circuit du supercondensateur (**Chapitre II paragraphe II.3.2**) :

$$\begin{cases} R_s = 0.8\,\mathrm{m\Omega} \\ C_0 = 2600\,\mathrm{F} \\ C_1 = 360\,\mathrm{F} \\ C_2 = 360\,\mathrm{F} \\ R_1 = 600 \cdot 10^{-6} \\ R_2 = 450 \cdot 10^{-6} \end{cases}$$

Les convertisseurs de puissance et bus DC

Les paramètres des convertisseurs de puissance Buck-boost et du bus DC (**Chapitre II paragraphe II.3.3**) :

$$\begin{cases} L_{ES} = 0.5\,\mathrm{mH} \\ v_{DC}^{*} = 150\,\mathrm{V} \\ R_{DC} = 100\,\mathrm{k\Omega} \\ C_{DC} = 2200\,\mu\mathrm{F} \end{cases}$$

Les paramètres des pertes dans les convertisseurs de puissance Buck-boost (**Chapitre II paragraphe II.3.3**) :

- Les pertes par commutation dans les IGBTs :

$$\begin{cases} f_{dec} = 10000\,\text{Hz} \\ E_{on} = 33 \cdot 10^{-3}\ \text{mJ} \\ E_{off} = 42 \cdot 10^{-3}\ \text{mJ} \end{cases}$$

- Les pertes dans les diodes :

$$\begin{cases} E_{rr} = 30.5 \cdot 10^{-3}\ \text{mJ} \\ r_D = 0.012\,\Omega \end{cases}$$

Le véhicule électrique et son groupe motopropulseur

Les paramètres du modèle dynamique du véhicule (**Chapitre II paragraphe II.3.4.1.**) :

- la masse du moteur électrique avec le convertisseur de puissance = 45 Kg ;
- l'inertie du moteur électrique = $0.103\,\text{Kg} \cdot \text{m}^2$

Les paramètres du modèle dynamique du véhicule (**Chapitre II paragraphe II.3.4.3.**) :

- les paramètres pneumatiques :

$$\begin{cases} R_{roue} = 0.26\,\text{m} \\ N_{roue} = 4 \end{cases}$$

- les paramètres du véhicule :

$$\begin{cases} \rho_{air} = 1.2\ \text{Kg/m}^3 \\ S = 1.6\ \text{m}^2 \\ C_x = 0.375 \\ M = 725\,\text{Kg} \\ \mu = 0.6 \end{cases}$$

Annexe B

Paramètres de l'architecture de contrôle

B.1. Architecture de contrôle concernant la simulation

Les paramètres des correcteurs de courant PI (**Chapitre III paragraphe III.2.1.1**) :

- les paramètres du correcteur de courant de la batterie (PI) :

$$\begin{cases} K_p = -0.05 \\ T_i = 20\,\text{ms} \end{cases}$$

- les paramètres du correcteur de courant du supercondensateur (PI) :

$$\begin{cases} K_p = -0.05 \\ T_i = 20\,\text{ms} \end{cases}$$

Les paramètres des correcteurs de tension du bus DC, PI (**Chapitre III paragraphe III.2.1.1**) :

$$\begin{cases} K_p = 2.5 \\ T_i = 33\,\text{ms} \end{cases}$$

Les paramètres du correcteur de tension du supercondensateur, P avec un filtre du premier ordre (**Chapitre III paragraphe III.3.1**) :

$$\begin{cases} K_{pSC} = 2 \\ T_C = 29.46\,\text{s} \end{cases}$$

Les paramètres du correcteur de tension du bus DC, PI (**Chapitre III paragraphe III.3.1**) :

$$\begin{cases} K_p = 2.5 \\ T_i = 33\,\text{ms} \end{cases}$$

Les paramètres des correcteurs de courant (batterie et supercondensateur), PI (**Chapitre III paragraphe III.3.1**) :

$$\begin{cases} K_p = -0.05 \\ T_i = 20\,\text{ms} \end{cases}$$

Les paramètres du correcteur de tension du bus DC, PI (**Chapitre IV paragraphe IV.5.1**) :

$$\begin{cases} K_p = 2.5 \\ T_i = 33\,\text{ms} \end{cases}$$

Les paramètres du correcteur de la tension du supercondensateur, P avec un filtre du premier ordre (**Chapitre IV paragraphe IV.5.1**) :

$$\begin{cases} K_{pSC} = 1.46 \\ T_C = 30\,\text{s} \end{cases}$$

Les paramètres des correcteurs de courant (batterie et supercondensateur), PI (**Chapitre IV paragraphe IV.5.1**) :

$$\begin{cases} K_p = -0.05 \\ T_i = 20\,\text{ms} \end{cases}$$

Les paramètres qui concernent la conception de la structure de commande LQG pour le système étudie (**Chapitre IV paragraphe IV.5.2**) : la fréquence de séparation (base fréquence) correspondant à : $T = 10\,\text{s}$; les gammes de gain-scheduling : $i_{bat} \in [-100 \quad -50 \quad 0 \quad 50 \quad 100 \quad 150 \quad 200 \quad 250]\,\text{A}$ et $v_{SC} \in [0 \quad 10 \quad 30 \quad 45]\,\text{V}$.

B.2. Architecture de contrôle concernant le banc d'essais

Paramètres du correcteur de vitesse de rotation PI (**Chapitre V paragraphe V.3.3.1**) :

$$\begin{cases} K_p = 1 \\ K_i = 2.7 \end{cases}$$

Les paramètres du correcteur de tension du bus DC, PID ou la valeur de la constante de temps du filtre est $T_f = 50\,\text{ms}$ (**Chapitre V paragraphe IV.4.1**) :

$$\begin{cases} K_p = 2.5 \\ T_i = 40\,\text{ms} \\ T_d = 10\,\text{ms} \end{cases}$$

Les paramètres des correcteurs de courant (batterie et supercondensateur), PI (**Chapitre V paragraphe V.4.1**) :

$$\begin{cases} K_p = -8.33 \cdot 10^{-3} \\ T_i = 20\,\text{ms} \end{cases}$$

Les paramètres du correcteur de la tension du supercondensateur, P avec un filtre du premier ordre (**Chapitre V paragraphe V.4.3**) :

$$\begin{cases} K_{pSC} = 2 \\ T_i = 30\,\text{s} \end{cases}$$

Annexe C

Banc d'essais

Le banc expérimental comporte deux parties essentielles : la partie software et la partie hardware.

