

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre I - Le véhicule Pile à Combustible : commande d'un système énergétique complexe	5
1.1 Une technologie de rupture ?.....	5
1.1.a Le concept de l'automobile à hydrogène	5
1.1.b Les enjeux de l'automobile à PàC	9
1.1.c Un stockage mixte de l'énergie	12
1.2 Une commande particulière ?.....	16
1.2.a Généralités sur la commande.....	17
1.2.b Les commandes du véhicule PàC/SC	20
1.2.c La commande par inversion de la REM	25
1.2.d La commande par Backstepping adaptatif.....	27
1.3 Cahier des charges de la thèse	31
1.3.a Objectif et méthodologie	31
1.3.b Application à un véhicule PàC/SC basé sur un VE réel	33
1.3.c Gestion énergétique et dimensionnement du sous-système d'alimentation PàC/SC	35
1.3.d Positionnement de la thèse.....	37
1.4 Conclusion.....	40
Chapitre II - Commandes par inversion du sous-système de traction.....	41
II.1 Modélisation et représentations du sous-système de traction	41

II.1.a	Modèle dynamique	41
II.1.b	Représentations	46
II.2	Structures de commande par inversion	48
II.2.a	Commande par inversion de la REM.....	48
II.2.b	Commande par Backstepping adaptatif	52
II.2.c	Comparaison des structures de commande et positionnement	59
II.3	Synthèse des correcteurs des commandes	61
II.3.a	Correcteurs de la commande par inversion de la REM	62
II.3.b	Correcteurs de la commande par Backstepping adaptatif	65
II.3.c	Comparaison et complémentarités.....	67
II.4	Stabilité des commandes	68
II.4.a	Stabilité de la commande par inversion de la REM.....	69
II.4.b	Stabilité de la commande par Backstepping adaptatif.....	72
II.4.c	Discussion	73
II.5	Performance des commandes	74
II.5.a	Simulation	75
II.5.b	Implémentation en temps réel	79
II.6	Conclusion.....	84
Chapitre III - Commande par inversion du véhicule complet.....		85
III.1	Modélisation et représentations du véhicule complet	85
III.1.a	Modélisation dynamique et quasi-statique	85
III.1.b	Représentations	91
III.2	Combinaison des approches par REM et Backstepping.....	93
III.2.a	Apports du Backstepping à la REM	94

III.2.b Apports de la REM au Backstepping.....	96
III.2.c Procédure combinée pour la commande par inversion.....	98
III.2.d Structure de commande du véhicule complet.....	100
III.3 Validation.....	106
III.3.a Simulation à pleine échelle du véhicule PàC/SC.....	106
III.3.b Émulation à échelle réduite du véhicule PàC/SC.....	112
III.3.c Discussion.....	121
III.4 Conclusion.....	123
Conclusion générale.....	125
Annexe A – Commandes par inversion de la REM et du Backstepping adaptatif d'une MCC.....	131
Annexe B – Dimensionnement du condensateur et des bobines.....	141
Annexe C – Représentation d'état du sous-système de traction linéarisé.....	144
Annexe D – Commandes par inversion de la REM et par Backstepping d'un système simple.....	145
Annexe E – Stabilité d'un système multi-boucles commandé par inversion.....	148
Annexe F – Développement de la plateforme d'émulation de la traction.....	153
Annexe G – Modèle statique de la traction de la Tazzari Zero.....	156
Annexe H – Analyse de sensibilité des commandes d'un système simple.....	160
Annexe I – Commande par Backstepping adaptatif d'un système saturé.....	165
Annexe J – Système Pile à Combustible 1,2 kW de la plateforme « eV ».....	170
Annexe K – Développement de la plateforme d'émulation du véhicule PàC/SC.....	172
Bibliographie.....	177

Liste des tableaux

Tableau I-1	Motorisation de quelques VE et VEH du marché	9
Tableau I-2	Caractéristiques générales de consommation d'automobiles PàC, diesel et à batterie, septembre 2016.....	11
Tableau I-3	Résumé des commandes habituelles des véhicules PàC/SC	24
Tableau I-4	Pictogrammes de la REM (vert et orange) et pictogrammes de commande associés (bleu) les plus communs	25
Tableau I-5	Caractéristiques du véhicule PàC/SC étudié	36
Tableau II-1	Modèle du sous-système de traction	43
Tableau II-2	Transformations utilisées	43
Tableau II-3	Lois de commande par Backstepping adaptatif de la traction.....	58
Tableau II-4	Compromis entre le dépassement et le temps de réponse t_s d'un système du second ordre pur	64
Tableau II-5	Correcteurs PI utilisés pour l'inversion de la REM et du Backstepping adaptatif	67
Tableau II-6	Paramètres du véhicule simulé	69
Tableau II-7	Temps de réponse $t_{s1,2,3,4}$ souhaités	69
Tableau II-8	Conditions de stabilité de la commande par Backstepping	73
Tableau III-1	Temps de réponse souhaités	109
Tableau III-2	Paramètres généraux de consommation et d'autonomie	112
Tableau III-3	Paramètres de la plateforme d'émulation.....	115
Tableau A-1	Modèle du système électromécanique considéré	132
Tableau D-2	Lois de commande par Backstepping adaptatif de la commande en vitesse de la Machine Synchrone à Aimants Permanents.....	155

Liste des figures

Figure I.1	Principe de fonctionnement d'une Pile à Combustible	8
Figure I.2	Représentation des étapes de vie d'une automobile Pile à Combustible.....	10
Figure I.3	Structures d'hybridation de système de stockage d'énergie à base de Pile à Combustible.....	14
Figure I.4	Commercialisation des véhicules à pile à combustible	16
Figure I.5	Principe général de la commande : boucle ouverte (a), boucle fermée (b)	18
Figure I.6	Méthode générale pour la conception de commandes en boucle fermée stables	20
Figure I.7	Principe général de la commande plate	23
Figure I.8	Règles d'inversion de la REM.....	27
Figure I.9	Représentation sous forme de schémas de blocs des procédures de développement de la commande par Backstepping.....	29
Figure I.10	Niveaux de surface d'une fonction de Lyapunov.....	30
Figure I.11	Véhicule électrique de référence Tazzari Zéro instrumenté.....	33
Figure I.12	Structure du véhicule Pile à Combustible et SuperCondensateurs étudié	34
Figure I.13	Analyse d'un test d'autonomie réalisé avec la Tazzari Zéro.....	35
Figure I.14	Décomposition des puissances pour la stratégie de filtrage	36
Figure I.15	(a) décomposition fréquentielle ($f_c=15$ mHz) de la puissance demandée à la batterie et (b) énergie associée à la compensation fréquentielle pour le cycle routier du test d'autonomie.....	37
Figure I.16	Partenaires français du réseau MEGEVH	38
Figure I.17	Organisation du réseau MEGEVH	38
Figure I.18	Positionnement de la thèse au sein des travaux de gestion énergétique du réseau MEGEVH	39

Figure II.1	Sous-système de traction de l'automobile PàC/SC étudiée.....	42
Figure II.2	Repères $d-q$ et $\alpha-\beta$ de référence.....	45
Figure II.3	Schéma équivalent de la machine asynchrone de traction, étudiée dans le repère $d-q$ en régime permanent.....	45
Figure II.4	REM du sous-système de traction.....	48
Figure II.5	(a) Chaîne de réglage et (b) chaîne de commande de la traction.....	48
Figure II.6	SMC issue de l'inversion de la REM du sous-système de traction.....	49
Figure II.7	Structure Pratique de Commande issue de l'inversion de la REM du sous-système de traction.....	51
Figure II.8	Structures de commande déduites de la REM et du Backstepping.....	60
Figure II.9	Différentes structures de commande.....	61
Figure II.10	(a) réponse à un échelon d'un système du second ordre pur et (b) abaque du temps de réponse réduit [Stefani 96b].....	63
Figure II.11	Programme Simulink de simulation de la traction.....	75
Figure II.12	Simulation de la traction dans (a), un cas idéal où tous les paramètres sont connus, et (b), une variation des paramètres de conception.....	78
Figure II.13	Plateforme expérimentale utilisée.....	80
Figure II.14	Structure de la plateforme expérimentale utilisée.....	80
Figure II.15	SPC de l'émulation du sous-système de traction.....	81
Figure II.16	Programme Simulink de l'émulation de la traction.....	82
Figure II.17	Interface homme-machine de l'émulation (logiciel Control Desk).....	82
Figure II.18	Émulation à pleine échelle du sous-système de traction commandé par Backstepping adaptatif.....	83
Figure III.1	Structure du véhicule PàC/SC étudié.....	86
Figure III.2	Courbes caractéristiques du système PàC Nuvera 20 kW.....	87
Figure III.3	Modèle R-C série du banc de SuperCondensateurs.....	88

Figure III.4	Cartographie de rendement η_{me} de la MAS 15 kW contrôlable	90
Figure III.5	REM du véhicule complet	93
Figure III.6	Utilisation du Backstepping pour le développement des commandes issues de la REM	95
Figure III.7	Utilisation de la REM pour le développement des commandes du Backstepping	98
Figure III.8	Règles de combinaison de la REM et du Backstepping	100
Figure III.9	(a) Chaînes de réglage et (b) chaînes de commande du VE PàC/SC	101
Figure III.10	REM et commande déduite par inversion du système étudié	102
Figure III.11	Cycles de vitesse considérés pour la simulation	107
Figure III.12	Principe de la stratégie de distribution utilisée.....	108
Figure III.13	Stratégie thermostat pour la recharge du banc de SC.....	108
Figure III.14	Simulation du véhicule PàC/SC sur un cycle de vitesse réel	110
Figure III.15	Simulation du véhicule PàC/SC (cycle WLTC).....	111
Figure III.16	Structure du correcteur de vitesse (a) sans et (b) avec prise en compte des saturations.....	113
Figure III.17	Test d'accélération utilisé.....	113
Figure III.18	Structure de l'émulation du véhicule PàC/SC	114
Figure III.19	Plateforme expérimentale utilisée	115
Figure III.20	REM et commande par inversion de l'émulateur à échelle réduite du véhicule PàC/SC.....	116
Figure III.21	Programme Simulink de l'émulation du véhicule PàC/SC	117
Figure III.22	Tableau de contrôle de la procédure expérimentale d'émulation du véhicule PàC/SC.....	117
Figure III.23	Résultats expérimentaux pour un test d'accélération, partie traction.....	118
Figure III.24	Émulation à échelle réduite du sous-système PàC/SC commandé par inversion, consigne d'échelon de vitesse (échelle 1/40)	119

Figure III.25	Transits des puissances de l'ESS (échelle 1/40)	120
Figure III.26	Tensions de bus (échelle 1/40)	121
Figure III.27	Tensions de bus pour l'émulation à échelle réduite du sous-système PàC/SC commandé par inversion (échelle 1/40).....	122
Figure A.1	Système électromécanique considéré.....	131
Figure A.2	REM du système électromécanique considéré et sa structure maximale de commande.....	132
Figure A.3	(a) Chaîne de réglage et (b) chaîne de commande du système électromécanique considéré	133
Figure A.4	Structure du modèle du système électromécanique considéré	135
Figure A.5	Structuration de la commande par Backstepping adaptatif de la boucle externe.....	139
Figure A.6	Structuration de la commande par Backstepping adaptatif du système électromécanique considéré.....	140
Figure B.7	Structure du système de stockage étudié.....	141
Figure D.8	(a) Représentation par schéma bloc et (b) REM d'un sous-système énergétique générique.....	145
Figure D.9	Structure de commande par inversion indirecte issue de la REM. (a) représentation par schémas de blocs, (b) REM.....	146
Figure D.10	Commande par inversion directe et indirecte issu de la commande par Backstepping adaptatif. (a) représentation par schémas blocs, (b) REM.....	147
Figure E.11	REM et commande d'un système énergétique constitué de deux boucles imbriquées	149
Figure E.12	Stabilité d'un système de deux boucles commandées (a) par inversion de la REM et (b) par Backstepping adaptatif, pour $\tau = 1$	151
Figure E.13	Analyse temporelle pour $\tau=1$, $t_{r1}=1/3s$, $t_{r2}=2/3s$, $k_2=2$ et $\xi=1$	152
Figure E.14	Analyse temporelle pour $\tau=1$, $t_{r1}=1/3s$, $t_{r2}=1,2/3s$, $k_2=1,2$ et $\xi=0,5$	152
Figure F.15	SPC de l'émulation du sous-système de traction.	153

Figure G.16	Principe de la méthode routière de définition de cartographie de rendement d'une motorisation électrique	158
Figure G.17	Résultats pour : (a) tension de batterie u_{bus} , (b) courant de batterie i_{st} , (c) vitesse du véhicule v_{ve} et (d) altitude de la route.....	158
Figure G.18	Cartographie de rendement routière (couple / vitesse de rotation) : (a) points d'opérations du test routier, (b) cartographie de rendement finale après traitement algorithmique	159
Figure G.19	Résultats de simulation avec la cartographie de rendement de la Figure G.18b et résultats expérimentaux pour un cycle de conduite différent. (a) courant i_{st} , (b) vitesse v_{ve} , (c) consommation énergétique W_{me}	159
Figure H.20	Analyse fréquentielle de sensibilité de l'inductance statorique d'axe direct de la MAS de traction pour $\xi=1$ et $t_s=\tau/3$	162
Figure H.21	Marges de gain et de phase des commandes en boucles ouvertes.....	164
Figure I.22	(a) représentation par schéma bloc et (b) REM d'un système énergétique générique saturé	165
Figure I.23	Commande par Backstepping adaptatif avec prise en compte des saturations. (a) représentation par schémas blocs, (b) REM	168
Figure I.24	Résultats de simulation pour une commande par Backstepping avec et sans prise en compte des saturations.....	169
Figure J.25	Système Pile à Combustible Ballard de 1,2 kW.....	170
Figure K.26	REM et commande par inversion de l'émulateur à échelle réduite du véhicule PàC/SC.....	173
Figure K.27	Structure expérimentale utilisée	175
Figure K.28	Baie de câblage expérimentale utilisée	176

Liste des symboles

Acronymes :

AIE	Agence Internationale de l'Énergie
CO ₂	Dioxyde de carbone
ESS	« Energy Storage System » (Système de Stockage d'Énergie)
FEM	Force ÉlectroMotrice
H ₂	Dihydrogène, ou hydrogène dans le langage courant
H ₂ O	Eau
IPHE	« International Partnership for Hydrogen and Fuel Cells in the Economy » (Partenariat International pour l'Économie de l'Hydrogène)
IRH	Institut de Recherche sur l'Hydrogène
L2EP	Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance de Lille
<i>lcf</i>	Fonction Candidate de Lyapunov
MAS	Machine Asynchrone
MCC	Machine à Courant Continu
MPGe	Miles Par Gallon d'essence équivalent
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MS	Machine Synchrone
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
MSRB	Machine Synchrone à Rotor Bobiné
N ₂	Diazote, ou azote dans le langage courant
NEDC	« New European Driving Cycle » (Nouveau Cycle d'Essai Européen)
NIP	« National Innovation Program for Hydrogen and Fuel Cell Technologie » (Programme National Innovant pour les Technologies de l'Hydrogène et de la Pile à Combustible)
NO _x	Groupe de gaz de l'oxyde d'azote
O ₂	Dioxygène
PàC	Pile à Combustible

PEMFC	« Proton Exchange Membrane Fuel Cell » (Pile à Combustible à Membrane Échangeuse de Proton)
REM	Représentation Énergétique Macroscopique
SC	SuperCondensateur
SISO	« Single Input / Single Output »
SMC	Structure Maximale de Commande
SOFC	« Solid Oxide Fuel Cell » (Pile à Combustible à Oxyde Solide)
SPC	Structure Pratique de Commande
TGV	Train à Grande Vitesse
UDC	« Urban Driving Cycle » (Cycle d'Essai Urbain) »
UQTR	Université du Québec à Trois-Rivières
VE	Véhicule Électrique
VEH	Véhicule Électrique Hybride
VH	Véhicule Hybride
WLTC	« Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedures » (Procédure Mondiale Harmonisé d'Homologation des Véhicules Légers)

Notation	Définition	Unité
A	Surface de frottement frontale	[m ²]
c	Gain proportionnel des lois de commande locales	[SI]
c_x	Coefficient de pénétration dans l'air	[SI]
C	Capacité	[F]
C	Couple	[N.m]
e	Erreur	[SI]
e	Force électromotrice	[V]
f	Fréquence	[Hz]
f	Coefficient de frottement	[SI]
F	Force	[N]
g	Accélération due à la gravité	[m.s ⁻²]
i	Courant	[A]
J	Inertie	[kg.m ⁻²]

k	Gain des lois de commande locales	[SI]
k	Rapport de réduction	[SI]
K	Gain statique	[SI]
L	Inductance	[H]
m	Rapport de modulation	[SI]
\dot{m}	Débit massique	[g.s ⁻¹]
M	Masse	[kg]
M_{H2}	Masse molaire de l'hydrogène	[g.mol ⁻¹]
M_{sr}	Inductance mutuelle entre une phase du stator et du rotor	[H]
P	Entrée de perturbation	[SI]
p	Nombre de paires de pôles	[SI]
R , ou r	Résistance	[Ω]
R_{roue}	Rayon des roues du véhicule	[m]
u	Tension	[V]
v	Vitesse	[m.s ⁻¹]
V	Tension	[V]
α	Pente	[%]
Δ	Différence entre deux variables	[SI]
ϕ	Flux	[Wb]
θ	Paramètre inconnu	[SI]
θ	Angle	[rad]
ρ	Masse volumique	[kg.L ⁻¹]
τ	Constante de temps	[s]
Γ	Gain adaptatif des lois de commande locales	[SI]
ω	Vitesse angulaire électrique	[rad.s ⁻¹]
Ω	Vitesse angulaire mécanique	[rad.s ⁻¹]

Indices (avec X la variable) :

\hat{X}	Estimation
\underline{X}	Vecteur
X_{ap}	Aimant Permanent

X_{arbre}	Arbre mécanique
X_{bus}	Bus de tension continu
$X_{d,q}$	Axe directe, et en quadrature
X_f	Freins mécaniques
X_g	Transmission
X_{hach}	Hacheur
X_{inv}	Inversion
X_{mas}	Machine asynchrone
X_{mcc}	Machine à courant continu
X_{ms}	Machine synchrone
X_{ond}	Onduleur
X_{pac}	Pile à combustible
X_r	Rotor
X_{res}	Environnement
X_s	Stator
X_{sc}	Supercondensateur
X_{tot}	Ensemble
X_{tract}	Traction
X_{trans}	Transmission
X_{ve}	Véhicule électrique
X_{vent}	Vent

Introduction générale

Les Piles à Combustible (PàC), qui génèrent de l'électricité à partir de la réaction chimique entre l'oxygène et l'hydrogène, représentent une solution prometteuse pour le développement de moyens de transport plus propres [Lopez Cascales 15]. En effet, la densité énergétique de l'hydrogène permet d'atteindre une autonomie importante sans émettre de pollution locale. Toutefois, cette solution engendre de faibles dynamiques et ne permet pas de récupérer de l'énergie au freinage [Aouzellag 15]. Coupler la PàC avec un sous-système énergétique supplémentaire, comme des batteries ou des SuperCondensateurs (SC), améliore les performances du véhicule. Cette source secondaire prend alors en charge les transits de puissances. Elle permet ainsi d'augmenter la durée de vie de la PàC et de récupérer l'énergie de freinage. Le couplage PàC/SC possède des performances intéressantes. En effet, les SC peuvent assister la PàC et permettre d'atteindre des puissances élevées en fonction d'une stratégie de gestion de l'énergie dédiée [Payman 09] [Khaligh 10] [Hu 15].

La commande du véhicule doit considérer les contraintes liées à l'association de ses organes. Premièrement, les sous-systèmes qui le composent sont fortement couplés. Par exemple, la PàC et les SC seuls ne sont pas en mesure de répondre aux sollicitations en puissance et en énergie de la partie traction. Pour cela, il est nécessaire de commander et de gérer l'interaction et le couplage entre les deux. Toutefois, il est à noter que cette thèse s'intéresse à la commande et non à la gestion, il est donc important de différencier les deux problématiques. La commande est une composante locale qui agit au plus près des éléments. La gestion, quant à elle, coordonne les commandes locales suivant un cahier des charges. Deuxièmement, les systèmes physiques possèdent des comportements non-linéaires comme des saturations [Jia 09] [Alanis 10]. Le concepteur de la commande a alors le choix de considérer les non-linéarités ou de linéariser le système étudié sur une plage de fonctionnement particulière. Les couplages et les non-linéarités affectent la stabilité du système complet ce qui peut générer des pertes énergétiques et potentiellement

endommager le véhicule. Troisièmement, un autre critère important est que la commande développée doit pouvoir être implémentée en temps réel sur le système étudié.

Suivant ces critères, la commande d'un système complexe doit pouvoir être implémentée en temps réel et être déduite avec méthode quelle que soit le nombre de couplages. Aussi, elle doit être capable d'assurer la stabilité avec la prise en compte des non-linéarités.

La commande et la gestion énergétique de véhicules PàC/SC par des correcteurs PI [Uzunoglu 07] [Aouzellag 15] [Hemi 15], de la commande plate [Payman 09] ou encore de la logique floue [Thounthong 15] ont fait l'objet de nombreuses études. Toutefois, la plupart de ces études a été réalisée en simulation et les applications en temps réel sont rares. De cette façon, les commandes développées dans ces travaux gèrent correctement les échanges énergétiques entre la PàC et les SC mais n'assurent pas la stabilité de la commande du véhicule, plus spécifiquement lorsque des limitations physiques apparaissent [Aouzellag 15]. Il est possible d'étudier la stabilité des systèmes non-linéaires par les théories de Lyapunov durant la phase de développement de la commande. Ainsi, des structures de commande stables de sous-systèmes PàC/SC pour des applications de transport ont été déduites dans la littérature [El Fadil 14] [Rajabzadeh 16]. Cependant, les couplages énergétiques y sont négligés et aucune stratégie de gestion de l'énergie efficace n'y a été proposée.

Une approche systémique et cognitive représente une solution pour considérer à la fois les couplages et la stabilité. L'approche systémique considère les échanges énergétiques entre les différents organes et différencie alors les causes des effets [Bouscayrol 03a]. L'approche cognitive se base, quant à elle, sur des modèles de connaissance. Ainsi, les commandes déduites de la Représentation Énergétique Macroscopique (REM) [Bouscayrol 03b] [Lhomme 14] et du Backstepping [Krstic 95] [Krstic 96] font partie des commandes par inversion. Elles utilisent une approche systémique et cognitive pour définir une chaîne de réglage qui identifie la cause qui produit l'effet désiré et pour inverser les modèles des éléments associés à la chaîne de réglage afin d'obtenir une structure de commande.

Le formalisme REM permet de décrire graphiquement les systèmes énergétiques. L'inversion de la REM d'un système définit des structures de commande de façon

systématique qui gèrent les couplages en temps réel et distinguent clairement la commande et la stratégie de gestion de l'énergie [Bouscayrol 12]. L'étude et la commande de systèmes PàC suivant le formalisme REM ont déjà été réalisées [Chrenko 08] [Boulon 09] [Azib 11]. Néanmoins, la structure de commande définie par la REM ne garantit pas la stabilité de systèmes complexes comme le véhicule PàC/SC. Dans ce cas, les correcteurs de la commande doivent être définis de façon appropriée lors d'une étape supplémentaire.

Basée sur les théories de Lyapunov, la méthode du Backstepping déduit une commande stable pour une large classe de systèmes non-linéaires [Zhou 11]. Elle est généralement utilisée pour des applications de suivi de trajectoires, plus particulièrement dans le domaine de la mécatronique [Liu 10] [Dong 11] [Zhang 15]. Le Backstepping décompose un système en plusieurs sous-systèmes, organisés en boucles en cascades. Toutefois, le choix de cette décomposition semble souvent heuristique et nécessite l'expertise de son concepteur. De cette façon, il n'existe pas de procédure explicite pour les systèmes énergétiques couplés, comme le sous-système PàC/SC. Il est également possible de considérer une commande par Backstepping adaptatif, c'est-à-dire que certains paramètres de la commande sont mis à jour en temps réel. Cette thèse propose une première application en temps réel du Backstepping adaptatif pour les véhicules électriques ou hybrides.

L'objectif de la thèse est donc d'établir une commande par inversion systématique intrinsèquement stable d'un véhicule couplé PàC/SC. Une solution apportée par cette thèse est d'assurer la stabilité globale du véhicule, dès sa conception, par l'élaboration d'une commande issue de la combinaison des commandes locales déduites de l'inversion de la REM et du Backstepping. Pour ce faire, ce mémoire est articulé autour de trois chapitres.

Les notions fondamentales quant au concept du véhicule à hydrogène et à la commande des systèmes sont exposées dans le chapitre I. Le véhicule PàC/SC étudié, le dimensionnement et la stratégie de gestion d'énergie des sources y sont également présentés. Enfin, un positionnement scientifique des travaux, notamment le cadre de la cotutelle de thèse franco-qubécoise, est développé.

Le chapitre II est consacré à l'élaboration et à la validation expérimentale des commandes par inversion de la REM et du Backstepping adaptatif sur un cas d'étude simple. Un système découplé, plus précisément le sous-système de traction du véhicule, est

choisi en vue d'une bonne comparaison. Les démarches de conception, les structures et les performances des commandes déduites de la REM et du Backstepping sont finalement comparées.

Forts de cette comparaison, les apports mutuels de la REM et du Backstepping sont énoncés dans le chapitre III. Des règles pour l'élaboration d'une commande par inversion stable de systèmes énergétiques sont alors proposées par la combinaison des approches issues de la REM et du Backstepping. La suite du mémoire applique ces nouvelles règles au véhicule PàC/SC complet, ce qui nécessite de prendre en compte les couplages énergétiques qui régissent son fonctionnement. Une discussion des performances de l'approche conjointe REM/Backstepping est finalement réalisée en fin du chapitre III.

Chapitre I - Le véhicule Pile à Combustible : commande d'un système énergétique complexe

L'hydrogène est un vecteur énergétique suivi par des technologies en rupture avec les procédés traditionnels. Le véhicule Pile à Combustible (PàC) en fait partie. Aujourd'hui, le véhicule PàC apparaît bel et bien sur le marché de l'automobile, notamment grâce à l'impulsion des constructeurs japonais Toyota et Honda et sud-coréen Hyundai. Ceux-ci couplent une batterie à la PàC, et mettent en vente des modèles de série à des tarifs concurrentiels. Ce couplage avec une source énergétique secondaire est essentiel. Il permet de récupérer l'énergie de freinage et de préserver la PàC des dynamiques de traction. Choisir de coupler la PàC à un banc de SuperCondensateurs (SC) est également intéressant. Ce choix conserve les avantages précédents et permet d'atteindre des puissances élevées.

Ce premier chapitre a pour objectif de présenter la problématique de la thèse, et plus spécifiquement les problèmes liés à la stabilité et à la répartition des puissances que doit gérer la commande d'un véhicule PàC à SC. Une commande par inversion, issue de la combinaison des outils que sont la Représentation Énergétique Macroscopique (REM) et le Backstepping représente une solution. En effet, ils sont capables, de façon indépendante, de distribuer les puissances entre la PàC et les SC en temps réel et d'assurer la stabilité du véhicule.

I.1 Une technologie de rupture ?

I.1.a Le concept de l'automobile à hydrogène

L'augmentation de la température moyenne de la planète est observée depuis le début du XX^e siècle, et plus précisément depuis l'ère industrielle (1880-1899). Les transports participent largement à ce changement climatique [Chan 04]. Les gaz à effets de serre créés par la combustion des carburants fossiles activent ce phénomène. Dans 50 ans, le nombre

d'automobiles pourrait augmenter de 360 % [Zhong 14]. L'Agence Internationale de l'Énergie (AIE) appelle ainsi à réduire de 60 % les émissions des transports en 2050 par rapport à 1990 pour limiter la hausse de température à 2°C par rapport à l'ère préindustrielle [Com. Européenne 11]. Des moyens de transport plus propres doivent être proposés.

L'hydrogène (ou plus précisément, le dihydrogène H₂) est un vecteur énergétique alternatif prometteur. Ce gaz possède une énergie massique importante de 33,3 kWh / kg et est perçu comme « propre » car l'eau est la seule émission locale de sa combustion avec l'O₂. À titre de comparaison, les hydrocarbures et les batteries lithium-ion possèdent respectivement une énergie massique de 12,7 kWh / kg et de 0,14 à 0,28 kWh / kg [Ni 05] [Khaligh 10]. Ainsi, pour une même masse de carburant, l'autonomie d'une automobile électrique à hydrogène est supérieure à l'autonomie d'une automobile électrique à batterie. L'hydrogène n'est cependant que très peu présent à l'état naturel. Ses méthodes de production sont variées mais nécessitent de l'énergie pour dissocier les molécules dans lequel il est présent. Cette énergie peut être issue de carburants fossiles, de sources renouvelables ou même du nucléaire. Bien que ces procédés génèrent des pertes ou éventuellement de la pollution, l'hydrogène reste un moyen efficace de stockage de l'énergie [Gahleitner 13]. Il peut donc être envisagé comme « tampon » d'énergie dans une société où le mix énergétique repose de plus en plus sur des énergies renouvelables intermittentes [Walker 15].

Dans le domaine du transport, et plus particulièrement pour les automobiles, le réservoir d'hydrogène prend généralement la forme d'une bonbonne résistante et légère en plastique renforcée par fibres de carbone et par une enveloppe interne métallique (« *liner* ») [Durbin 13]. L'hydrogène y est comprimé entre 350 et 700 bars. Une bonbonne de 105 kg contient alors environ 5,5 kg d'H₂ pressurisé et se recharge en station en quelques minutes [Hua 10] [Richardson 15]. Ainsi, même si la densité énergétique de l'hydrogène est élevée, les techniques de stockage actuelles permettent d'en transporter qu'une quantité limitée. Des formes de stockage liquides ou organiques existent mais restent cantonnées aux prototypes et à la recherche [Verhelst 12].

Il existe deux technologies d'automobiles à hydrogène. La première utilise un moteur thermique pour convertir l'énergie chimique des bonbonnes en énergie mécanique de traction [White 06] [Verhelst 12] [Jacques Kere 15]. Idéalement, un piston y comprime un mélange d'hydrogène (H_2) et de dioxygène (O_2) à haute température. La combustion résultante crée de l'eau (H_2O) et repousse le piston afin de créer un mouvement nécessaire à la traction (1.1). Dans la pratique, c'est de l'air et non de l' O_2 qui est utilisé comme oxydant. La combustion de l'azote (N_2) contenu dans l'air rejette alors des oxydes d'azote (NO_x), en partie responsables de maladies respiratoires et de l'oxydation de l'atmosphère [Lu 16]. Il est également possible de modifier le ratio « air/ H_2 » en combinant de l' H_2 à de l'essence ou du diesel. L' H_2 peut alors être utilisé dans le but d'améliorer l'efficacité énergétique des moteurs thermiques conventionnels, mais cette utilisation produit plus de NO_x (ou d'autres polluants) que de brûler l' H_2 seul. Le moteur à hydrogène apparaît donc comme une technologie de transition dont les applications restent pour le moment des prototypes ou des démonstrateurs technologiques [Verhelst 14].



La seconde technologie utilise une Pile à Combustible (PàC) afin de convertir l'énergie des bonbonnes en énergie électrique (Figure 1.1). Une électrolyse inverse y réunit des molécules d' H_2 et d' O_2 pour créer de l'eau, de l'électricité et de la chaleur (1.2).



Une oxydation de l' H_2 a lieu à l'anode : un catalyseur de platine sépare les protons (H^+ sur la Figure 1.1) d'hydrogène des électrons (e^-). Une membrane électrolytique est ensuite traversée par les protons. Les électrons sont quant à eux bloqués par la membrane et forcés d'emprunter un chemin différent pour migrer vers la cathode et rejoindre les protons. Ce mouvement d'électrons génère alors un courant électrique. Les protons et les électrons réagissent finalement avec l' O_2 de la cathode pour former de l'eau (H_2O). L'ensemble du procédé génère également de la chaleur. Les PàC à Oxyde Solide (SOFC) et les PàC à Membrane Échangeuse de Proton (PEMFC) sont les technologies de PàC les plus utilisées. Ainsi, la température de fonctionnement des PEMFC est d'environ $70^\circ C$, pour un rendement énergétique de 55 % [Boulon 09], contre 600 à $1000^\circ C$ pour les SOFC, qui peuvent atteindre un rendement de 70 % [Choudhury 13]. Les PEMFC sont alors

privilégées pour alimenter la traction électrique des automobiles en raison de leur basse température de fonctionnement [Boulon 09]. Comparée sur la base de « Miles Par Gallon d'essence équivalent » (MPGe) [EPA 15], l'automobile à PEMFC consomme deux à trois fois moins de carburant que l'automobile à essence ou diesel [Burke 07] [Hwang 13].