C.1. Partie software

Simulateur numérique temps réel RT-LAB

La plateforme matérielle de RT-LAB, existante au G2Elab, comporte deux parties principales : les stations de commande (hôtes) et les stations de calcul (cible) comme on peut le voir dans la Figure C.1.

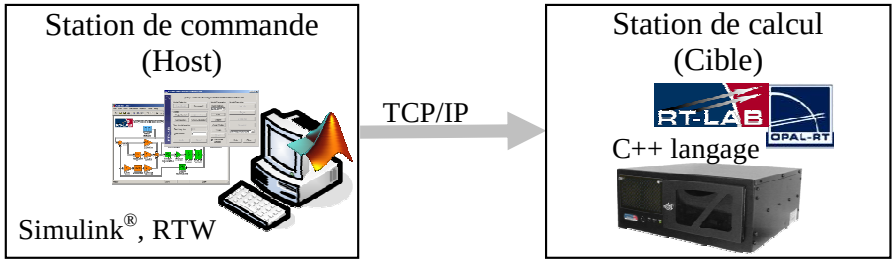


Figure C.1 La structure du simulateur RT-LAB

La configuration du système telle qu'utilisée dans ce mémoire et qui est présente au G2Elab comporte :

- un nombre illimité de licences sur les stations de commande (hôtes), ce qui permet la conception simultanée des modèles par plusieurs utilisateurs. En terme de matériel, actuellement la conception peut être effectuée sur quatre postes : Intel Core Duo (2 CPU) à 2,13GHz et 3GB de mémoire vivre, ayant comme système d'exploitation Windows XP Professional ;
- la cible (station de calcul) consiste en une station disposant de deux processeurs Intel Core2 XEON Quatro (8 CPU) à 2,33GHz et 2GB de mémoire vive, ayant comme système d'exploitation QNX, qui supporte l'exécution en temps réel du modèle compilé. En terme d'interconnexion HIL ou PHIL, le système comporte : 32 convertisseurs A/N à 16-bits, dont 16 sur carte active (FPGA), 32 convertisseurs N/A à 16-bits, dont 16 sur carte active (FPGA), 64 entrées/sorties numériques, dont 32 sur carte active (FPGA).

RT-LAB apporte à MATLAB®/Simulink® des modules spécifiques comme :

Artemis est une suite d'algorithmes et de méthodes qui optimisent les modèles de systèmes électromécaniques créés dans Simulink®, à l'aide de SimPowerSystems, en les adaptant aux contraintes du temps réel. Contrairement à SimPowerSystems, ARTEMIS a été conçu pour supporter l'implémentation temps-réel de simulations de systèmes électriques, ce qui améliore considérablement la vitesse de simulation tout en préservant la précision ;

RT-Events est une librairie de blocs qui fonctionnent avec MATLAB®/Simulink® pour améliorer l'efficacité et la précision des simulations continues et discrètes de systèmes dont la dynamique varie du fait d’évènements discrets. Sa principale caractéristique est qu’il compense les erreurs introduites lorsque les évènements arrivent entre les pas de calcul comme par exemple l’effet Jitter ;

RTeDrive est un bockset Simulink® de convertisseurs et modèles concernant le moteur électrique pour simuler des moteurs électriques dans l’environnement temps réel. Ce module inclut des convertisseurs de puissance de type DC/AC intégrant une technique d’interpolation temps réel pour améliorer la précision des simulations ;

RT-Lab.XSG (XSG, Xilinx System Generator) sont des outils de développement pour concevoir des modèles avec le Blockset Xilinx et les exécuter sur des cartes actives FPGA Opal-RT avec processeur Xilinx. Une autre librairie, XSGeDRIVE comporte des blocs Xilinx précompilés pour simuler des commandes d'électronique de puissance sur FPGA.

L’exécution des modèles en temps réel avec RT-LAB est conçue de manière très simple pour l’utilisateur.

Les étapes à suivre sont les suivantes :

Open model permet l’ouverture d’un modèle déjà crée en MATLAB®/Simulink® (.mdl) ;

Edit permet l’édition du modèle ouvert en vue de son adaptation pour l’environnement temps réel ;

Build permet la génération automatique du code temps réel ;

Assign permet de spécifier exactement sur quel nœud de calcul sur la cible serra exécuté chaque sous-système et permet aussi l’activation du mode XHP (Extreme High Performance) ;

Load permet le transfert du code par protocole Internet vers les nœuds sélectionnés et après les différents sous-systèmes sont chargés sur chaque cible et dans cette manière la communication est établie ;

Execute permet de lancer la simulation temps réel.