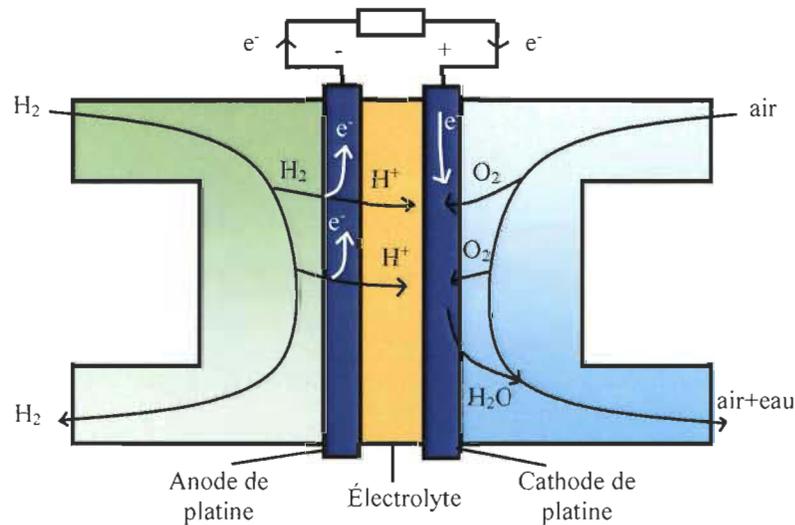


Figure 1.1 Principe de fonctionnement d'une Pile à Combustible

La PàC alimente ensuite une motorisation électrique. Les Machines Asynchrones (MAS) et Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) ou à Rotor Bobiné (MSRB) équipent la plupart des véhicules à traction électrique. Les MAS ont longtemps été les plus populaires pour la traction des véhicules lourds comme les camions, les bus, ou les trains [El-Refaie 13]. Elles sont capables de fournir des puissances élevées, sont silencieuses, robustes et peu coûteuses. Leur rendement est toutefois pénalisé par les courants induits dans le rotor et le courant statorique de magnétisation qui affecte également leur facteur de puissance [Espanet 10]. Les MS ont traditionnellement été utilisées pour des puissances moins élevées, notamment pour les Voitures Électriques (VE) et Électriques Hybrides (VEH) [Williamson 06]. Elles possèdent un bon rendement, sont plus légères, développent des couples plus élevés, mais sont plus coûteuses que les MAS du fait du bobinage pour les MSRB ou des matériaux des aimants (Néodyme ou Samarium) pour la MSAP. Le choix de la traction utilisée est donc une affaire de compromis, par exemple, dans les années 80, des moteurs synchrones équipaient les Trains à Grande Vitesse (TGV) Français. Ces derniers ont été remplacés par des MAS dans les années 90 du fait de leur coût. Aujourd'hui, les

progrès dans le domaine tendent à rétablir la parité MAS/MSAP pour la traction des VE. (Tableau I-1) [De Santiago 12] [El-Refaie 13].

Tableau I-1 Motorisation de quelques VE et VEH du marché

Modèle	Type	Année	Puissance	Motorisation
Toyota Prius	VEH	2004	50 kW	MSAP
Honda Civic	VEH	2006	15,5 kW	MSAP
Hyundai BlueOn	VE	2012	61 kW	MSAP
Renault Zoé	VE	2012	65 kW	MSRB
Tesla Modèle S	VE	2012	215 kW	MAS
Tazzari Zero	VE	2013	15 kW	MAS

Le carburant à haute densité énergétique et la traction électrique du Véhicule Électrique à Pile à Combustible (VE PàC) rompent avec les technologies des véhicules conventionnels à moteur thermique. Pour l'utilisateur, il est plus propre que son homologue thermique. Il est également plus autonome et se recharge plus vite que le VE à batterie [Burke 07] [Chan 07]. Au-delà de ces avantages, l'intégration du VE PàC dans la société dépend d'enjeux environnementaux, politiques, économiques et sociétaux qui doivent être clairement définis.

1.1.b Les enjeux de l'automobile à PàC

Le conducteur de l'automobile PàC sera convaincu de la « propreté » de son véhicule parce que celui-ci ne rejette que de l'eau. Son impact environnemental ne se mesure toutefois pas uniquement à sa simple utilisation. Ainsi, la plupart des études considèrent les rejets émis « du puits à la roue ». Les méthodes de production et le cycle de vie complet de l'automobile sont également à prendre en compte (Figure I.2). En effet, la production des matériaux, l'assemblage, l'utilisation et la fin de vie du véhicule ont un impact sur l'environnement, mais aussi sur la santé [Messagie 14]. Par exemple, 90 % de l'H₂ mondial est aujourd'hui produit par vaporeformage de gaz naturel, comme le méthane (CH₄), dont la réaction chimique dégage 10 kg de CO₂ par kg d'H₂ produit [Hwang 13] [Beeker 14]. La production du catalyseur de platine de la PàC, qui est un minerai rare, rejette également des

NOx, des sulfures, des fluores et de l'acide chlorhydrique qui favorisent l'acidification de l'air et les maladies respiratoires [Lu 16]. Ces impacts sont toutefois compensés par le processus de recyclage de la voiture. Dans le cas de l'automobile électrique à batterie, la comparaison des impacts est un problème complexe car l'analyse dépend fortement du mix énergétique local. Il est donc difficile de comparer ces impacts avec l'automobile PàC.

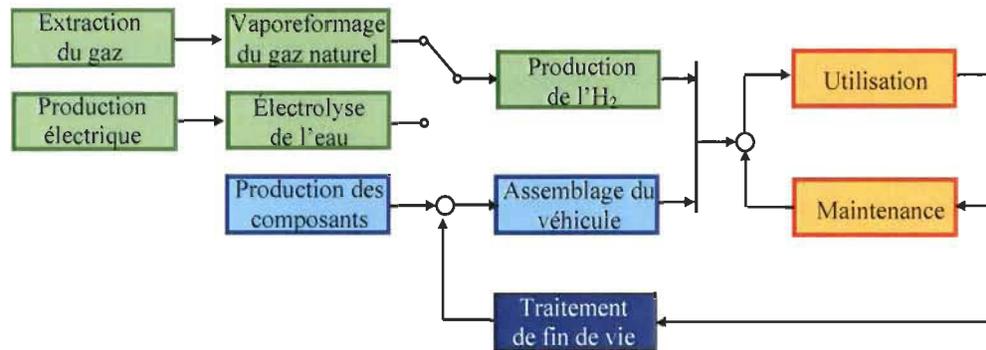


Figure I.2 Représentation des étapes de vie d'une automobile Pile à Combustible

Des soutiens politiques sont primordiaux pour le développement d'une mobilité à l'hydrogène. Dans ce cadre, l'IPHE (Partenariat International pour l'Économie de l'Hydrogène) compte 18 pays qui détiennent des programmes d'études dédiés aux méthodes de production, de stockage, aux utilisations, à la distribution et enfin aux emplois créés par le vecteur énergétique de l'hydrogène [Iphe 16]. Par exemple, la France et l'Allemagne ont signé, en mars 2015, une initiative commune pour le déploiement de projets d'automobiles PàC et la création d'infrastructures de distribution d'H₂. Dans ce cadre, le programme NIP (National Innovation Program for Hydrogen and Fuel Cell Technologie) en Allemagne et le plan de reconquête industrielle en France prévoient la création de 440 stations de charge d'H₂ d'ici à 2020, et la création de 25 000 emplois d'ici à 2030 pour la France. La politique énergétique du Québec prévoit d'accompagner financièrement l'achat d'automobiles à hydrogène. Aussi, des projets pilotes, comme la station de charge en hydrogène de l'Institut de Recherche sur l'Hydrogène (IRH) à l'UQTR, préparent la région à accueillir des stations multi-carburant pour 2030 [Couillard 16]. L'ambitieux programme japonais NEDO (New Energy and Industrial Technology Development Organization), quant à lui, envisage de produire, distribuer et utiliser de l'H₂ décarboné en 2040. Mais pour être exploité, l'hydrogène doit être rentable et le

développement d'infrastructures de transport et de distribution est coûteux [Richardson 15]. À la pompe, l'hydrogène coûte aujourd'hui en France 15 US \$/kg (13,8 €/kg¹) (Tableau I-2). Si le véhicule PàC se développe, les coûts de production de l'H₂ seront amenés à baisser de moitié d'ici 2020 à 2025, selon le mode de production [Liu 12] [Mazloomi 12]. Toutefois, le prix actuel des hydrocarbures dépend des politiques fiscales et, si le nombre de VE et VE PàC tend à augmenter, l'électricité et l'H₂ tendront certainement à être taxés de la même façon. Il est alors possible d'imaginer que les tarifs à la pompe de l'H₂ et de l'essence seront similaires. L'H₂ sera également en compétition avec le gaz naturel, qui est une source d'énergie moins chère et plus facile à stocker. Toutefois, le gaz naturel dispose d'infrastructures de transport et de stockage dont peut bénéficier l'hydrogène [Burke 15]. L'électricité excédentaire issue du renouvelable pourrait alors être stockée sous forme d'H₂. Ce concept est appelé « Power-to-Gas » [E&E 14]. Cette solution semble être celle retenue par certains pays, telle que la France, qui prévoit de produire et de distribuer 2,5 TWh d'H₂ d'ici 2030, via son réseau gazier actuel [Iphe 16].

Tableau I-2 Caractéristiques générales de consommation d'automobiles PàC, diesel et à batterie, septembre 2016

	PàC	Diesel	Batterie
Réservoir	150 kWh	625 kWh	22 kWh
Consommation (cycle NEDC)	33,3 kWh/100 km	57,3 kWh/100 km	10,5 kWh/100 km
Coût du carburant (Hors Taxe)	0,45 US\$/kWh soit 15 US\$/100km	0,086 US\$/kWh soit 4,95 US\$/100km	0,11 US\$/kWh soit 1,1 US\$/100km
Temps de charge	2 à 5 min	2 à 3 min	1 à 8h
Émissions locales de CO ₂	0 g/km	107 g/km	0 g/km
Autonomie	550 km	1090 km	210 km

L'automobile PàC est donc une technologie de rupture capable de répondre aux problèmes énergétiques et environnementaux actuels. Mais son intégration sur le marché

¹ 1 US \$=0,92 €, octobre 2016

dépend des intentions d'achat de ses futurs propriétaires. Le véhicule PàC est cher (70 000 US \$, en 2016) et ses avantages environnementaux n'auront pas, à eux seuls, le pouvoir de décision sur son achat. L'aspect commercial du véhicule PàC ne doit pas être négligé. Pour Hardman *et al*, le véhicule PàC peut s'inspirer de la stratégie commerciale du constructeur de VE américain Tesla Motors [Hardman 14]. Ainsi, Tesla propose depuis 2010 des modèles hauts de gamme directement en compétition avec ses homologues thermiques : Audi, BMW, Lexus ou Mercedes (75 000 – 95 000 US \$). Son prochain modèle se veut plus abordable (35 000 US \$) et profite donc de la réputation de ses prédécesseurs et de Tesla. Aussi, au-delà de la disponibilité de l'H₂, l'automobile PàC dépend du coût de son carburant, aujourd'hui 3 à 4 fois plus cher que les carburants fossiles. Pour son automobile PàC, la Mirai, Toyota a adopté une stratégie intéressante. Ainsi, depuis sa commercialisation en décembre 2014, Toyota offre les pleins d'H₂ dans près de 70 stations de charge [Yoshida 15]. Mais des finitions haut de gamme et des offres sur les carburants ne pourront pas garantir le succès du véhicule PàC, les aspects sécuritaires font également partie des enjeux [Al-Amin 16]. En effet, l'hydrogène est un gaz explosif et volatil mais n'est pas plus dangereux que les autres carburants. Entretenir le réservoir d'H₂ est, par exemple, aussi risqué pour la santé que de manipuler l'amiante des pièces mécaniques des voitures traditionnelles [Dotson 06] [Lopez-Arquillos 15]. Un travail médiatique et des normes de sécurité sont ainsi nécessaires pour l'acceptation des technologies de l'hydrogène dans la société.

1.1.c Un stockage mixte de l'énergie

Le fonctionnement de la PàC est orchestré par ses auxiliaires d'alimentation, d'humidification, de refroidissement et de conversion. Le tout forme le « système PàC ». Tout d'abord, l'hydrogène contenu dans la bonbonne de stockage est détendu jusqu'à la pression d'utilisation de l'anode (1 à 3 bars), avec un débit régulé par électrovanne. Dans le même temps, un compresseur envoie le comburant (de l'O₂ ou de l'air) vers la cathode. Ensuite, la membrane électrolytique a besoin d'être hydratée pour éviter qu'elle ne se rompe. L'humidification des gaz est alors réalisée en amont de la pile au moyen d'une colonne d'humidification chauffée ou d'un humidificateur à bullage. Un système de contrôle de température avec caloporteur (typiquement de l'eau) régule également la température du

système. Celui-ci est constitué d'une pompe, d'une vanne-mélangeuse et d'un radiateur. Enfin, la PàC ne peut pas être directement connectée au bus de tension continu parce qu'elle n'est pas réversible en puissance et que sa tension de sortie est généralement faible. En effet, la tension aux bornes de ses cellules est d'environ 0,7 V/cellule. Une tension élevée de PàC nécessite alors la mise en série de nombreuses cellules et augmente ainsi son encombrement. Un convertisseur d'électronique de puissance DC/DC adapte finalement la tension de sortie de la PàC vers le bus de tension continu du véhicule. La dynamique de fonctionnement de la PàC dépend alors essentiellement de ses auxiliaires et de sa température de fonctionnement. En effet, il faut 5 à 10 min pour qu'une PEMFC atteigne sa température optimale [Thounthong 09]. Une sollicitation trop rapide entraînera une sous-alimentation en gaz et détériorera le catalyseur de façon permanente [Yang 12]. Ainsi, la traction d'un véhicule requiert des dynamiques de puissance élevées néfastes pour la PàC [Payman 09].

Un Système de Stockage d'Énergie secondaire (ESS en anglais) est alors nécessaire pour fournir et absorber les transits de puissance suivant une architecture et une gestion énergétique définie [Burke 07] [Khaligh 10]. Cette source secondaire peut alors prendre en main les forts appels de puissance, ce qui permet d'augmenter la durée de vie de la PàC. L'hybridation avec une source réversible possède finalement l'avantage de récupérer l'énergie du freinage régénératif [Chan 10]. Plusieurs hybridations sont possibles. La première utilise une PàC et une batterie de traction (Figure I.3.a). Les autres associent un ou plusieurs ESS à la PàC qui fournit alors la principale énergie de traction (Figure I.3.b et c) [Bauman 08] [Corbo 09] [Thounthong 09]. Dans tous les cas, un hacheur élévateur joue le rôle d'interface entre la PàC et le bus de tension continu. Cette configuration a l'avantage d'utiliser des PàC à basse tension, l'encombrement et le coût du système sont ainsi réduits [Bauman 08]. De plus, l'inductance série et la diode anti-retour du hacheur élévateur participent au contrôle du courant de la PàC.

La Figure I.3a présente l'hybridation de type série où une batterie tient le rôle du bus de tension continue. La tension de bus est alors sensible aux appels de puissances et à l'état de charge de la batterie. Suivant son dimensionnement, la PàC peut jouer le rôle de prolongateur d'autonomie (« Range Extender ») ou de source principale. Ainsi, un des avantages de cette configuration est de limiter le nombre de convertisseurs et donc de

réduire la masse, le volume ou même le coût du véhicule. Toyota a ainsi choisi d'utiliser une PàC de 114 kW pour assister la batterie nickel-métal hydrure (NiMh) de 1,6 kWh de sa Mirai [Yoshida 15] [Álvarez-Fernández 16] [Toyota 16]. De la même façon, des batteries au lithium équipent la FCX Clarity de Honda ou la Tucson FCEV de Hyundai [Sulaiman 15] [Álvarez-Fernández 16]. La PàC *range extender* permet, quant à elle, d'augmenter l'autonomie d'une automobile électrique à batterie existante. C'est notamment le cas de l'utilitaire électrique Kangoo ZE, de Renault (France). Celui-ci, en partenariat avec le groupe La Poste, s'est vu ajouter une PEMFC de 5 kW, du groupe Symbio FCell. L'autonomie a ainsi été doublée pour atteindre 320 km [Symbiofcell 16].

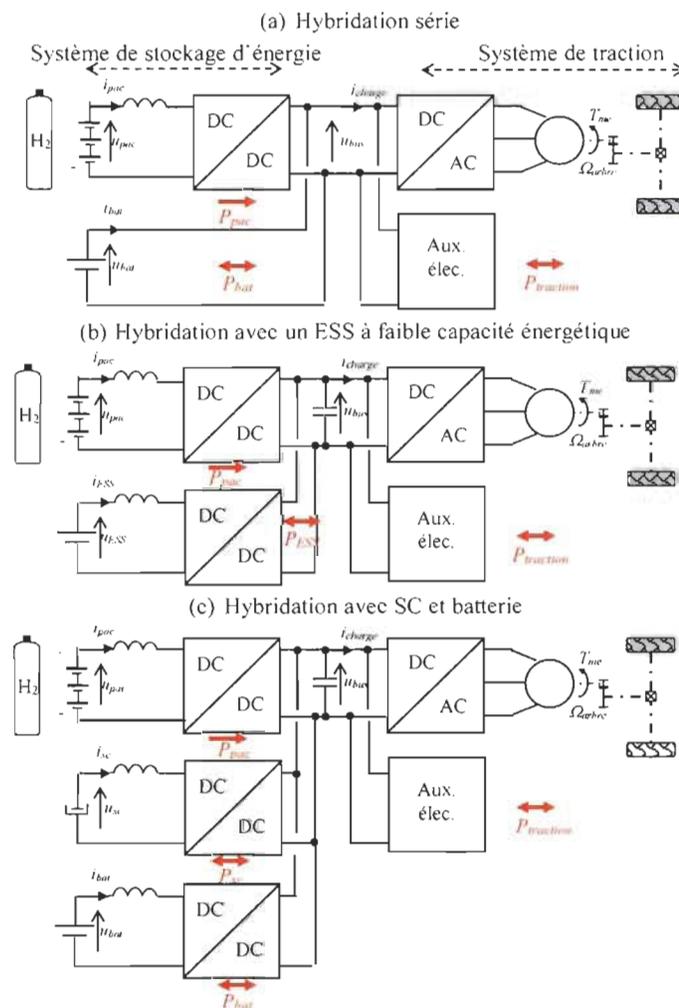


Figure I.3 Structures d'hybridation de système de stockage d'énergie à base de Pile à Combustible

La seconde hybridation apporte davantage de flexibilité, notamment en termes de dimensionnement et de gestion des puissances (Figure I.3b et c). Une première solution est d'intégrer un ESS secondaire (Figure I.3b). Un hacheur élévateur réversible en courant y adapte les niveaux de tension du condensateur de bus continu et de l'ESS. Des batteries haute puissance ou des SuperCondensateurs (SC) sont des ESS viables. L'avantage de la batterie est énergétique et se trouve essentiellement lors du démarrage, où les performances de la PàC sont limitées. Ce choix permet de conserver de bonnes performances au démarrage, mais compromet légèrement le bilan énergétique du véhicule. En effet, à puissance équivalente, la capacité énergétique de la batterie est supérieure à celle du SC. La batterie risque alors d'être surdimensionnée et d'ajouter un poids excédentaire au véhicule. Aussi, les forts courants de traction induisent des pertes thermiques dans les batteries [Thounthong 09]. De nombreuses études utilisent les SC qui, grâce à leur stockage électrostatique, possèdent une excellente durée de vie : plus de 500 000 cycles charge-décharge. L'hybridation PàC/SC permet également d'atteindre des transitoires de puissance élevée. Finalement, la faible durée de vie des batteries pousse aujourd'hui à considérer de plus en plus les SC [Aouzellag 15] [Li 16]. Avec sa FCX de 2002, Honda avait par exemple choisi cette technologie comme source secondaire de son véhicule [Honda 17] (Figure I.4).

Une dernière solution consiste à profiter des avantages de la PàC, de la batterie et des SC (Figure I.3c). Dans cette configuration, il est préférable de ne pas directement connecter la batterie de puissance au bus de tension continu. Les forts courants de traction, et plus particulièrement les courants de recharge réduiront son espérance de vie. Cette topologie permet théoriquement de profiter des avantages de chacune de ses sources et donc d'atteindre des optimums de consommation [Vural 14]. En pratique, les performances dépendent de la façon dont sont gérés les échanges de puissance entre la PàC, la batterie et le SC. Ainsi, les principales stratégies étudiées dans la bibliographie sont complexes et construites à base de règles logiques optimales ou floues [Zandi 11] [Li 12] [Garcia 13] [Castaings 16a].

Même si les automobiles commercialisées aujourd'hui utilisent une configuration série PàC/Batterie de fortes puissances, l'hybridation PàC/SC a du potentiel et mérite d'être étudiée. Ainsi, la comparaison, le dimensionnement ou le développement de gestions d'énergie pour différentes hybridations ont fait l'objet de nombreuses études sans que la

batterie, ou le supercondensateur ne se démarque vraiment [Thounthong 09] [Khaligh 10] [Garcia 13]. Le choix de l'hybridation est donc une affaire de compromis, davantage de comparaisons entre les deux technologies d'ESS peuvent être réalisées dans le futur. En 2013, date du début de la thèse, le seul véhicule PàC commercialisé était à supercondensateurs (Figure I.4). Aujourd'hui, l'utilisation de la batterie se justifie plus qu'à l'époque, car les batteries ont fait d'énormes progrès. Aussi, les batteries sont bien connues des industriels, car elles sont utilisées pour leurs modèles hybrides (ex. Prius de Toyota). Dans cette thèse, la configuration PàC/SC est retenue, suivant la configuration décrite par la Figure I.3b. Ce choix limite le nombre d'ESS secondaires au SC, qui est plus léger, plus robuste et possède une densité de puissance supérieure à la batterie. Ainsi, l'automobile PàC/SC pourra réaliser des économies d'énergie par rapport à ses homologues thermiques par l'établissement d'une commande associée à une stratégie de gestion de l'énergie.

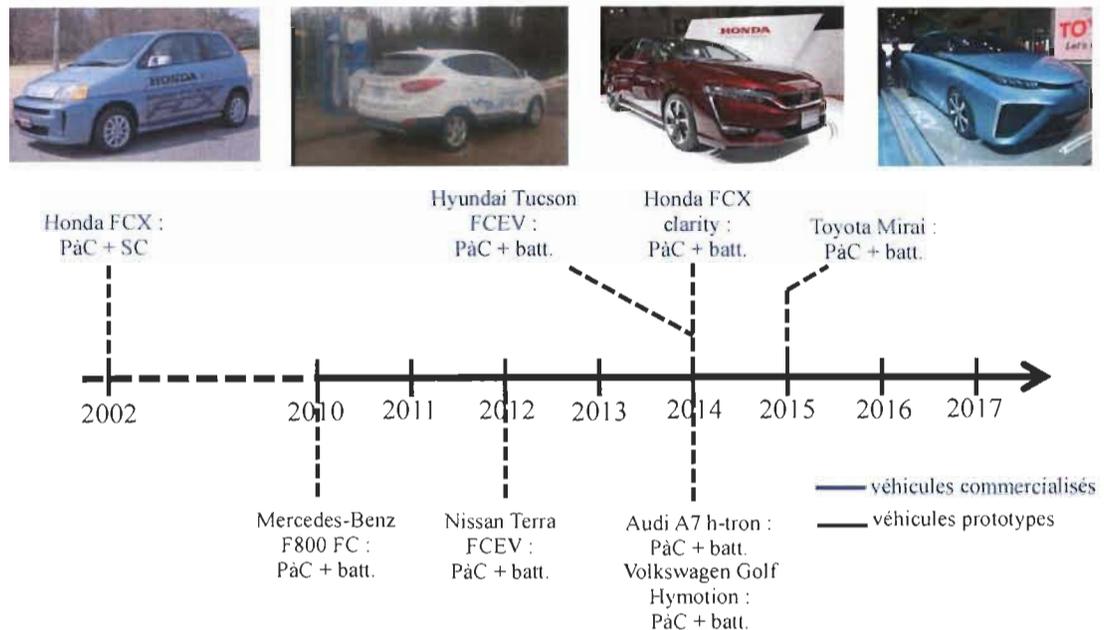


Figure I.4 Commercialisation des véhicules à pile à combustible

I.2 Une commande particulière ?

L'hybridation PàC/SC choisie permet d'assurer la traction du véhicule tout en récupérant l'énergie du freinage électrique. Par rapport à un système mono-source (un VE à batterie par exemple), la configuration multi-source dispose de degrés de liberté supplémentaires, mais gagne en complexité. Dans un premier temps, les différents organes du véhicule sont fortement couplés. Par exemple, la PàC doit à la fois maintenir la tension

de bus continu et l'état de charge du SC à un niveau sécuritaire. Ensuite, ses composants possèdent des comportements non-linéaires [Jia 09] [Alanis 10] [Gao 10]. Ces contraintes peuvent alors influencer sur la stabilité de l'automobile. Il est alors nécessaire de répartir les flux de puissance du système entre les sources suivant une commande qui assure sa stabilité.

1.2.a Généralités sur la commande

Un système est une association de composants en interaction. Une variable de réglage² $u(t)$ agit sur le système qui réagit en fonction des perturbations qui affectent son état tel que :

$$y(t) = f(t, x(t), p(t), u(t)) \quad (1.3)$$

avec x une variable d'état, t le temps, p une entrée de perturbation et $f()$ une fonction qui modélise le comportement du système à commander.

Commander un système revient à amener sa sortie $y(t)$ à un point de consigne $y_{ref}(t)$. En théorie, la variable de réglage $u(t)$ peut être définie en boucle ouverte (Figure I.5a). Elle est fonction de l'inversion directe du modèle et du point de consigne tel que :

$$u(t) = g(t, x(t), p(t), y_{ref}(t)) \quad (1.4)$$

où la fonction composée (1.3) est égale à $y_{ref}(t)$, c'est-à-dire que $g()$ est l'inverse de $f()$.

Dans le cas de la commande en boucle ouverte, la sortie $y(t)$ et la mesure de l'état $x(t)$ n'affectent pas la variable de réglage $u(t)$. En d'autres mots, la sortie n'est pas mesurée et n'est donc jamais comparée à sa référence. Ainsi, la qualité de la commande dépend de l'identification des paramètres du système à contrôler [Rohrs 93a]. Une variation des paramètres identifiés ou des perturbations impacteront la réponse du système. De plus, dans la pratique, il n'est pas toujours possible de définir l'inverse d'un système. Dans un premier temps, il est possible d'approximer certains coefficients ou de négliger d'autres termes. Dans un second temps, il est possible d'inverser le système de façon indirecte. Cette opération peut se réaliser en boucle fermée. (Figure I.5.b).

² En automatique, le terme « variable de commande » est également souvent utilisé.

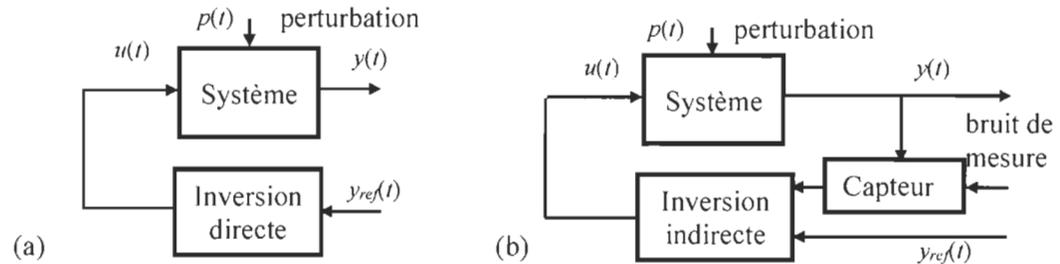


Figure I.5 Principe général de la commande : boucle ouverte (a), boucle fermée (b)

Une commande en boucle fermée permet d'atteindre de meilleures performances en termes de suivi et de robustesse que la commande en boucle ouverte. On parle également du terme anglo-saxon « Feedback Control » [Kokotovic 92] [Van Den Hof 95] [Devasia 02]. La variable de sortie mesurée y_{mes} est comparée à sa référence y_{ref} tel que :

$$e(t) = y_{ref} - y_{mes} \quad (1.5)$$

La commande agit alors sur la variable de réglage $u(t)$ pour minimiser l'erreur $e(t)$ à l'aide d'un correcteur $C(t)$:

$$\begin{aligned} u(t) &= C(t) * e(t) \\ e(t) &\rightarrow 0 \text{ lorsque } t \rightarrow \infty \end{aligned} \quad (1.6)$$

Ainsi, les correcteurs combinent généralement des actions Proportionnelles, Intégrales et Dérivées sur l'erreur $e(t)$ [Yang 96]. Cette combinaison peut alors prendre la forme de compensateurs à retard ou avance de phase, de correcteurs P, PI, PID ou autre de façon à assurer les performances désirées. Lorsque le modèle est trop complexe, ou inconnu, la conception du correcteur $C(t)$ peut suivre des règles à base de logiques floues, où les règles définies sont basées sur un raisonnement humain [Bouchon-Meunier 99] [Passino 96], ou intégrer des réseaux de neurones qui adapteront les paramètres de commande en fonction d'une procédure d'apprentissage [Farrell 96]. Ainsi, la commande en boucle fermée rend la réponse du système moins sensible aux perturbations ou aux changements de paramètres que la commande en boucle ouverte. Toutefois, la commande développée en boucle fermée ne permet pas toujours d'atteindre des consignes de sorties y_{ref} réalisables. Si la commande n'est pas bien pensée, certaines variables du système peuvent devenir trop importantes, voire « incontrôlables », et perturber le fonctionnement du système qui devient instable.

La stabilité d'un système est sa capacité à se maintenir, même après un changement d'entrée de commande ou de perturbation [Radatz 96] [IEEE/CIGRE 04]. Dans le meilleur des cas, un système instable induira des pertes énergétiques [Marx 11]. Dans le pire des cas, les besoins énergétiques seront tels que le système sera détérioré. Il existe plusieurs définitions de stabilité associées au domaine étudié [Radatz 96]. De façon générale, la notion de non-divergence est commune à ces définitions. Un système stable peut alors s'écarter de son état initial, mais s'arrête de diverger. L'analyse de la stabilité différencie les systèmes linéaires et non-linéaires. Pour les systèmes non-linéaires, on ne parle pas de la stabilité du système, mais de la stabilité du point d'équilibre (de chaque point d'équilibre). Cette distinction est d'autant plus importante pour les systèmes non-linéaires qui possèdent plusieurs points d'équilibres.

Un système linéaire obéit au principe de superposition tel que, avec toutes les conditions initiales nulles, si $u_1(t)$ produit $y_1(t)$ et que $u_2(t)$ produit $y_2(t)$, alors, pour les constantes c_1 et c_2 , la réponse à :

$$u(t) = c_1 u_1(t) + c_2 u_2(t) \quad (1.7)$$

est :

$$y(t) = c_1 y_1(t) + c_2 y_2(t) \quad (1.8)$$

Un système linéaire est alors considéré comme stable si et seulement si tous ses signaux sont bornés. Il suffit alors que les pôles³ de toutes ses boucles soient à partie réelle négative. La commande et les paramètres de ses correcteurs peuvent alors être développés autour de méthodes qui assurent la stabilité du système en boucle fermée. Pour cela, les méthodes de placement de pôles, de tracé des lieux des racines, de Nyquist, de Bode, ou de Nichols sont construites autour d'outils comme les critères de Routh-Hurwitz, des marges de gains ou de phase des systèmes [Bothwell 50] [Isidori 96] [Marx 11] (Figure I.6). À partir de ces outils, des méthodes optimales peuvent ensuite effectuer la synthèse des paramètres des correcteurs suivant des critères de rapidité, de précision, de stabilité relative (dépassement) ou d'effort. Les régulateurs quadratiques linéaires (LQR) et Gaussiens (LQG) utilisent par

³ Les pôles sont les racines du dénominateur d'une fonction de transfert et les zéros sont les racines du numérateur, après simplification des termes communs.

exemple le principe itératif du minimum de Pontryagin pour placer les pôles d'un système commandé, tout en minimisant une fonction de pondération et de commande [Lewis 95].

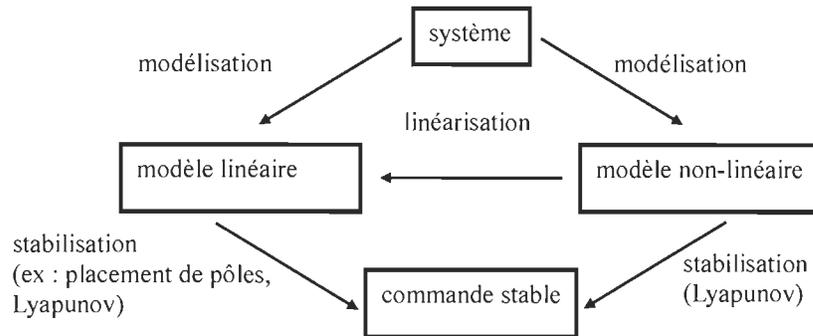


Figure I.6 Méthode générale pour la conception de commandes en boucle fermée stables

Un système non-linéaire n'obéit pas au principe de superposition décrit en (1.7) et (1.8). Mathématiquement, une non linéarité peut prendre des formes variées, par exemple :

$$\sin(v_1(t)) ; v_1(t)v_2(t) ; \frac{v_1(t)}{v_2(t)} ; v_1(t) \frac{dv_1(t)}{dt} ; \sin(v_1(t)) ; e^{v_1(t)} \quad (1.9)$$

avec $v_1(t)$ et $v_2(t)$ des variables du système.

Dans le cas d'un système non-linéaire, l'approche la plus utilisée pour la conception d'une commande stable est la notion de linéarisation (Figure I.6) [Isidori 96]. Une modèle linéaire est alors définie au voisinage d'un point d'équilibre du système. Une loi de commande est ensuite construite autour d'un point d'équilibre en posant que le comportement est linéaire. Les méthodes de conception des systèmes linéaires présentées dans le paragraphe précédent peuvent alors être utilisées dans la plage de validité du modèle linéarisé (Figure I.6). Une seconde approche très générale pour l'analyse et la conception de commandes stables de systèmes non-linéaires est la méthode de Lyapunov, dont les concepts seront développés § 1.2.d [Khalil 01] [Marx 11].

1.2.b Les commandes du véhicule PàC/SC

Le véhicule PàC/SC est gouverné par deux objectifs. Le premier concerne la traction pour que le véhicule réponde aux appels de puissances désirés par le conducteur. Le second peut être d'optimiser la consommation d' H_2 et/ou la durée de vie de la PàC [Dépature 16a].

La puissance de traction doit alors être répartie au mieux entre la PàC et le SC. Dans le même temps, la tension de bus continu doit être maintenue constante par le contrôle simultané de la PàC et du SC. Ainsi, il est important de différencier la stratégie, qui vise à obtenir les meilleures performances, et la commande qui s'assure le suivi des consignes que fournit la stratégie. La commande de la traction électrique d'un véhicule est aujourd'hui maîtrisée et ne présente pas, à elle seule, un verrou technologique. Les paragraphes qui suivent établissent donc une synthèse des recherches entreprises pour atteindre le second objectif, qui concerne la commande du système PàC/SC du véhicule étudié.