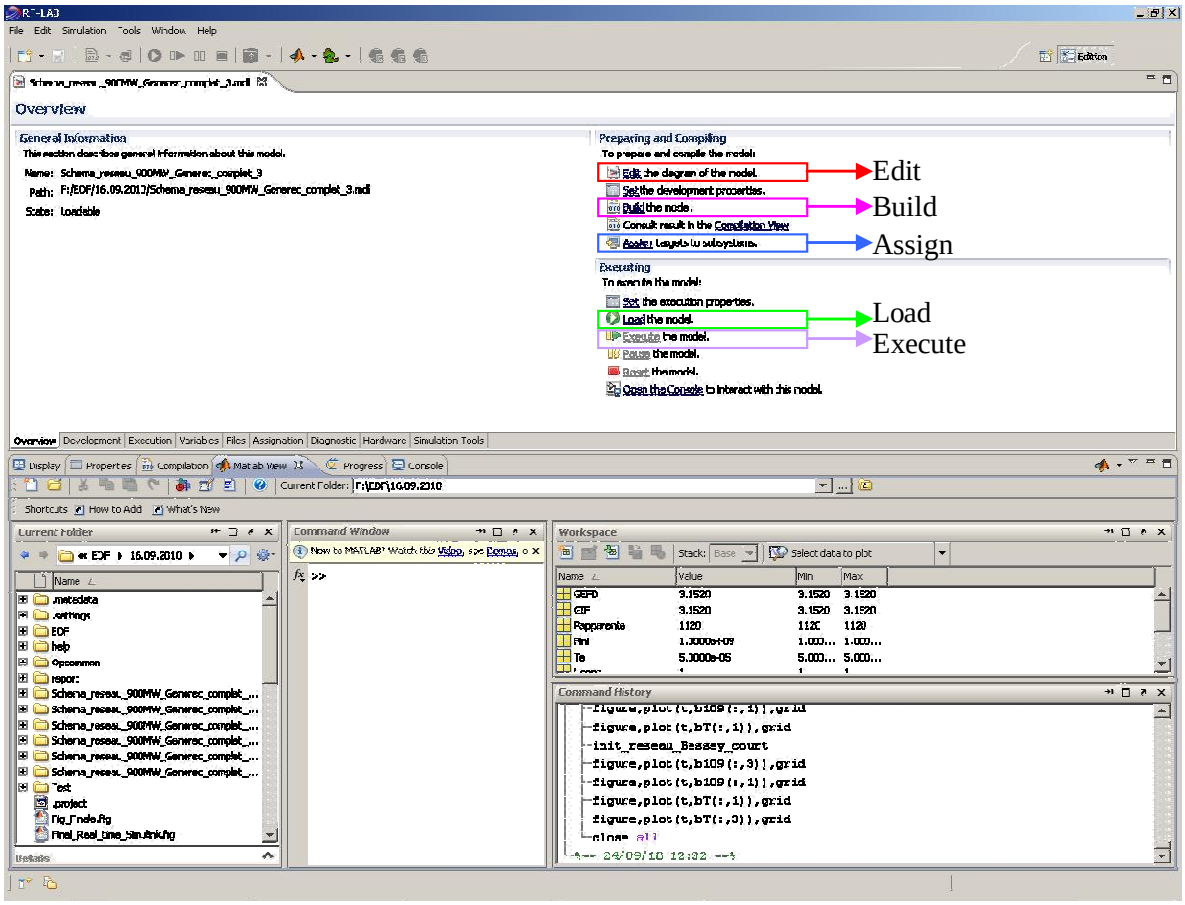


Figure C.2 Interface graphique RT-LAB.

Les paramètres du simulateur temps réel RT-LAB (**Chapitre V**) : le temps de discrétisation $T_s = 100\,\mu s$, les sorties analogiques de ±10 V et la méthode de calcul « ode3 (Bogachi-Shampine) ».

Simulateur numérique temps réel dSPACE

Pour faciliter l'implantation des différents algorithmes de contrôle, on utilise un ensemble matériel et logiciel de prototypage rapide – système dSPACE RTI 1005 [DSP 12] – basé sur l'environnement MATLAB®/Simulink®. Ce système modulaire est composé d'une carte processeur et d'un certain nombre de cartes d'entrées-sorties. Ce système flexible et évolutif peut être complété pour des besoins futurs.

Il est possible de rajouter à la demande une carte processeur supplémentaire (augmentation de la puissance de calcul) ou des cartes d'Entrées/Sorties supplémentaires (augmentation du nombre ou du type d'entrées-sorties).

Le système actuel est composé de :

- une carte processeur DS1005 PC board (carte mère) : PC 750 fonctionnant à 480MHz, 128 Mo de RAM, 16Mo de mémoire Flash ;

- une carte DS2003 (carte d'acquisition des mesures) : 32 entrées analogiques multiplexées, résolution jusqu'à 16 bits, échantillonneurs bloqueurs synchrones ;
- une carte DS2101 (carte de visualisation) : 5 sorties analogiques Résolution de 12bits ;
- une carte DS3002 (carte vitesse) : 6 entrées hautes résolutions pour codeurs incrémentaux ;
- une carte DS4003 (carte I / O) : 96 entrées/sorties logiques ;
- une carte DS5101 (carte PWM) : 16 sorties PWM, résolution de 25ns.

L'avantage principal de ce contrôleur est sans conteste sa flexibilité : à partir de stratégies implantées puis simulées sous Simulink®, on peut introduire ces mêmes commandes de manière automatique directement dans le DSP. La phase de tests dans ce genre de système est donc largement réduite. Il permet également de visualiser en temps réel toutes les grandeurs de commande (carte DS2101), de modifier en temps réel les paramètres de commande (pour ajuster ainsi le dimensionnement d'un correcteur ou changer une valeur de référence) et de stocker jusqu'à 13 Mo de données sur une mémoire de type Flash pour un post traitement.