Dans la partie qui suit, différentes commandes appliquées aux véhicules PàC/SC sont présentées. Celles-ci seront ensuite comparées en fonction de leurs performances, notamment en termes de stabilité, de découplage des puissances et d'application en temps réel.

Uzunoglu *et al*, Aouzellag *et al*, et Hemi *et al* ont proposé une commande classique à base de correcteurs PI [Uzunoglu 07] [Aouzellag 15] [Hemi 15]. Les éléments énergétiques, comme les inductances de lissage ou le condensateur de bus de tension continu y sont « inversés » indirectement pour maintenir une faible erreur de consigne de tension de bus. Ici, la PàC et le SC sont contrôlés en fonction d'une stratégie de filtrage ou d'optimisation. Les deux sources se partagent alors les flux de puissance en fonction du profil de traction et de l'état de charge du SC. Ainsi, la structure de commande est simple ce qui est son principal avantage. Les auteurs proposent également la mise en place de saturation des puissances. Toutefois, les non-linéarités apportées par ces saturations ne sont pas prises en compte par les correcteurs. Les travaux ont été validés par la simulation sur des cycles de conduite normalisés, mais leur stabilité n'est pas démontrée.

Payman *et al* ont étudié les performances d'une source hybride PàC/SC commandée suivant les principes de platitude selon laquelle toutes les entrées du système peuvent être déterminées à partir des sorties égales en nombre [Payman 09]. Ainsi, la commande plate se décompose en une commande en boucle ouverte constituée d'une génération de trajectoire associée à une inversion dynamique, et d'une commande en boucle fermée qui asservit et rejette les perturbations [Fliess 95] [Barre 04] [Colas 07]. La génération de trajectoire fournit une référence y_{ref} réalisable par le modèle du système étudié. L'application de la

commande plate nécessite néanmoins la connaissance des n dérivées de la référence dy_{ref}/dt , définie suivant une loi de précommande difficile à mettre en place si l'on ne connaît pas l'évolution du système à l'avance (Figure I.7). Pour une application automobile, cela signifie qu'il est nécessaire de connaître le cycle de vitesse à l'avance ce qui est problématique. Une fois développées, les commandes plates peuvent tenir compte des non-linéarités associées aux modèles. Elles possèdent ainsi de meilleures performances qu'une structure de commande composée de simples correcteurs PI, sans pour autant en démontrer la stabilité. Dans le cas des travaux de Payman *et al*, le SC est vu comme une source secondaire commandée de façon indépendante. Une procédure expérimentale a finalement validé ces travaux suivant des échelons de puissance de traction. Thounthong *et al* ont apporté un découplage fréquentiel des puissances en temps réel de façon à diminuer le stress que subit la PàC, de nouveau suivant des échelons de puissance [Thounthong 10]. Des performances similaires ont également été obtenues par une combinaison de commande plate, de correcteurs PD, et d'une gestion énergétique issue de règles logiques floues [Thounthong 15]. L'apport principal de ces derniers travaux est l'implémentation et la validation en temps réel des commandes plates et floues pour la régulation du bus de tension continu.

Pour répondre à la problématique de gestion énergétique en temps réel, Solano Martinez *et al* ont décomposé, puis représenté le modèle d'un véhicule PàC/SC en plusieurs sous-systèmes en interaction. Une Structure Maximale de Commande (SMC) composée d'inversions directes et de correcteurs a ainsi été déduite par l'inversion de la Représentation Énergétique Macroscopique (REM), qui est un outil graphique énergétique qui permet de structurer la commande de manière systématique [Solano Martinez 11]. Les lois de commandes locales et les stratégies globales de gestion de l'énergie ont ainsi été clairement séparées puis validées par la simulation. Azib *et al* ont procédé de la même façon pour valider expérimentalement leurs travaux par l'émulation à échelle réduite d'une automobile PàC/SC, gouvernée par une stratégie de découplage fréquentielle [Azib 11].

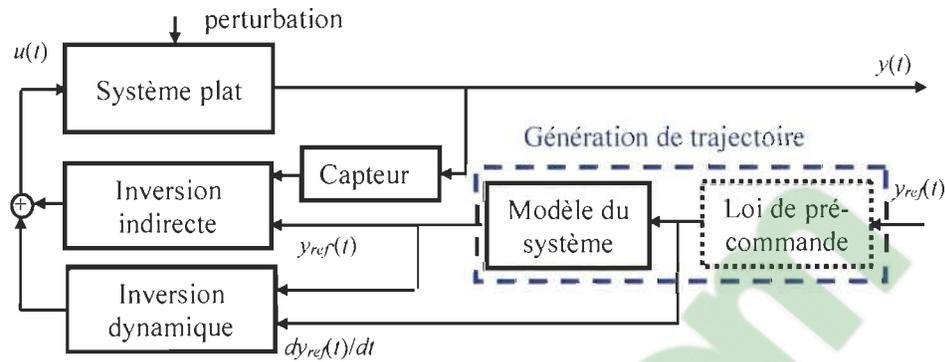


Figure 1.7 Principe général de la commande plate

Les travaux énoncés précédemment ne se sont pas intéressés à la démonstration de la stabilité des commandes proposées. Récemment, El Fadil *et al* et Rajabzadeh *et al* ont développé des lois de commandes qui assurent la stabilité asymptotique de la source hybride PàC/SC à l'aide des théories de Lyapunov [El Fadil 14] [Rajabzadeh 16]. Des résultats de simulation y sont proposés. D'une façon similaire, Lee *et al* ont utilisé la méthode itérative du Backstepping, qui est une méthode récursive basée sur les théories de Lyapunov, pour déduire une loi de commande asymptotiquement stable qui a été validée par la simulation [Lee 12]. Toutefois, aucune stratégie de gestion de l'énergie efficace n'a été proposée.

Les commandes déduites de la REM [Bouscayrol 03b] [Bouscayrol 12] [Lhomme 14], du Backstepping [Krstic 95] [Krstic 96] et des systèmes plats utilisés dans les travaux présentés ci-dessus font partie de la catégorie des commandes par inversion. Dans son principe, la commande par inversion décompose un système en sous-systèmes interconnectés. La commande par inversion utilise ensuite une approche systémique et cognitive pour 1) définir une chaîne de réglage qui identifie la cause qui produit l'effet désiré et 2) inverser les modèles des éléments associés à la chaîne de réglage, de façon directe ou indirecte, pour obtenir une structure de commande par inversion. Il est difficile d'être aussi catégorique en ce qui concerne la logique floue. En effet, il existe des commandes par inversion avec logique floue, mais la principale différence est que les modèles exploités sont comportementaux (approche cybernétique) et non des modèles de connaissance (approche cognitive).

Le Tableau 1-3 résume les principales caractéristiques des recherches énoncées précédemment. Il apparaît que très peu des travaux ont été validés expérimentalement, et seule la commande déduite par l'inversion de la REM de Azib *et al* a été validée dans des conditions proches des conditions réelles d'utilisation du véhicule PàC/SC. Les travaux issus de la commande plate ont également été validés expérimentalement, mais pour des tests qui ne reproduisent pas le comportement et l'environnement d'un véhicule. Seules les commandes issues des théories de Lyapunov et du Backstepping ont démontré la stabilité de façon intrinsèque. Pour les autres travaux, la stabilité des commandes pourrait théoriquement être démontrée *a posteriori*. Les commandes déduites du Backstepping ne proposent toutefois aucune stratégie de découplage des puissances entre la PàC et le SC. La thèse se focalisera ainsi sur deux approches de déduction de commande basées sur les concepts de la commande par inversion : la commande par inversion de la REM qui permet de découpler de façon causale les puissances entre la PàC et le SC en temps réel, et la commande par Backstepping issu des théories de Lyapunov qui assure la stabilité asymptotique du véhicule.

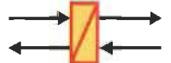
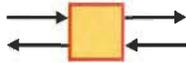
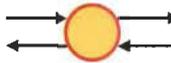
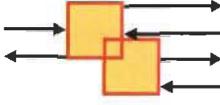
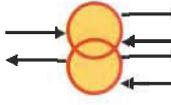
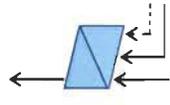
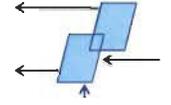
Tableau 1-3 Résumé des commandes habituelles des véhicules PàC/SC

Référence	Méthode	Découplage	Stabilité	Expérimental
[Uzunoglu 07]	corr. PI	oui	non démontrée	non
[Aouzellag 15]	corr. PI	oui	non démontrée	non
[Hemi 15]	corr. PI	oui	non démontrée	non
[Payman 09]	comm. plate	non	non démontrée	échelon
[Thounthong 15]	comm.plate et stratégie floue	oui	non démontrée	échelon
[Solano Martinez 11]	REM avec corr. et stratégie floue	oui	non démontrée	non
[Azib 11]	REM avec corr. PI	oui	non démontrée	émulation
[El Fadil 14]	critère de Lyapunov	non	oui	non
[Rajabzadeh 16]	critère de Lyapunov	non	oui	non
[Lee 12]	Backstepping	non	oui	non

I.2.c La commande par inversion de la REM

La REM est un formalisme graphique qui organise les interactions de modèles suivant les principes d'interaction et de causalité [Bouscayrol 03b] [Bouscayrol 12] [Lhomme 14]. Les échanges énergétiques entre les composants d'un système y sont décrits par différents pictogrammes (Tableau I-4). Il est important de souligner que la REM n'est pas une méthode de modélisation, mais d'organisation de modèles en vue d'une structuration de la commande du système. Ainsi, la modélisation des différents sous-systèmes doit être réalisée au préalable.

Tableau I-4 Pictogrammes de la REM (vert et orange) et pictogrammes de commande associés (bleu) les plus communs

	Sources énergétiques		Élément d'accumulation énergétique
	Élément de conversion mono-physique		Élément de conversion multi-domaine
	Élément de couplage mono-domaine		Élément de couplage multi-domaine
	Variables d'action – réaction		Capteur
	Élément physique du système étudié		Élément virtuel
	Inversion indirecte (boucle fermée)		Inversion de couplage avec critère de répartition
	Inversion directe (boucle ouverte)		Gestion globale de l'énergie

Une structure de commande du système est déduite de manière systématique par l'inversion de la REM. L'IBC, pour « Inversion-Based Control » (commande par inversion) [Bouscayrol 12], déduite de la REM définit une structure de commande composée d'inversions directes (boucles ouvertes) et indirectes (boucles fermées). Elle indique ainsi l'emplacement des correcteurs et des capteurs à mettre en place. Ainsi, une structure de commande est construite suivant une procédure composée de quatre étapes (voir Annexe A pour un exemple simple d'application) :

1. Définir la REM du système étudié à partir des modèles et des hypothèses considérées.

2. Définir les objectifs de la commande et identifier les variables de réglage de la REM du système. Les variables à contrôler sont ensuite reliées aux entrées de réglage pour former les chaînes de réglage. En pratique, la méthode consiste à suivre et relier les flèches qui lient les entrées de réglage (flèches rouges) aux sorties.

3. Inverser la chaîne de réglage pour obtenir une chaîne de commande. Les variables de sortie à contrôler deviennent alors des entrées de commande de référence.

4. Inverser un par un les éléments REM selon la chaîne de commande, à la manière d'un « effet miroir » suivant des règles basiques (Figure 1.8). Les modèles des éléments de conversion sont directement inversés en boucle ouverte (parallélogrammes bleus). Les éléments d'accumulation sont inversés en boucle fermée (parallélogrammes barrés bleus) par la mise en place de correcteurs et de capteurs. Ici, toutes les variables sont supposées mesurables. Les éléments de couplage sont inversés au moyen d'entrées de répartition (il y a plus de variables de réglage que de sortie à commander) ou de pondération (il y a moins de variables de réglages que de sorties à commander) où des compromis sont réalisés.

L'IBC détermine ainsi une Structure Maximale de Commande (SMC) composée du nombre maximal de correcteurs et de capteurs à mettre en place. Des simplifications ou des estimations peuvent être effectuées en fonction du cahier des charges ou des contraintes physiques du système. Enfin, un élément spécifique, appelé stratégie, est utilisé pour définir les références et les différentes entrées de la commande (flèches bleus) [Bouscayrol 12].

La REM a été préalablement introduite pour la recherche dans le développement de commandes de systèmes électromécaniques complexes [Bouscayrol 03b] [Bouscayrol 05] [Sandulescu 13]. Elle est aujourd'hui utilisée dans différents travaux dédiés aux systèmes fluidiques [Chrenko 08] [Boulon 09] [Azib 11], thermiques [Horrein 12] [Horrein 16] ou piézo-électriques [Dai 09]. La stabilité de la commande déduite de la REM n'a pas encore été démontrée au sens de l'automatique. Les premiers travaux qui ont été faits sur la REM étaient consacrés à des systèmes électromécaniques simples comme le contrôle en vitesse d'une Machine à Courant Continu (MCC) ou d'une MAS dont les structures de commande stables sont bien connues. On peut dire que l'on retrouvait de manière efficace les structures de commande classiques grâce à la REM. Partant de ce constat, les principes

d'inversion de la REM ont été étendus à d'autres systèmes plus complexes avec des couplages physiques multi-domaine comme la régulation thermique d'une résidence [Guzman 15], l'étude d'un prototype de train composé de six moteurs diesel et de leurs alternodémarrateurs [Agbli 16], d'un métro automatique [Verhille 07], de différents VEH [Lhomme 07] ou même la gestion énergétique d'un hélicoptère électrique hybride [Bienaimé 12].

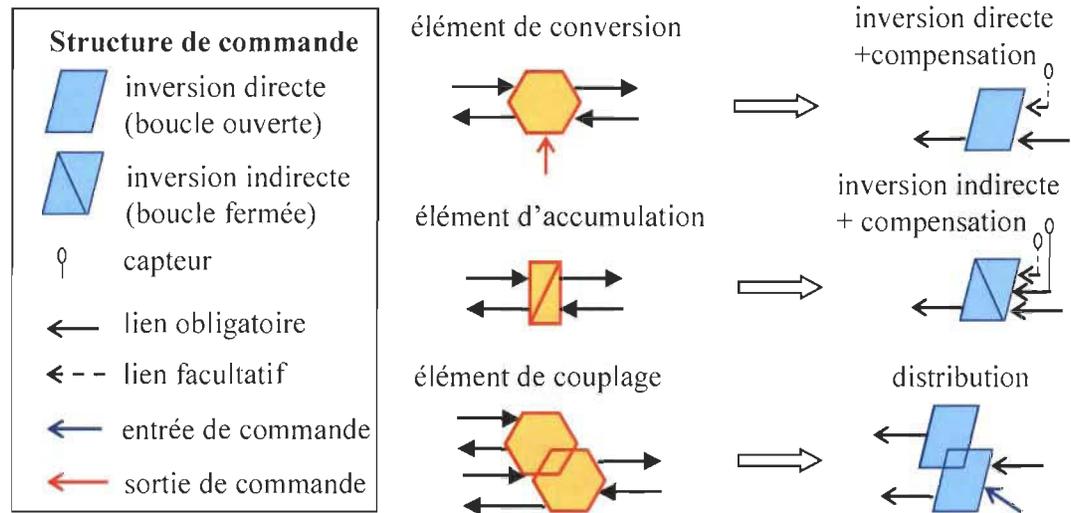


Figure 1.8 Règles d'inversion de la REM

1.2.d La commande par Backstepping adaptatif

Au début des années 1990, la commande par Backstepping développée par M. Krstic, I. Kanellakopoulos et P.V Kokotovic, a débloqué plusieurs verrous pour la commande de la plupart des classes de systèmes non-linéaires [Krstic 95] [Krstic 96]. Cette approche garantit une commande stable avec de bonnes propriétés de suivi. Ainsi, le Backstepping possède une procédure systématique définie suivant un algorithme d'étape par étape qui donne son nom à la méthode [Zhou 11]. L'idée clé du Backstepping, énoncée par Kokotovic, est de différencier les boucles d'un système, alors décomposé en sous-systèmes SISO (« Single Input / Single Output »), pour définir une structure de commande par boucles imbriquées suivant des critères de stabilité issus des théories de Lyapunov [Kokotovic 92].

La commande par Backstepping déduit donc des lois de commande locales à partir de modèles. Un modèle approprié est donc nécessaire ce qui rend l'étape de modélisation fondamentale [Krstic 96]. Dans un premier temps, les incertitudes peuvent être considérées comme des perturbations du modèle nominal (pas de mise à jour des lois de commande). Une commande robuste sera alors peu sensible aux variations des paramètres du procédé ou aux perturbations externes et tentera de répondre aux objectifs de commande aux marges des incertitudes [Kokotovic 92] [Khalil 01]. Les systèmes physiques possèdent parfois des comportements non-stationnaires. Les paramètres (ex. la masse, la capacité, le coefficient de frottement, etc.) sont méconnus ou dépendent de l'environnement. Le choix de connaître l'état du système de façon continue, puis de mettre à jour les lois de commande en temps réel (« on-line ») peut être pris. On parlera dans ce cas d'une commande adaptative [Boyer 14]. La partie qui suit introduit l'idée générale de la commande par Backstepping adaptatif dans le cas de systèmes non-linéaires (voir Annexe A pour un exemple simple d'application).