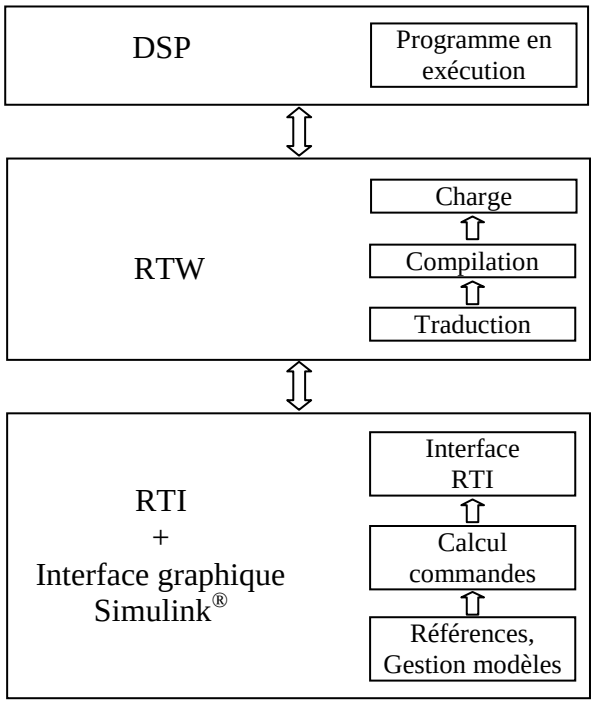


Figure C.3 Outils logiciels intervenant dans le développement, la traduction et l'interfaçage.

Les différents outils logiciels permettant la traduction en langage de haut niveau, la charge et l'interfaçage du programme sont les suivants (Figure C.3) :

MATLAB®/Simulink® : il est utilisé à deux niveaux. Il permet de modéliser l'ensemble du système physique étudié, pour la compréhension du système et la mise au point de la commande envisagée. Les stratégies de commande sont ensuite directement implémentées sur le banc d'essai dans le même environnement.

RTI (Real Time Interface) : il s'agit d'une librairie de Simulink® comprenant les différents blocs spécifiques à l'implémentation de la commande sur le DSP en question. Ces blocs correspondent essentiellement aux entrées/sorties du système, comme le bloc de mesures des grandeurs physiques ou le bloc PWM permettant de gérer les commutations des interrupteurs.

RTW (Real Time Workshop) : ce programme compile les fichiers Simulink® afin d'être chargés dans le DSP.

Control Desk : ce programme sert à la construction d'une interface graphique, permettant de visualiser des grandeurs en temps réel, de contrôler le démarrage et l'arrêt du programme. Dans le cadre de ce banc, les fonctionnalités de ce programme ne sont pas utilisées, elles sont directement implantées dans le schéma de commande sous Simulink®. Il n'est utile dans notre cas que pour récupérer si nécessaire les grandeurs mesurées ou calculées, stockées dans la mémoire Flash.

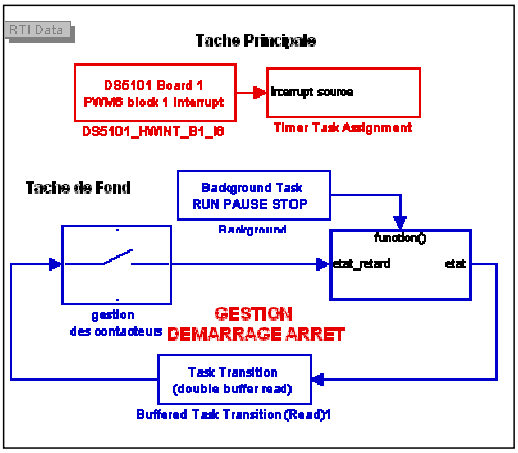


Figure C.4 Interface graphique dSPACE.

Les paramètres du simulateur temps réel dSPACE (**Chapitre V**) : le temps de discrétisation $T_s = 100\,\mu s$, les sorties analogiques de ±10 V et la méthode de calcul « ode1 (Euler) ».

C.2. Partie hardware

Amplificateur de puissance

L'amplificateur de puissance triphasé (utilisée pour le banc d'essai au G2Elab de type Puissance + PCU-5000-BC) est le composant de l'interface qui transforme les signaux de sortie du simulateur temps réel numérique (RT-LAB ou dSPACE) (signaux en tension ±16 V) en grandeurs électriques réels (tensions ou courants) jusqu'à 180 V et 80 A. L'amplificateur comporte trois étages amplificateurs et peut être piloté en triphasé ou monophasé (alternatif ou continu) en fonction des applications visées.

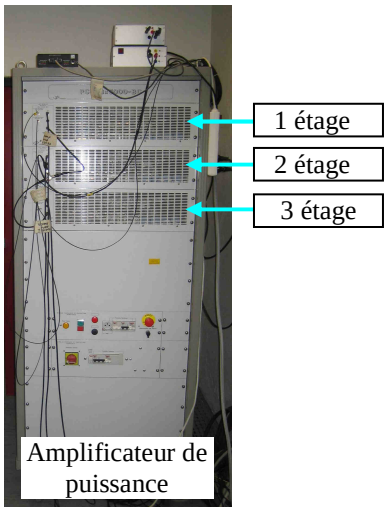


Figure C.5 Amplificateur de puissance.

Plus de détails sur cet élément peuvent être trouvés dans le Tableau C.1 qui contient les caractéristiques nominales de sortie par phase.

Tableau C.1 Caractéristiques nominales en sortie de l'amplificateur puissance (pour une phase)

V_n [V]	I_n [A]	S_n [kVA]	I_{max} [A]
180	20	2÷5	80

La bande passante de l'amplificateur est de 30 kHz, permettant de représenter des phénomènes électriques en basse et haute fréquence. L'amplificateur dispose d'une boucle locale (de courant et de tension) qui permet, selon l'application, de fournir à la sortie la valeur de la consigne (courant ou tension).

Source continue pilotable

La source DC utilisée afin d'émuler le système de la batterie (la batterie avec le convertisseur Buck-boost) est une source de type Xantrex XDC (Figure C.6). La source utilisée est de 300 V et 20 A ; elle est contrôlée en tension via l'entrée analogique de 0−10 V. Nous utilisons une des sortie analogique du simulateur temps réel RT-LAB pour transmettre un signal 0−10 V, image de notre système de batterie en MATLAB®/Simulink®.