Soit un système continu dynamique non-linéaire non-autonome défini par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} x_1 = f(t, x_{1,2}, u) + \phi_1(x_1) + \theta_1 \\ \frac{d}{dt} x_n = f(t, x_{1,\dots,n}, u) + \phi_n(x_n) + \theta_n \end{cases} \quad (1.10)$$

où $\phi_{1,\dots,n}$ sont des fonctions non-linéaires connues et $\theta_{1,\dots,n}$ des paramètres inconnus. Les lois de commande auront pour tâche d'amener les variables d'état $x_{1,\dots,n}$ à leur référence $x_{1,\dots,n-ref}$, et de mettre à jour les valeurs estimées de $\theta_{1,\dots,n}$ tel que :

$$\Delta\theta_{1,\dots,n} = \theta_{1,\dots,n} - \hat{\theta}_{1,\dots,n} \quad (1.11)$$

avec $\hat{\theta}_{1,\dots,n}$ la valeur estimée de $\theta_{1,\dots,n}$.

Les lois de commande du système sont déterminées suivant la procédure itérative suivante :

1. La boucle externe (celle dont la dynamique est la plus lente) est considérée (Figure I.9). L'erreur e_l entre la variable de référence x_{l-ref} et la variable x_l à contrôler est définie :

$$\begin{cases} e_1 = x_{1-ref} - x_1 \\ \frac{d}{dt} e_1 = \frac{d}{dt} x_{1-ref} - \frac{d}{dt} x_1 \end{cases} \quad (1.12)$$

Un critère de stabilité V_l , appelé fonction de commande de Lyapunov, ou *lcf*, est proposé (Figure I.10). Il représente une fonction scalaire qui permettra de garantir la stabilité du système et peut, par exemple, définir une fonction image de l'énergie avec la prise en compte des incertitudes telle que [Krstic 96] [Zhou 11] :

$$\begin{cases} V_l = \frac{1}{2} \delta_l e_1^2 + \frac{1}{2} \Delta \theta_l^T \Gamma_l \Delta \theta_l \\ \frac{d}{dt} V_l = \delta_l e_1 \frac{d}{dt} e_1 - \Delta \theta_l^T \Gamma_l^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_l \end{cases}, \text{ avec } \theta_l \text{ supposé constant} \quad (1.13)$$

où δ_l est un paramètre positif qui dépend du système et Γ_l est une matrice symétrique positive qui représente le gain adaptatif du sous-système contrôlé. Le système est alors défini comme asymptotiquement stable si les théorèmes de Lyapunov et le lemme de Barbālat [Khalil 01] sont respectés :

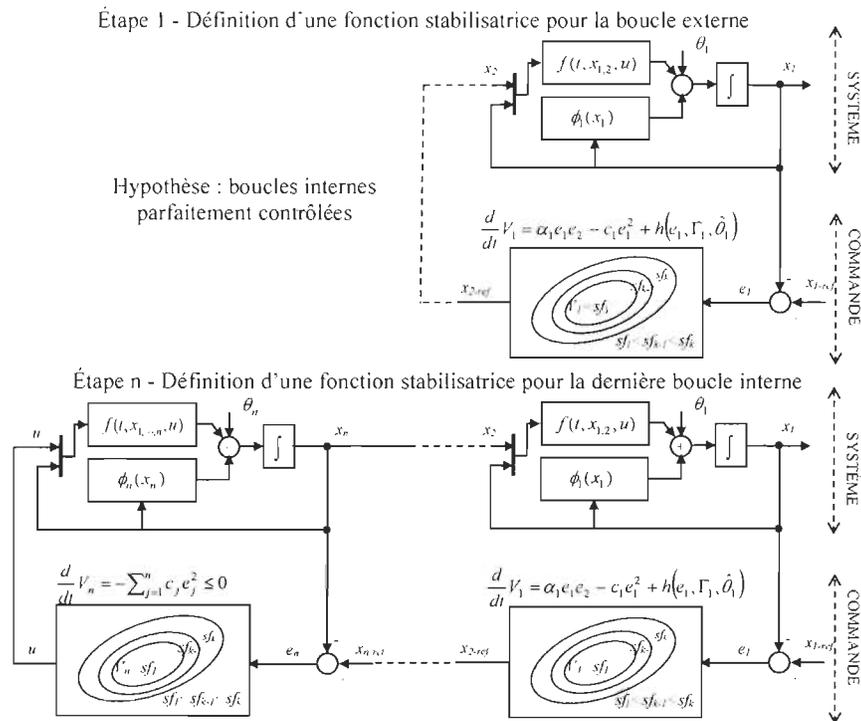


Figure I.9 Représentation sous forme de schémas de blocs des procédures de développement de la commande par Backstepping

$$\begin{cases} V_1 > 0 \forall e_1 \text{ et } \theta_1 \neq 0 \\ dV_1/dt \leq 0 \forall e_1 \text{ et } \theta_1 \\ V_1 \rightarrow \infty \text{ si } e_1 \text{ et } \theta_1 \rightarrow \infty \\ V_1 = dV_1/dt = 0 \text{ si } e_1 \text{ et } \theta_1 = 0 \end{cases} \quad (1.14)$$

En d'autres termes, la *lcf* candidate V_1 doit être positive, continument dérivable et décroissante. En effet, soit la surface de Lyapunov $V=sf_k$ telle que $sf_k > 0$, représentée Figure I.10 [Khalil 96] [Khalil 01]. Lorsque $dV/dt \leq 0$, la *lcf* croise une surface de Lyapunov plus petite $V=sf_{k-1}$. La trajectoire se déplace alors vers un niveau de surface plus petit et ne peut jamais en sortir. Cela signifie que la trajectoire de la *lcf*, et donc du système, est bornée et tend à être stable au cours du temps.

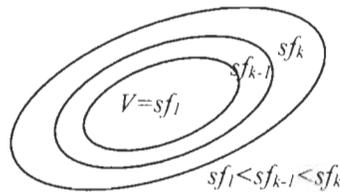


Figure I.10 Niveaux de surface d'une fonction de Lyapunov

Un terme en rétroaction $c_1 e_1$, avec $c_1 \geq 0$ est ajouté pour imposer la condition de stabilité de Lyapunov $dV_1/dt \leq 0$. La référence de la boucle interne x_{2-ref} , fonction du modèle du système, est également introduite telle que $e_2 = x_{2-ref} - x_2$. Une première loi de commande locale, x_{2-ref} , dite virtuelle, est finalement déduite par identification de telle sorte que [Zhou 11] :

$$\frac{d}{dt} V_1 = \alpha_1 e_1 e_2 - c_1 e_1^2 + h(e_1, \Gamma_1, \hat{\theta}_1) \quad (1.15)$$

avec α_1 un paramètre qui dépend du système et $h()$ une fonction souhaitée nulle. La condition $dV_1/dt \leq 0$ est respectée si l'impact du terme $\alpha_1 e_1 e_2$ est négligeable. Ainsi, Γ_1 met à jour l'estimation de l'incertitude pour garantir la stabilité du système tel que $dV_1/dt \leq 0$. La loi de commande locale x_{2-ref} devient finalement l'entrée de commande de la boucle interne.

2. L'étape précédente est répétée pour toutes les boucles internes (Figure I.9). Finalement, la loi de commande du système est définie par identification avec la dérivée de la *lcf* V_n tel que :

$$\frac{d}{dt}V_n = -\sum_{j=1}^n c_j e_j^2 \leq 0, \text{ avec } c_j \geq 0 \quad (1.16)$$

L'utilisation de la commande par Backstepping se retrouve essentiellement dans le domaine de la mécatronique. Différentes machines, comme les machines à courant continu [Carroll 95], asynchrones [Lin 06] [Traoré 10] [Morawiec 14] ou synchrones [Liu 10] [Morawiec 13] sont classiquement contrôlées pour la poursuite de trajectoires de robots ou de véhicules [Zhou 10] [Zhang 15]. D'autres applications aux propriétés fortement non-linéaires font appel à la procédure systématique du Backstepping. C'est le cas notamment de la stabilisation de systèmes chaotiques (systèmes dont le comportement peut devenir imprédictible, dont le comportement dépend de conditions initiales par exemple) [Guessas 12] [Kokotovic 92], ou même du contrôle du confinement du plasma d'un réacteur à fusion nucléaire [Boyer 14]. Toutefois, la commande déduite par Backstepping n'indique pas quelle stratégie (ou gestion énergétique) développer, ce qui complique la gestion des couplages. Les lois de commande locales n'indiquent pas quelles sont les variables de réglage sur lesquelles la stratégie pourra agir. Ainsi, la commande de VE ou de VH n'a jamais été réalisée en temps réel à l'aide du Backstepping adaptatif.

I.3 Cahier des charges de la thèse

I.3.a Objectif et méthodologie

L'élaboration de la commande d'un VE PàC/SC doit prendre en compte de multiples contraintes qui affectent sa stabilité. Celle-ci est indispensable aux bonnes performances du véhicule et à la sécurité des passagers. Ainsi, lors de sa conception, nous désirons que la stabilité du VE PàC/SC soit assurée de façon systématique, c'est-à-dire pour une certaine plage de perturbations auxquelles le véhicule doit faire face (vieillesse, dégradation, conditions climatiques, etc.).

Le Backstepping assure la stabilité asymptotique d'une classe complète de systèmes non-linéaires (voir §I.2.d). Sa procédure est basée sur la décomposition d'un système en boucles en cascade. Mais le choix de cette décomposition est heuristique ce qui est un inconvénient dans le cas des systèmes couplés. La REM déduit quant à elle une structure de commande de façon systématique (voir §I.2.c). Elle permet également de clairement distinguer les lois de commande locales des stratégies globales de gestion de l'énergie.

Toutefois, aucun travail n'a encore su démontrer que les structures de commande définies par l'inversion de la REM permettent de garantir la stabilité des systèmes sensibles comme le véhicule PàC/SC.

Ainsi, l'objectif de la thèse est de concevoir une commande par inversion systématique d'un véhicule couplé Pile à Combustible et SuperCondensateurs dont la stabilité est démontrée de façon intrinsèque. La commande par inversion de la REM et la commande par Backstepping seront combinées à cette fin. La formalisation de règles pour l'élaboration des commandes stables déduites de la REM sera ensuite testée sur l'exemple du véhicule PàC/SC étudié. Les principales qualités de la REM telles que son formalisme graphique fonctionnel et la définition systématique des structures de commande seront conservées. La mise en place de nouvelles règles assurera sa stabilité. Dans un second temps, il apparaît qu'aucune des méthodes définies dans la bibliographie ne permet de définir les performances de la commande par Backstepping pour les systèmes couplés. Cette thèse proposera des règles de conception pour la prise en compte des couplages au travers des concepts de la REM.

La thèse profite du VE du L2EP de Lille (Université Lille1) : la Tazzari Zero. Celui-ci servira de référence réaliste pour la conception d'un VE PàC/SC. Toutefois, il n'est pas concevable de modifier la Tazzari Zero elle-même. Le comportement de la Tazzari Zero sera alors reproduit en plateforme expérimentale « electricité & Véhicule » (eV) du L2EP, en France. De cette façon, même s'il ne s'agit pas de l'objectif de la thèse, un dimensionnement heuristique, une stratégie de gestion de l'énergie appuyée par la littérature et un modèle précis de la Tazzari Zero seront indispensables à la réalisation de la thèse.

Une seconde partie des travaux sera allouée à l'élaboration et à la comparaison de deux commandes par inversion de la traction du véhicule. Ainsi, les commandes déduites de la REM et du Backstepping, qui définissent des architectures de commande par boucles imbriquées locales suivant des approches énergétiques et récursives, seront comparées en fonction de leurs structures, des méthodes de synthèse des correcteurs utilisés, de leurs stabilités et de leurs performances.

Finalement, les apports mutuels de la REM et du Backstepping seront développés pour aboutir à la combinaison des deux méthodes. Une commande stable du véhicule complet sera alors développée, puis validée dans des conditions réelles d'utilisation.

1.3.b Application à un véhicule PàC/SC basé sur un VE réel

Dans cette thèse, le quadricycle instrumenté Tazzari Zero du laboratoire L2EP est choisi comme référence (Figure I.11). Il s'agit d'un VE commercial fabriqué par le groupe Italien Tazzari, qui est spécialisé dans la fonderie et la mécanique. Depuis 2012, la Tazzari Zéro est régulièrement utilisée au sein du réseau MEGEVH pour la recherche [Dépature 13a] [Horrein 14] [Dépature 14b] [Castaings 16b] et l'enseignement dans différents Masters spécialisés [Dépature 13b]. Il s'agit d'un VE de 562 kg (avec le système d'acquisition) équipé d'un réducteur, d'un différentiel mécanique et de deux roues motrices [Tazzari 16]. Son système de propulsion est composé d'une machine asynchrone à cage d'écureuil de 15 kW, avec une puissance max de 22 kW, alimentée par un onduleur et un pack de batteries lithiums au phosphate de fer (LiFePO4) 80 V - 160 Ah (Figure I.12a). Sa vitesse maximale est de 85 km/h. Le véhicule a été instrumenté de capteurs de courants, de tensions et de températures ainsi que d'une antenne de Géo-Positionnement par Satellite (GPS) qui fournit des informations de vitesse et d'altitude. Un système d'acquisition embarqué (CompactRIO, de National Instrument) acquiert et synchronise les données toutes les 0,5 s. Celui-ci est alimenté par deux batteries 12 V – 17,5 Ah additionnelles. Le fonctionnement et l'autonomie du véhicule ne sont ainsi pas affectés par l'instrumentation.

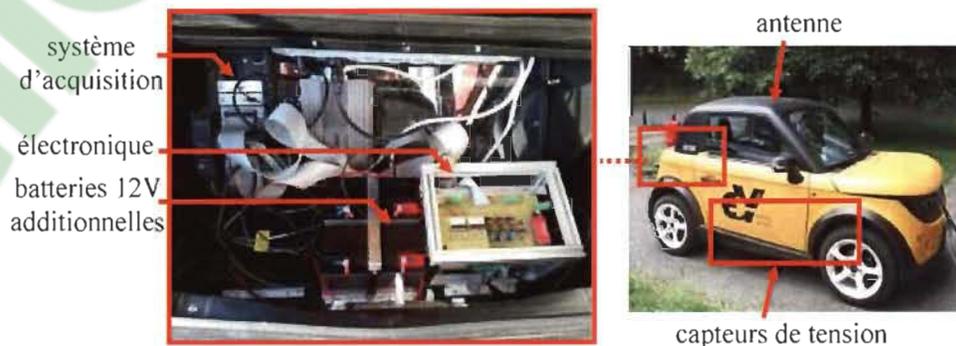


Figure I.11 Véhicule électrique de référence Tazzari Zéro instrumenté

Lors d'un essai routier autour de l'université de Lille 1, il est apparu que l'autonomie de la Tazzari Zero est d'environ 70 km avec deux passagers (le cycle de conduite s'arrête lorsque le niveau de batterie a été indiqué comme faible au niveau du tableau de bord) (Figure I.13a et b). Ainsi, la chaîne de traction de ce VE à batteries a été émulée sur la plateforme « eV » du L2EP [Dépature 15]. Différentes études ont étudié l'aspect stockage secondaire sur cette plateforme [Dépature 13a] [Castaings 16a] [Castaings 16b]. Ainsi, l'autonomie du quadricycle peut être augmentée en remplaçant les batteries actuelles par un système PàC/SC (Figure I.12b) (voir §I.1.c). Le système PàC doit alors stocker suffisamment d'énergie (traduit par la quantité d'H₂ que doit embarquer le véhicule) et répondre aux appels de puissance qu'impose un cycle de conduite réel. La PàC doit également être capable de fournir la puissance requise pour amener le véhicule à sa vitesse maximale pendant une durée non définie. Lors du test d'autonomie de la Tazzari Zéro, les pics de puissances demandées à la batterie originelle étaient d'environ 22 kW (Figure I.13c). Le SC doit quant à lui être dimensionné en fonction de sa capacité de stockage (Wh) parce que sa densité énergétique est relativement faible (5-10 Wh/kg) en comparaison de sa densité de puissance (1-5 kW/kg) [Ren 15]. La stratégie de gestion énergétique, qui gèrera les phases de charge/décharge du SC, sera fortement tributaire du dimensionnement du système PàC/SC.

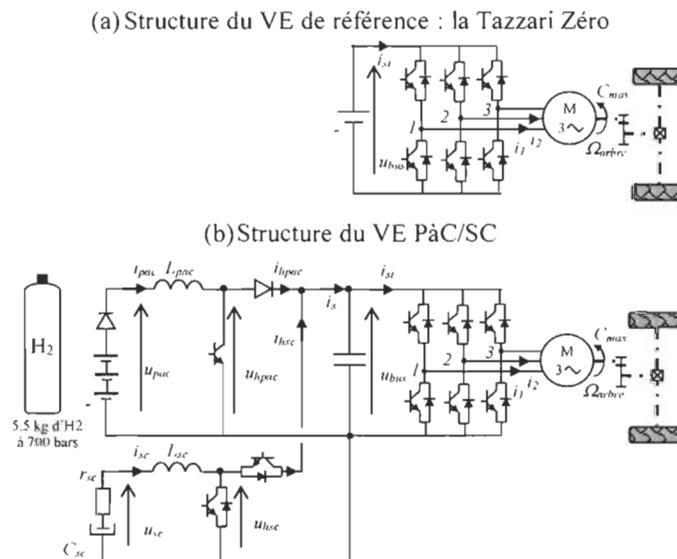


Figure I.12 Structure du véhicule Pile à Combustible et SuperCondensateurs étudié

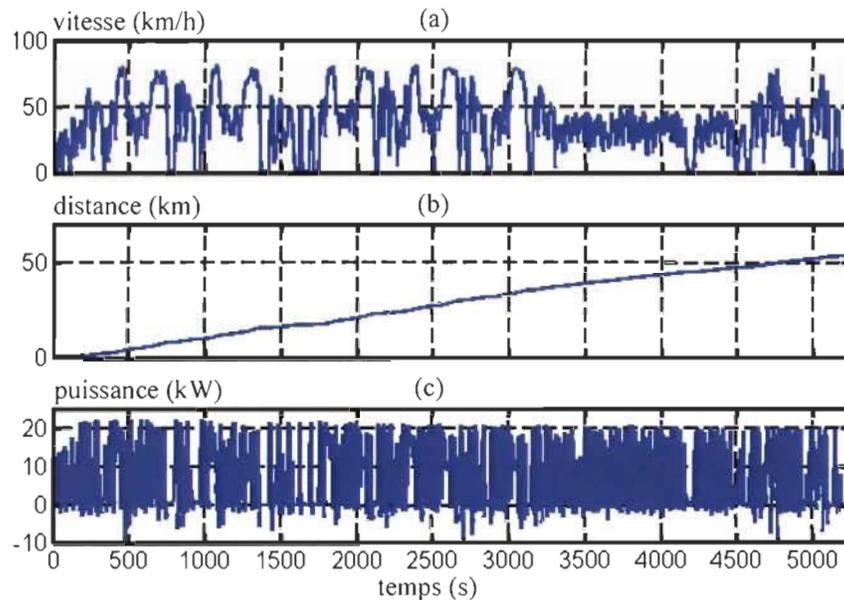


Figure I.13 Analyse d'un test d'autonomie réalisé avec la Tazzari Zéro

1.3.c Gestion énergétique et dimensionnement du sous-système d'alimentation PàC/SC

Une stratégie de filtrage est envisagée pour préserver la PàC des sollicitations trop rapides [Turpin 12]. Comme énoncé §1.1.c, la dynamique de fonctionnement de la PàC dépend de ses auxiliaires, et plus particulièrement du compresseur qui l'alimente en air. Une décomposition fréquentielle de la puissance de traction est souvent effectuée [Agbli 08] [Uzunoglu 08] [Schaltz 09] [Thounthong 10] [Azib 11] [Ibrahim 15] (Figure I.14). Ainsi, pour éviter d'être dégradée ou sous-alimentée, la puissance demandée à la PàC doit être positive et de fréquence inférieure à 100 mHz. Le taux de variations de courant de la PàC doit également être limité [Liso 14]. Le SC fournit alors la puissance transitoire résultante en fonction de son dimensionnement. Ainsi, la puissance moyenne de traction est égale à la puissance moyenne fournie par la PàC ($\langle P_{tract} \rangle = \langle P_{pac} \rangle$). En négligeant les différentes pertes du système, la puissance moyenne fournie par le banc de SC est nulle ($\langle P_{sc} \rangle = 0$), le SC agit alors comme un tampon d'énergie tel que $E_{sc-début} = E_{sc-fin}$. La décomposition fréquentielle de la puissance fournie par la batterie de la Tazzari Zéro lors du test d'autonomie est renseignée en Figure I.15a. La fréquence de coupure choisie est $f_c = 15$ mHz (correspond à une constante de temps d'environ 10 s). La puissance basse fréquence P_{bf} est la puissance que devrait fournir la PàC si la batterie était remplacée par un

système PàC/SC (courbe bleue Figure I.15a). Cette condition se fait sous l'hypothèse où le poids de la batterie initiale est égal au poids du système PàC/SC envisagé. Ainsi, P_{bf} est toujours positive et atteint une valeur maximale de 18 kW. La PàC Nuvera (78-54 V, 20 kW) est capable de fournir ce profil de puissance [Corbo 11]. Le banc de SC devra quant à lui compenser la différence P_{comp} entre la puissance demandée par la traction et la puissance fournie par la PàC (courbe rouge Figure I.15a). Ainsi, l'énergie que doit stocker les SC est inférieure à 50 Wh (Figure I.15b). Le banc de SC Batscap (54 V, 130 F) possède une densité énergétique exploitable de 39,5 Wh pour une puissance maximale de 24 kW environ. Un dimensionnement heuristique est alors effectué pour remplir la mission du profil étudié. Deux SC de ce type conviennent au cahier des charges établi par la stratégie de filtrage. Les paramètres du véhicule PàC/SC étudié sont résumés Tableau I-5. Les dimensionnements du condensateur de bus continu et des bobines de lissages des hacheurs sont détaillés en Annexe B. Ainsi, les paramètres choisis serviront de cas d'étude possible pour la thèse sans être un dimensionnement optimal pour ce type de véhicule.

Tableau I-5 Caractéristiques du véhicule PàC/SC étudié

Sous-systèmes	Caractéristiques
PàC	18-55 V, 20 kW
Supercondensateurs	54 V, 260 F
Inductances de lissage	2 mΩ, 0,1 mH
Capacité de bus	80 V, 60 mF
MAS de traction	15 kW
Véhicule (à vide)	680 kg

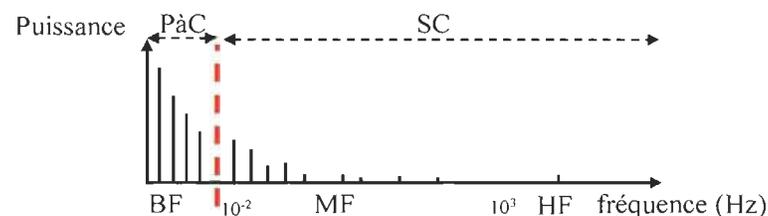


Figure I.14 Décomposition des puissances pour la stratégie de filtrage

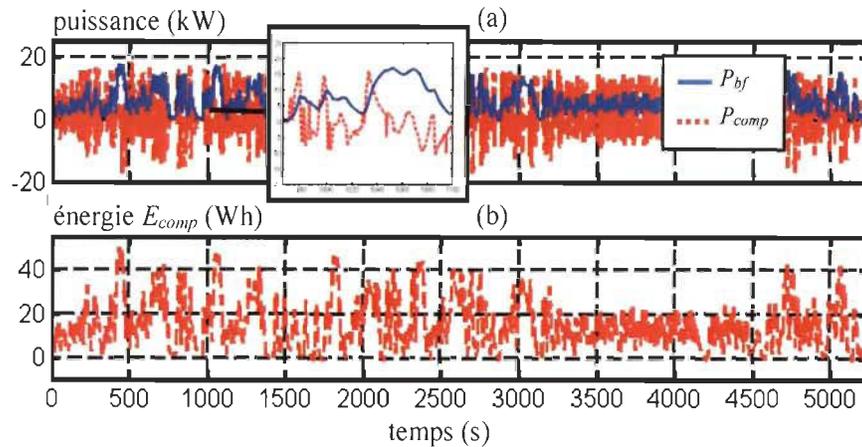


Figure I.15 (a) décomposition fréquentielle ($f_c=15$ mHz) de la puissance demandée à la batterie et (b) énergie associée à la compensation fréquentielle pour le cycle routier du test d'autonomie.

1.3.d Positionnement de la thèse

L'objectif de la thèse s'inscrit dans la continuité des travaux de l'équipe Commande du Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance de Lille (L2EP) sur la commande déduite de la REM appliquée aux véhicules électriques et hybrides. La commande par Backstepping et le système PàC du véhicule étudié nécessitent les compétences du Groupe de Recherche en Électronique industrielle (GREI) associées à celle de l'Institut de Recherche sur l'Hydrogène (IRH) de l'Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR). La thèse s'inscrit donc dans le cadre d'une cotutelle franco-québécoise entre le L2EP de l'Université Lille1 (France) et le GREI de l'UQTR (Canada).

La thèse est également labélisée par le réseau national français MEGEVH (Modélisation Énergétique et Gestion d'Énergie des Véhicules Hybrides et électriques) qui a pour vocation de favoriser les collaborations entre partenaires académiques et industriels sur la modélisation et la gestion d'énergie des VEH et VE [Megevh 16] (Figure I.16). Les travaux du groupe sont validés sur des plateformes expérimentales académiques complétées par plusieurs véhicules électriques et hybrides mis à disposition par les partenaires (Figure I.17). Ainsi, la plateforme expérimentale ouverte « électricité et Véhicules » (eV) associée à l'automobile de référence Tazzari Zero que possède le L2EP viendront articuler les travaux de thèse (voir § 1.3.b).



Figure I.16 Partenaires français du réseau MEGEVH



Figure I.17 Organisation du réseau MEGEVH

Au sein du réseau MEGEVH, plusieurs travaux se sont intéressés à la gestion énergétique de VH et VE à travers le formalisme REM. Citons par exemple les thèses de S. Kermani et de S.A. Syed sur la gestion d'énergie de véhicules hybrides [Kermani 07] [Syed 12], la thèse de L. Boulon sur la modélisation de PàC pour véhicule lourd à fortes

contraintes [Boulon 09], la thèse de A. L. Allègre sur la gestion énergétique de systèmes de stockage mixte [Allègre 10a], ou récemment la thèse de L. Horrein qui a intégré les aspects thermiques dans la gestion énergétique d'un VEH [Horrein 15] (Figure I.18). Aussi, d'autres thèses comme celles de W. Lhomme, K. Chen ou de T. Letrouvé se sont appliquées à structurer des commandes par inversion de VE et VEH en utilisant la REM pour définir des structures de commande [Lhomme 07] [Chen 10] [Letrouvé 13]. Le réseau MEGEVH possède aujourd'hui une orientation de ses travaux vers l'étude de véhicules à traction électrique avec des sources multiples de stockage. La thèse d'A. Castaings s'intéresse par exemple à la stratégie de commande de VE multi-source [Castaings 16a]. MEGEVH a également choisi d'étendre sa dimension à l'international, notamment grâce à un partenariat privilégié avec le Québec. La thèse de N. Marx sur la stratégie de gestion d'énergie d'un véhicule multi-PàC [Marx 16], celle de B. H. Nguyen sur la stratégie de gestion d'énergie de VH multi-source [Nguyen 16], et enfin cette thèse, sur les structures de commande de VE multi-source font partie du nouveau projet MEGEVH-Multi-Source.

Les travaux cités ci-dessus utilisent la REM. Le travail présenté dans ce mémoire associe la REM avec le Backstepping. La thèse participe ainsi au développement de l'outil REM en apportant des preuves, ou des conditions, pour une stabilité intrinsèquement démontrée.



Figure I.18 Positionnement de la thèse au sein des travaux de gestion énergétique du réseau MEGEVH

I.4 Conclusion

L'hydrogène est un vecteur énergétique alternatif prometteur qui porte avec lui de nouvelles technologies de véhicules. Ainsi, le véhicule à PàC, en rupture avec les véhicules conventionnels, est capable de répondre aux problèmes énergétiques et environnementaux actuels. Toutefois, il est indispensable d'associer à la PàC une source énergétique secondaire, qui fournit et absorbe les transits de puissance. Les supercondensateurs sont ici privilégiés parce qu'ils possèdent une forte densité de puissance et une longue durée de vie. C'est finalement par l'établissement d'une commande associée à une stratégie de gestion de l'énergie que le véhicule réalisera des économies par rapport à ses homologues thermiques. L'élaboration de cette commande doit cependant prendre en compte les contraintes liées à l'association des composants du véhicule qui peut induire des instabilités.

Depuis quelques années, des recherches se sont intéressées à la commande d'automobiles PàC/SC. De façon indépendante, les commandes par inversion ont démontré de bonnes performances en termes de stabilité, de gestion de l'énergie ou d'application en temps réel. Ainsi, le formalisme REM permet de structurer une commande par inversion de façon systématique. Toutefois, il ne permet pas de garantir la stabilité intrinsèque d'un système non-linéaire complexe comme le VE PàC/SC. Le Backstepping assure, quant à lui, la stabilité des systèmes non-linéaires. Sa procédure est basée sur la décomposition d'un système en boucles en cascade. Mais le choix de cette décomposition est heuristique et les systèmes couplés comme le VE PàC/SC ne bénéficient pas de méthodes dédiées.

Ainsi, l'objectif de la thèse est de concevoir une commande par inversion d'un véhicule Pile à Combustible et SuperCondensateurs, dont la stabilité est démontrée de façon intrinsèque. La commande par inversion de la REM et la commande par Backstepping sont utilisées à cette fin. La thèse rentre finalement dans le cadre du réseau MEGEVH et doit activement contribuer à la garantie de stabilité des commandes pour VE et VH.

Chapitre II - Commandes par inversion du sous-système de traction

La Machine ASynchrone (MAS) est un élément central de la traction du véhicule PàC/SC étudié. Classiquement, la MAS fait l'objet d'un contrôle vectoriel [De Doncker 94] [Caron 95]. L'idée principale du contrôle vectoriel est d'asservir indépendamment le flux et le couple d'une machine asynchrone [Chen 10] [Letrouvé 10]. La commande peut alors être identifiée à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée, où le flux est contrôlé par l'excitation, et le couple est contrôlé par le courant d'induit. En soi, la conception de la commande d'une MAS ne relève donc pas d'une innovation.

Toutefois, dans ce chapitre, les méthodes d'inversion déduites de la REM et la commande par Backstepping seront appliquées au sous-système de traction du véhicule étudié. Ainsi, l'objectif est de comparer les deux approches sur un support connu (la commande vectorielle par orientation du flux rotorique), énergétiquement découplé, et dont la stabilité n'est pas à remettre en question [Espinosa 94] [De Wit 96]. Cette comparaison permettra alors de définir des similitudes et des différences, en termes de structuration, de stabilité et de performances, des commandes déduites de la REM et du Backstepping.

II.1 Modélisation et représentations du sous-système de traction

II.1.a Modèle dynamique

Le sous-système de traction est représenté en Figure II.1. Un onduleur convertit la tension du bus u_{bus} vers une MAS à cage d'écureuil, qui est couplée à la transmission mécanique du véhicule. Le couple de la MAS, C_{mas} , est ensuite démultiplié par un réducteur de vitesse, puis distribué aux roues par un différentiel mécanique. Un frein mécanique permet finalement de diminuer la force de traction de façon à ralentir ou à stopper le véhicule. Le modèle complet du sous-système de traction est décrit dans la suite de cette partie. Aussi, s'agissant d'un modèle classique [De Doncker 94] [Caron 95] [Chen 10], les

équations mathématiques correspondantes sont regroupées dans le Tableau II-1 et le Tableau II-2.

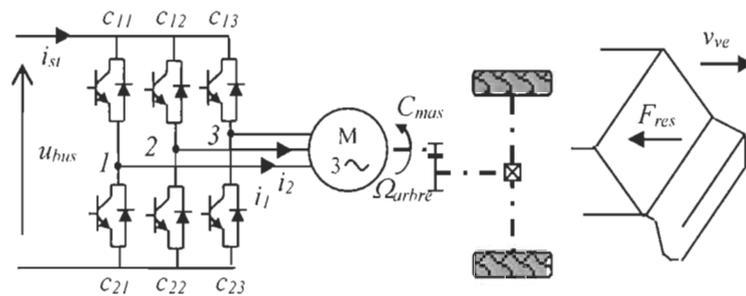


Figure II.1 Sous-système de traction de l'automobile PàC/SC étudiée

Bus continu - La tension du bus continu est générée et contrôlée par le sous-système de stockage PàC/SC, sa modélisation et sa commande seront développées dans le chapitre suivant. Dans un premier temps, le bus de tension continu est considéré comme parfaitement contrôlé par le sous-système de stockage et donc la tension u_{bus} est ici constante.

Onduleur - Le modèle de l'onduleur utilise les concepts de fonctions de connexion et de fonctions de modulation [Guillaud 94] [Hautier 99]. Les interrupteurs de l'onduleur sont alors modélisés de façon statique, en fonction de leur état, et suivant une fonction de connexion c_{ij} , qui prend la valeur 0 si l'interrupteur est ouvert, 1 s'il est fermé, et avec i la position de cellule de commutation, et j la position de l'interrupteur dans la cellule de commutation. Deux tensions indépendantes sont définies et la cellule de commutation n°3 est choisie comme référence pour définir le vecteur de modulation \underline{m}_{ond} à partir des fonctions de conversion. La représentation du convertisseur est alors fonctionnelle, sa stratégie n'est pas étudiée ici. Un modèle instantané moyen, qui ne tient pas compte des temps de changements d'état des interrupteurs (ouverture ou fermeture), est alors proposé (2.1) et (2.2).