Charge continue programmable

La charge continue programmable est utilisée dans l'émulation du système de la batterie. La charge permet la réversibilité du système batterie. Ainsi l'ensemble source-charge se comporte de la même manière que l'amplificateur de puissance présenté auparavant. Elle est de type Xantrex XDC (Figure C.6) avec la gamme de tension entre 0−400 V, la gamme de courant entre 0−600 A et a une puissance nominale de 4 kW. Elle est contrôlée en tension via l'entrée analogique de 0−10 V.

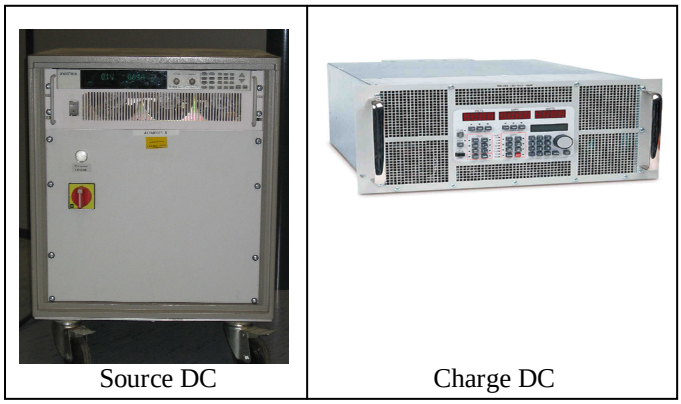


Figure C.6 L'ensemble source continue, charge continue programmable.

Capteurs de courant et de tension

Un deuxième élément essentiel pour l'interface de puissance est le capteur de tension ou/et de courant (Figure C.7). Son rôle est également important car il permet de mesurer les courants, tensions, qui seront utilisés par la suite par le simulateur numérique temps réel. Il accomplit, par conséquent, la fermeture de la boucle temps réel hybride et permet de convertir jusqu'à 4 signaux de courant et 4 signaux de tension en un niveau de tension sur ±10 V présentant une compatibilité avec les cartes d'entrées (convertisseur analogiques numériques − CAN) de RT-LAB ou dSPACE. Les entrées de courant sont configurables pour 25 A et 50 A, et les gammes de tensions mesurables sont pour de 400V et 600V [OCN 08].

Figure C.7 Module de conditionnement du courant et de la tension.

Les moteurs électriques

Afin d'émuler les cycles de roulage (réel et normalisé) on se sert d'une machine à courant continu (MCC) couplée à une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) (Figure C.8).

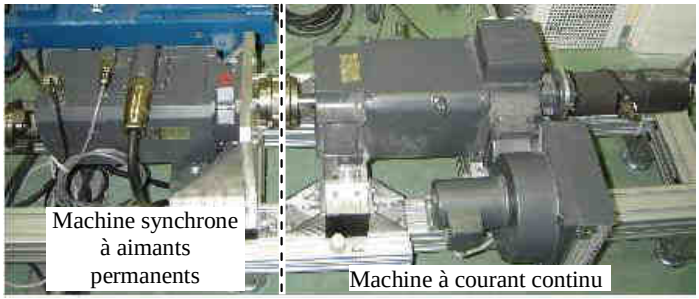


Figure C.8 Les moteurs électriques.

La machine à courant continu est de type « 1 GG5106-0EH10-3UV1 SIEMENS » avec les caractéristiques suivantes indiquées dans le tableau ci-dessous :

Tableau C.2 Caractéristiques nominales de la MCC

Vitesse nominale [tr/min]	Tension nominale [V]	Courant nominal [A]	Puissance nominale [kW]
3470	310	24.8	7.3

R_{MCC} [Ω]	L_{MCC} [H]	J_{MCC} [Kg.m^2]
0.8	0.0037	0.02

La machine synchrone à aimants permanents est de type 1FT6084-8SK71-1TGO SIEMENS et les caractéristiques de la machine peuvent être trouvés dans le Tableau C.3.

Tableau C.3 Caractéristiques nominales de la MSAP

Vitesse nominale [tr/min]		Couple nominal [Nm]		Tension nominale [V]		Courant nominal [A]		Nombre de paires des pôles
3000	6000	22	17	135	270	31	25.5	4

Moment d'inertie [Kg.m^2]	Masse [Kg]	Puissance nominale [kW]
$48*10^{-4}$	25	6.9

R_s [Ω]	L_d [H]	L_q [H]	φ_{fsd} [Wb]	f_v [Nm/rad/s]
$137.77*10^{-3}$	$0.8524*10^{-3}$	$0.9515*10^{-3}$	0.1112	0.0085

Comme nous l'avons vu dans la Figure C.8 les deux machines électriques sont couplées. La transmission mécanique du banc expérimental est définie par :

- le moment d'inertie total :

$$J_b = J_{MCC} + J_{MSAP} + J_{couplage} = 0.0275 \text{ kg*m}^2 \text{ ;}$$

- l'inertie du couplage entre les deux machines électriques : $J_{couplage} = 0.0027$ kg*m^2 ;

- les frottements totaux estimés $D_b = 0.01$ Nm/rad/s.

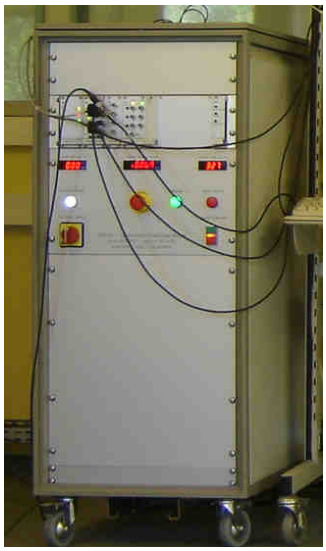
Les facteurs approximatifs de mise à l'échelle (**Chapitre V paragraphe V.3.3**) :

$$\begin{cases} K = 5 \\ m = 0.57 \\ n = 2.75 \end{cases}$$

Interface d'électronique de puissance

Les caractéristiques de l'électronique de puissance employée pour les essais sont ci-dessous listées :

- l'onduleur de tension à IGBTs (50 A, 1200 V, 10 kHz) de type SKM 50 GAL 123 de Semikron ;
- la fréquence de la MLI est de 10 kHz ;
- la puissance d'onduleur est de 10 kVA ;
- la résistance de ligne côté machine = 0.01 Ω et l'inductance de ligne côté machine = 0.00036 H ;
- le bus continu DC est constitué par 4 condensateurs de 2200 μF supportant une tension de 450 V chacun et avec de résistances de dissipation du bus DC = 40 Ω.



Baie de puissance associé à la MCC

Baie de puissance associée à la MSAP

Figure C.9 L'interface d'électronique de puissance.

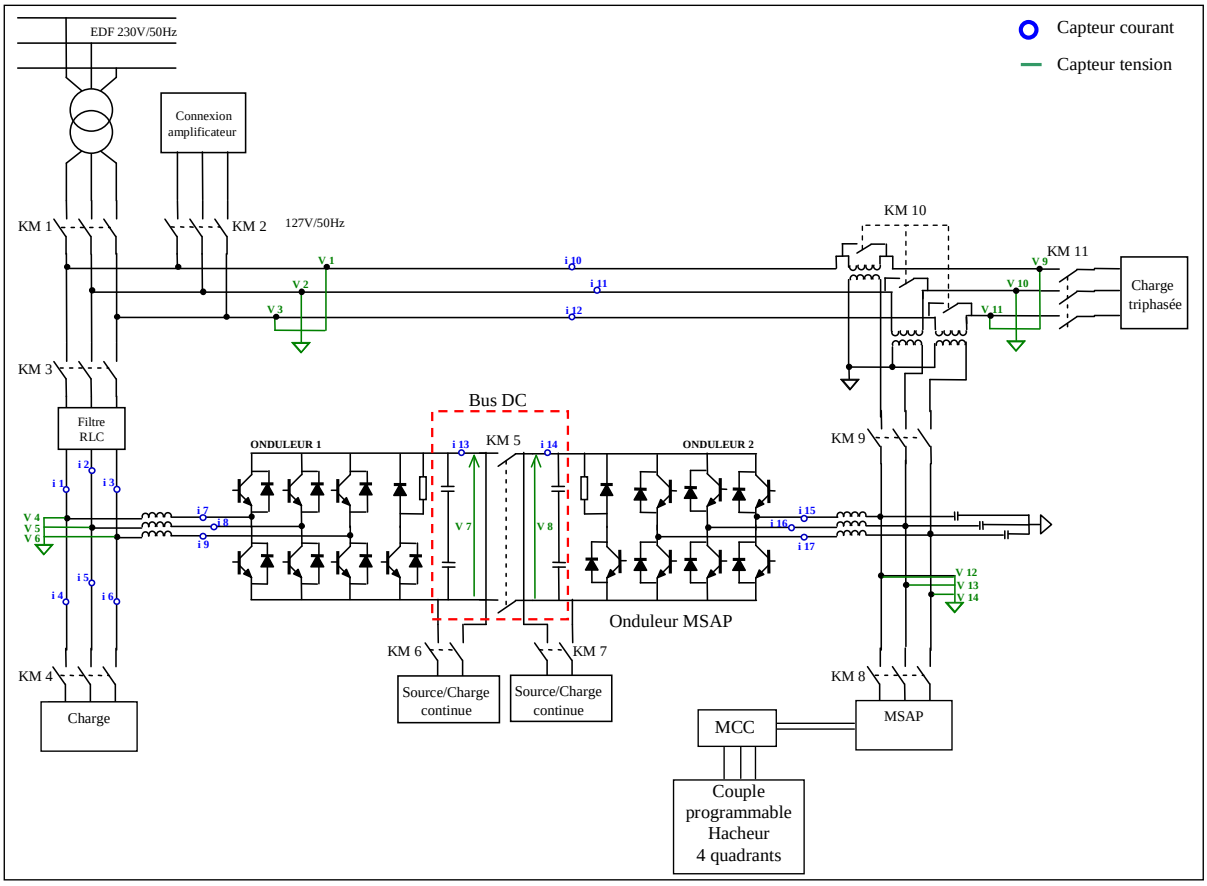


Figure C.10 Synoptique complet de la baie d'électronique de puissance.

Les calibres concernant les capteurs de tension et de courant sont : I – 50 A/10 V et U – 750 V/10 V ou U – 250 V/10 V.

C.3. Le supercondensateur avec le convertisseur de puissance du banc d'essais

La baie du superondensateur contient le supercondensateur de type Maxwell BoostCap 165 F, le convertisseur de puissance de type Buck-boost et le système de protection. En ce qui concerne le système de protection, il est constitué des résistances de décharge = 5 Ω (utilisées pour vider le supercondensateur en fin d'essai), les résistances de précharge = 3 Ω, utilisées pour la limitation du courant d'appel, les contacteurs utilisés pour l'ouverture du circuit (mise en sécurité) et enfin toute la partie d'alimentation en puissance. La Figure C.11 montre les principales composantes de la baie du supercondensateur.

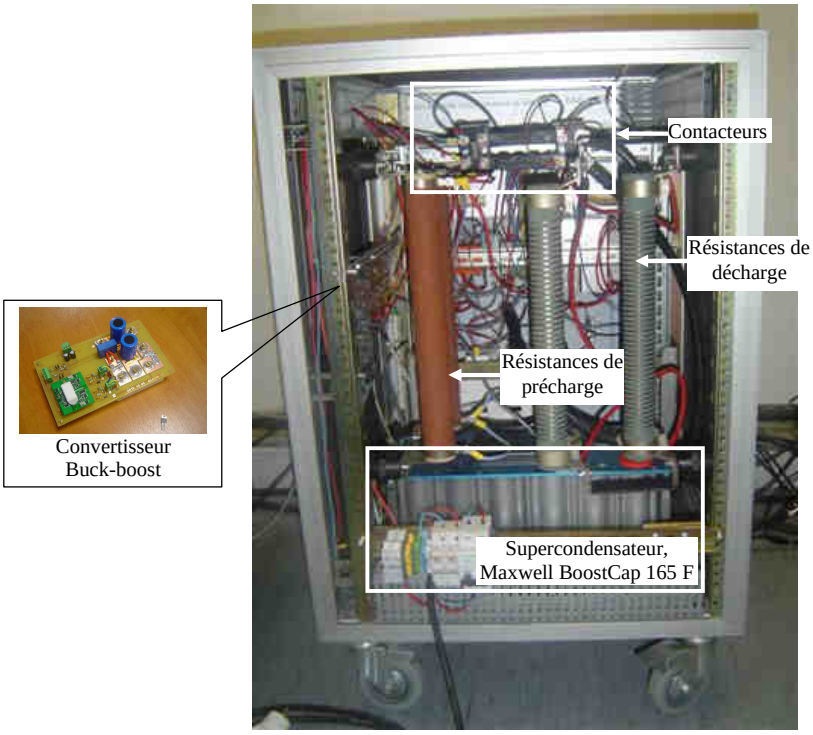


Figure C.11 La baie du supercondensateur.

Le convertisseur de puissance utilisé dans le bac d'essai est un hacheur parallèle et réversible de type Buck-boost.

Les éléments de puissance du convertisseur sont :

- l'inductance de la bobine de type SMP : L=100 µH ;
- le courant maximal de la bobine : I_{max}=350 A ;
- condensateurs d'entrées du convertisseur : C=2200 µF, U=250 V ;
- condensateur de sortie du convertisseur : C=2200 µF, U=250 V ;
- IGBTs : SEMIKRON, SKM200GB123D ; U_{max}=1200 V et I_{max}=200 A.

Les caractéristiques du supercondensateur sont données dans le tableau :

Tableau C.4 Caractéristiques du supercondensateur Maxwell BoostCap 165 F [MAX 12]

Tension [V]	
Tension nominale	48
Tension maximale	51
Capacité [F]	
Capacité nominale	165
Résistance série [mΩ]	
	6.3
Courant [A]	
Courant maximale pendant 1 seconde	1900
Courant continu maximal en valeur efficace	77 ÷ 130
Energie spécifique/Energie [Wh/Kg]/[W] et Puissance spécifique [W/Kg]	
Energie spécifique	3.9
Energie utilisable	52.8
Puissance spécifique utilisable	3300
Puissance spécifique d’adaptation a l’impédance	6800
La durée de vie	
Cycle de vie	1000000 cycles
La durée de conservation	2 années

On montre ci-dessous quelques schémas utilisés pour à la réalisation de notre banc supercondensateur.

La Figure C.12 montre le schéma « Altium » du convertisseur de puissance où on trouve également aussi le schéma concernant la commande des IGBTs. La deuxième figure, Figure C.13 montre les plans sous « See Electrical Expert » pour la configuration des protections et réalisation de l’alimentation de la baie du supercondensateur.

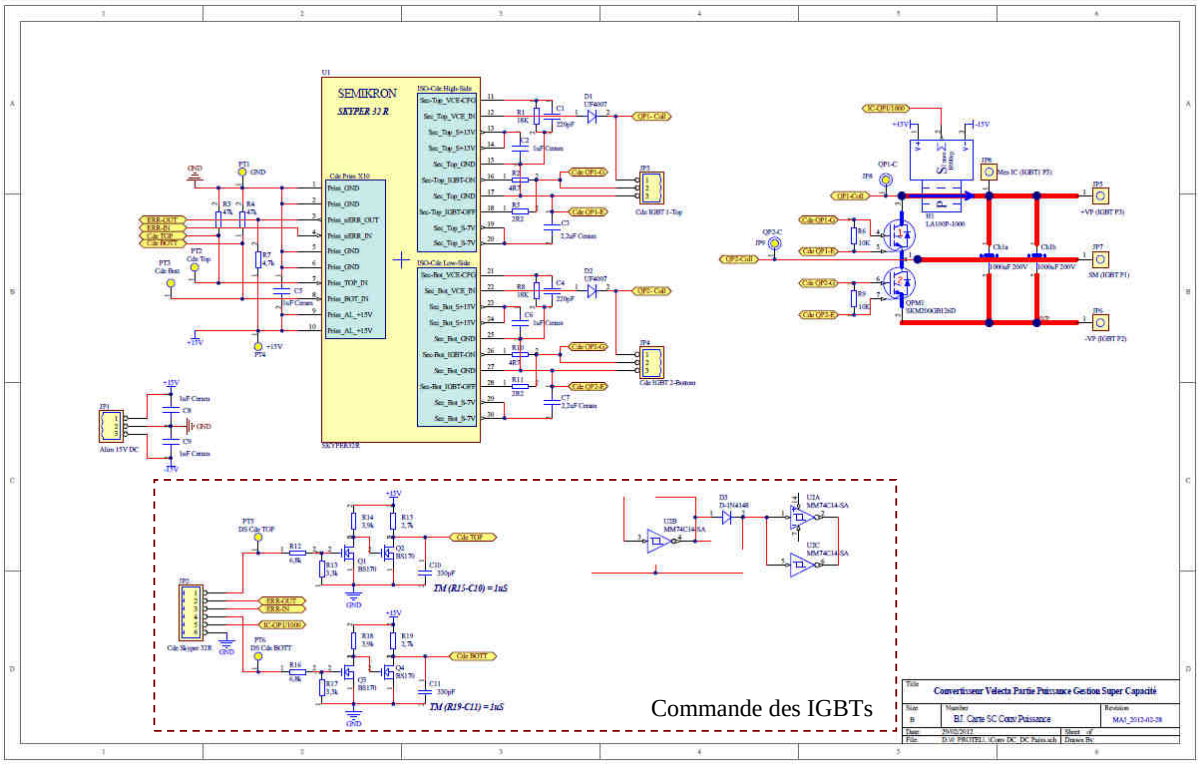


Figure C.12 Le schéma « Altium » du convertisseur Buck-boost.

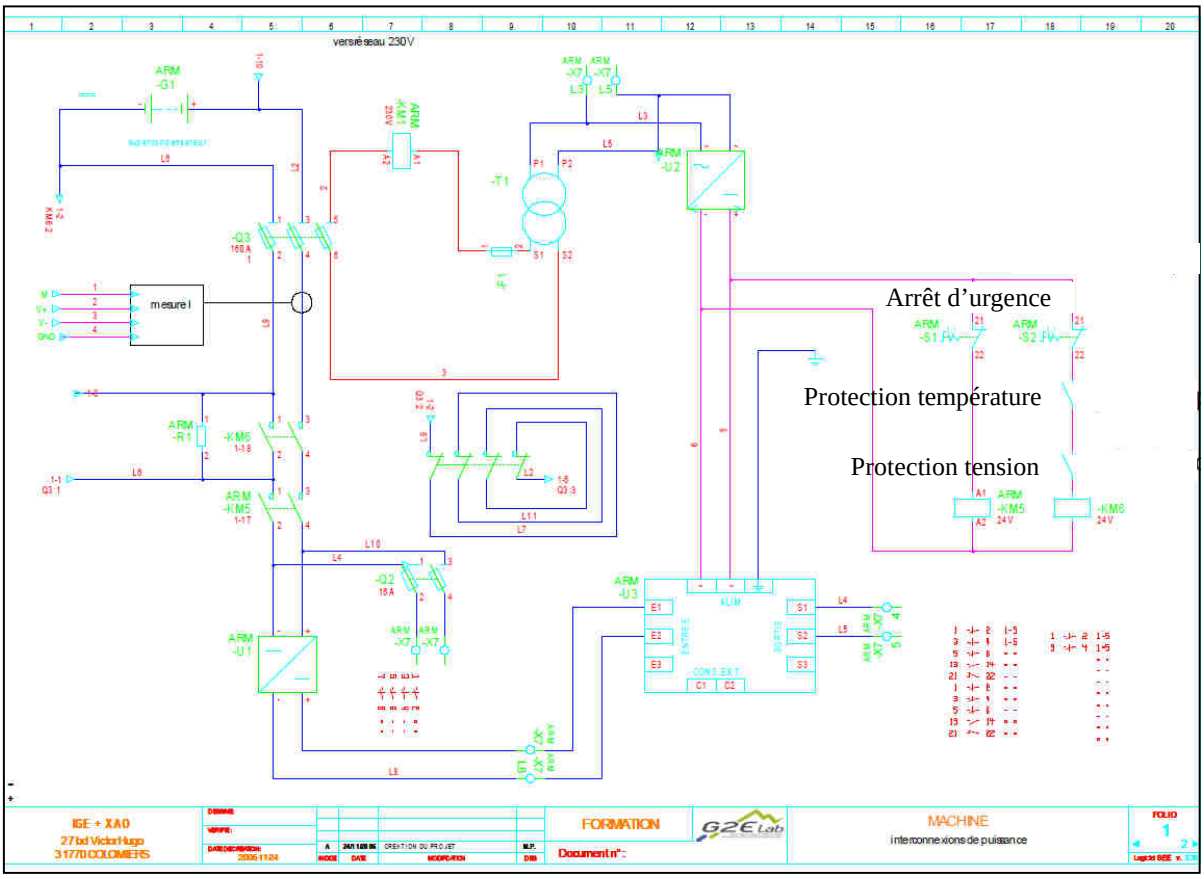


Figure C.13 Les plans sous « See Electrical Expert » de banc du supercondensateur.

Gestion optimisée des flux énergétiques dans le véhicule électrique

Résumé

Ce travail a trait à la gestion des flux énergétiques électriques au sein du réseau embarqué d'un véhicule électrique. Les éléments constitutifs de la chaîne électrique ont été d'abord modélisés à des fins de commande et de simulation. Il est visé ici la minimisation du stress des batteries au plomb via une hybridation avec des supercondensateurs. Deux familles de lois de commande ont été conçues et développées, à savoir des lois de type « fréquentielles » et des lois optimales de type « Linéaires Quadratiques Gaussiennes ». Un banc de test temps réel hybride a été architecturé afin de tester ces lois. Ce banc de test a pour noyau deux simulateurs temps réel (RT-LAB et dSPACE). Une partie de la chaîne de puissance est soit émulée par des sources contrôlées ou réalisée via des maquettes à échelle réduite mais à facteur de similitude respecté. Les essais sur le banc de test ont permis d'obtenir des résultats satisfaisants et encourageants qui corroborent la théorie.

Mots clés : Véhicule électrique, gestion des flux énergétiques, contrôle optimale, contrôle-commande, supercondensateurs.

Optimal management of energy flows in the electric vehicle

Abstract

This work addresses the management of electrical energy flows within the embedded network of an electric vehicle. The electrical system components were first modeled for purposes of control synthesis and simulation. It is aimed the minimization of lead-acid batteries stress via hybridization with ultracapacitors. Two families of control laws have been conceived and developed, namely a frequency-domain-based law and an optimal Linear Quadratic Gaussian law. A real-time hybrid test bench has been built in order to test these laws. This test bench has two core real-time simulators (RT-LAB and dSPACE). A part of the power chain has been either emulated by using suitably-controlled sources or realized by using small-scale real hardware with the similarity factor being respected. ests on the testbed have yielded satisfactory and encouraging results that corroborate the theory.

Keywords : Electric vehicle, energy management of the power flow, optimal control, control, ultracapacitors.