Ainsi, l'onduleur convertit la tension du bus continu u_{bus} en deux tensions composées u_{13} et u_{23} . Le courant que renvoie le système de traction i_{st} est, quant à lui, fonction du rendement de l'onduleur η_{ond} , et des courants de machine $\underline{i}_{1,2,3}$. Ces courants peuvent être déduits du vecteur de courant $\underline{i}_{1,2}$, ici préféré pour respecter les conventions de puissance échangées.

Tableau II-1 Modèle du sous-système de traction

Onduleur	$\begin{cases} \underline{u}_{13,23} = [K_{ond}] \underline{m}_{ond} \underline{u}_{bus} \\ \underline{i}_{s1} = \underline{i}_{1,2}' [K_{ond}] \underline{m}_{ond} \eta_{ond}^k \end{cases}, k = \begin{cases} -1 \text{ si } P_{bus} > 0 \\ 1 \text{ si } P_{bus} < 0 \end{cases}$
	$\underline{m}_{ond} = [m_1 \quad m_2]', \text{ avec } m_i = c_{i1} - c_{31} \text{ et } m_i \in \{-1, 0, 1\} \text{ et } i \in \{1, 2\}$
Angles	$\theta_{d1s} = \theta_{d1r} + \theta, \text{ et } \omega_{d1s} = \omega_{d1r} + \omega = \omega_{d1r} + p\Omega, \theta_{d1s} = \int \omega_{d1s} dt$
Trans. de Park	$\begin{cases} \underline{V}_{sd,q} = [R(\theta_{d1s})] \underline{V}_{\alpha,\beta} = [R(\theta_{d1s})] [C] [K_{uv}] \underline{u}_{13,23} \\ \underline{i}_{1,2} = [K_{ii}] \underline{i}_{\alpha,\beta} = [K_{ii}] [C_{inv}] [R(\theta_{d1s})]' \underline{i}_{sd,q} \end{cases}$
Tensions statoriques et rotoriques	$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_{d1s} \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_{d1s} \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \omega_{d1r} \phi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + \omega_{d1r} \phi_{rd} = 0 \end{cases}, \text{ avec } \begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} = 0 \end{cases}$
Couple	$C_{max} = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) = p \frac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} i_{sq} \text{ car } \phi_{rq} = 0$
Enroulements magnétique	$\frac{d}{dt} \phi_{rd} = (M_{sr} i_{sd} - \phi_{rd}) \frac{1}{\tau_r}$
Enroulements statoriques	$\underline{V}_{sd,q} = R_{seq} \underline{i}_{sd,q} + \sigma L_s \frac{d}{dt} \underline{i}_{sd,q} + \underline{e}_{sd,q}, \text{ avec } \begin{cases} R_{seq} = R_s + \left(\frac{M_{sr}}{L_r} \right)^2 R_r \\ \sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} \end{cases}$
FEM	$\begin{cases} e_{sd} = -\frac{M_{sr}}{\tau_r} \frac{\phi_{rd}}{L_r} - \sigma L_s \omega_{d1s} i_{sq} \\ e_{sq} = p M_{sr} \frac{\phi_{rd}}{L_r} \Omega_{arbre} + \sigma L_s \omega_{d1s} i_{sd} \end{cases}, \text{ avec } \tau_r = \frac{L_r}{R_r}$
Transmission	$\begin{cases} F_{trans} = (k_g / R_{roue}) C_{max} \eta_g^n \\ \Omega_{arbre} = (k_g / R_{roue}) v_{ve} \end{cases}, \text{ avec } n = \begin{cases} 1 \text{ si } P_{trans} > 0 \\ -1 \text{ si } P_{trans} < 0 \end{cases}$
Châssis	$M_{tot} \frac{d}{dt} v_{ve} = F_{trans} - F_{res}$
Environnement	$F_{res} = f_r M_{tot} g + 0.5 \rho c_x A (v_{ve} + v_{vent})^2 + M_{tot} g \alpha + Ff$

Tableau II-2 Transformations utilisées

Matrices de passage	$[K_{ond}] = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}, [K_{ond-inv}] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix}, [K_{uv}] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}$
Matrice de rotation	$[K_{uv-inv}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}, [K_{ii}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, [K_{ii-inv}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}$
Matrice de Concordia	$[R(\theta_{d/s})] = \begin{bmatrix} \cos\theta_{d/s} & \sin\theta_{d/s} \\ -\sin\theta_{d/s} & \cos\theta_{d/s} \end{bmatrix}$
Matrice de Concordia	$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}, [C_{inv}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}$

Machine asynchrone – La machine se compose d'un stator constitué de p paires de pôles triphasés, dont les phases a , b et c sont connectées en étoile par rapport aux phases d'alimentation 1 , 2 et 3 de l'onduleur, et d'un rotor à cage, constitué de barreaux conducteurs en court-circuit. Lorsqu'il est alimenté à une fréquence f , le stator crée un champ magnétique qui tourne à la vitesse de synchronisme $\Omega_s = 2\pi f/p$. Le champ tournant se répartit alors dans l'entrefer (espace entre le rotor et le stator), ce qui crée un courant induit dans le circuit fermé du rotor. Une force électromotrice (FEM), supposée parfaitement sinusoïdale, s'oppose alors au champ tournant (loi de Lenz-Faraday), ce qui fait tourner le rotor. Le rotor tourne alors à une vitesse Ω inférieure à la vitesse Ω_s du champ tournant, d'où le terme « asynchrone ».

La MAS est étudiée dans le repère tournant d - q (Figure II.2). Les variables rattachées à la machine sont alors continues si l'axe d - q est lié au flux ϕ_r , ce qui facilitera la modélisation et l'élaboration de la commande [Chatelain 83] [Caron 95]. Ainsi, la matrice $[K_{uv}]$ déduit les tensions simples $\underline{V}_{a,b,c}$ à partir des tensions composées $\underline{u}_{1,2,3}$. La tension statorique $\underline{V}_{sd,q}$ est ensuite obtenue à partir de l'angle électrique $\theta_{d/s}$ (2.3) entre l'axe d et l'axe α du stator, et des matrices de rotation $[R(\theta_{d/s})]$ et de Concordia $[C]$, qui forment la transformation de Park (2.4). En régime permanent, la machine peut être étudiée suivant le schéma électrique équivalent présenté en Figure II.3 [Krause 02].

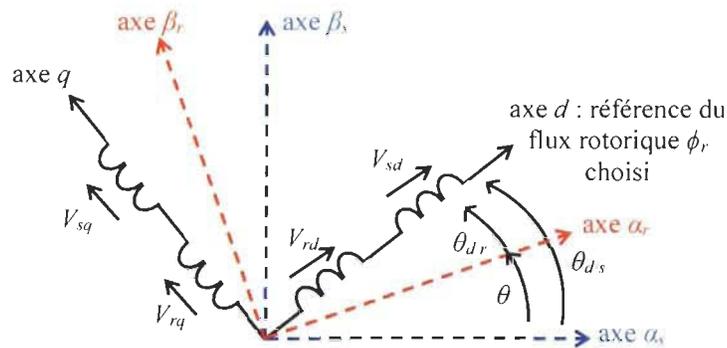


Figure II.2 Repères d - q et α - β de référence

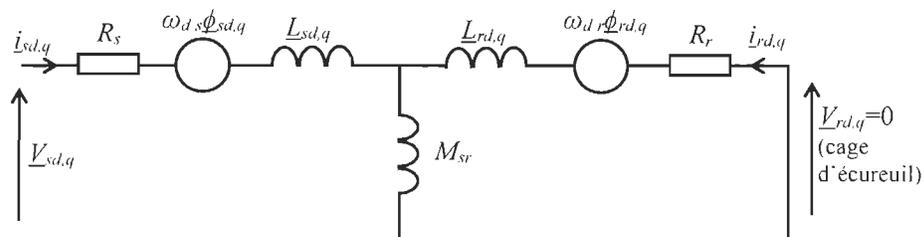


Figure II.3 Schéma équivalent de la machine asynchrone de traction, étudiée dans le repère d - q en régime permanent.

En régime dynamique, les équations standards, qui définissent les tensions $V_{s,r,d,q}$ et les flux $\phi_{s,r,d,q}$, sont présentées par l'équation (2.5). Ici, les valeurs des inductances et de la mutuelle sont considérées comme constantes et ne varient donc par exemple pas avec le courant. Les effets de saturation et de température sont également négligés. De façon générale, le couple C_{mas} de la machine est exprimé par un modèle mathématique non-linéaire, qui est fonction du flux rotorique $\phi_{rd,q}$ et du courant $i_{sd,q}$ (2.6). Pour la suite de l'étude, le flux rotorique est orienté suivant l'axe d , donc $\phi_{rq} = 0$. Ainsi, le flux et le couple de la machine sont découplés, et pourront être respectivement commandés par le courant statorique direct i_{sd} et en quadrature i_{sq} (2.6) (2.7).

Ainsi, une FEM $e_{sd,q}$ s'oppose aux variations de flux suivant une fonction (2.9) dépendante du flux ϕ_{rd} , des courants $i_{sd,q}$ imposés par les inductances statoriques (2.8), et des pulsations $\omega_{d/s,r}$ (2.3). La FEM se compose alors, dans sa composante directe e_{sd} , d'une perturbation endogène, fonction de ϕ_{rd}/L_r , qui est homogène à un courant i_M , appelé courant magnétisant, et d'un couplage intrinsèque entre les axes d et q (2.9). Dans sa composante en

quadrature, e_{sq} différencie une FEM d'induction qui dépend de Ω et de i_M (de la même façon que pour une MCC), et un couplage intrinsèque qui dépend de i_{sd} et de $\omega_{d/s}$.

Transmission - Nous considérons que l'automobile se déplace en ligne droite et que le glissement entre les roues et la route est négligeable. La transmission mécanique peut alors être modélisée par son réducteur, un différentiel mécanique et une roue équivalente (modèle bicyclette) [Rajamani 12] (2.10).

Châssis et environnement - Le châssis de la voiture possède une masse équivalente M_{tot} . Elle comprend la masse de l'automobile (masse à vide plus celle des passagers) et la masse équivalente des parties tournantes. Un frein mécanique génère une force de freinage positive F_f en fonction des besoins du cycle de conduite, suivant une stratégie de gestion de l'énergie qui sera développée dans le §II.5.a. Dans ce chapitre, nous considérons que cette force est additionnée à la force de l'environnement, pour obtenir la force résistive F_{res} . La vitesse de la voiture v_{ve} est finalement obtenue suivant la seconde loi de Newton en fonction des forces de transmission F_{trans} et résistive F_{res} de l'environnement du véhicule (2.11) (2.12).

II.1.b Représentations

Une représentation d'état (représentation associée au Backstepping) et une REM du sous-système de traction sont proposées dans cette partie.

La représentation d'état est une représentation mathématique qui met en avant les variables d'état, qui sont un ensemble minimal de variables qui permettent de définir le comportement futur du système en fonction des états initiaux et des signaux d'entrée. La représentation d'état du sous-système de traction est proposée (2.16). Elle s'organise en équations différentielles du premier ordre suivant les variables d'états v_{ve} , ϕ_{rd} , et $\dot{i}_{sd,q}$, d'une variable de commande locale m_{ond} , d'entrées u_{bus} et F_{res} , et de sorties locales v_{ve} , ϕ_{rd} , et $\dot{i}_{sd,q}$ du système. Ces équations sont liées par leurs variables d'état. La représentation d'état s'organise alors sous la forme de boucles énergétiques imbriquées. La représentation est finalement structurée suivant les constantes de temps liées aux variables d'état, et fait donc appel aux connaissances et à l'expertise que l'on a du système, ce qui est un inconvénient dans le cas de l'étude de systèmes complexes.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} v_{ve} = \frac{1}{M_{tot}} \left(\frac{k_g}{R_{roue}} \eta_g^n \frac{pM_{sr}}{L_r} i_{sq} \phi_{rd} - F_{res} \right) \\ \frac{d}{dt} \phi_{rd} = \frac{1}{\tau_r} (M_{sr} i_{sd} - \phi_{rd}) \\ \frac{d}{dt} i_{sd,q} = \frac{1}{\sigma L_s} \left([R(\theta_{dts})][C][K_{uv}][K_{ond}] m_{ond} u_{bus} - R_{seq} i_{sd,q} - e_{sd,q} \right) \end{cases} \quad (2.16)$$

Une représentation systémique graphique est également proposée sous la forme d'une Représentation Énergétique Macroscopique (REM). Le système s'organise alors en pictogrammes basiques connectés suivant le principe d'action-réaction (voir §I.2.c). Ainsi, le bus de tension continue, les freins mécaniques et l'environnement sont considérés comme des éléments de source énergétiques (pictogrammes ovales verts de la Figure II.4). L'onduleur, la transformée de Park et la transmission mécanique sont des éléments de conversion mono-domaine décrits par des carrés orange. La partie électromécanique de la MAS couple le rotor, le stator et la transmission (cercles orange imbriqués). Enfin, l'inductance statorique $d-q$, l'enroulement magnétique et le châssis sont des éléments d'accumulation décrits par des rectangles orange barrés. Ces éléments imposent le courant $i_{sd,q}$, le flux ϕ_{rd} et la vitesse de la voiture v_{ve} comme variables énergétiques. Remarquons que ces variables énergétiques correspondent aux variables d'état de la représentation d'état. Les interconnexions des organes du véhicule conduisent à la REM globale de la Figure II.4.

Que ce soit de façon structurelle (Figure II.1), mathématique ou énergétique, les représentations proposées mettent en avant les connexions qui lient les composants de la traction. L'élaboration de la commande devra prendre en compte cette complexité. La Figure II.4 fait également apparaître un couplage entre l'enroulement magnétique et les induits. Ici, le flux et le couple de la machine seront asservis de façon indépendante suivant une commande vectorielle par orientation du flux. Ce choix dispense alors à la commande de gérer ce couplage particulier et le sous-système de traction peut être considéré comme un système non couplé. L'avantage de la représentation d'état est que les notions de stabilité, de commandabilité, ou même d'observabilité peuvent y être directement déduites suivant certains critères et théorèmes [Antsaklis 06]. Cette partie sera développée dans le cadre de la démonstration de la stabilité §II.4.a. La REM permet, quant à elle, de déduire une structure de commande systématique suivant les principes d'inversions décrits §I.2.c.

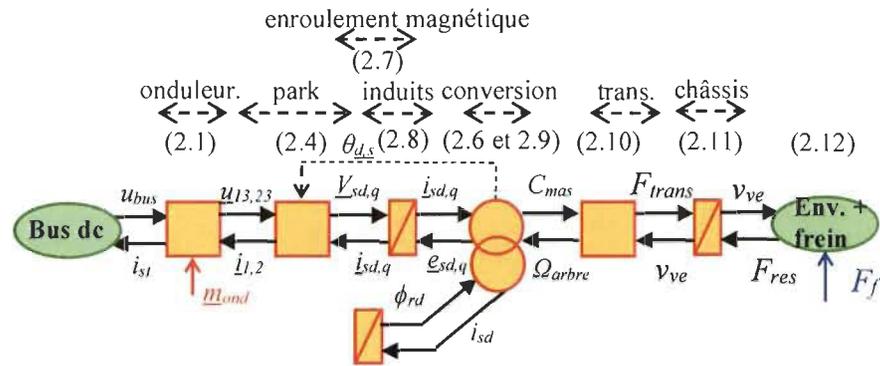


Figure II.4 REM du sous-système de traction.

II.2 Structures de commande par inversion

II.2.a Commande par inversion de la REM

La partie qui suit présente le développement de la commande du sous-système de traction, par inversion de la REM, suivant les étapes décrites §1.2.c.

1. La première étape de structuration de la commande a été de définir la REM du sous-système de traction à partir des modèles établis (Figure II.4) (§II.1.b).

2. La seconde étape consiste à déterminer les objectifs de la commande. Ici, l'objectif est d'assurer que le véhicule suive sa référence de vitesse, tout en maintenant un flux au sein de la machine asynchrone. Une chaîne de réglage est ensuite déduite de la REM de la traction (Figure II.5a). Elle relie la variable de réglages \underline{m}_{ond} aux variables énergétiques v_{ve} et ϕ_{rd} .

3. Dans une quatrième étape, la chaîne de réglage est inversée pour obtenir la chaîne de commande. Les variables de sortie à contrôler v_{ve} et ϕ_{rd} deviennent alors des entrées de commande de référence v_{ve-ref} et ϕ_{rd-ref} (Figure II.5b).

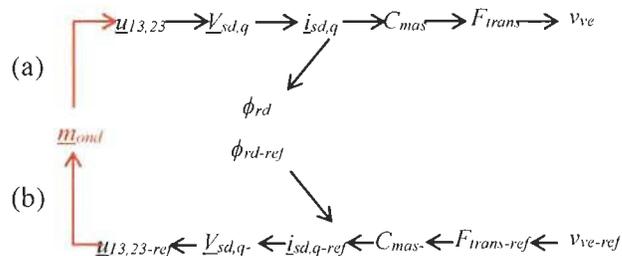


Figure II.5 (a) Chaîne de réglage et (b) chaîne de commande de la traction

4. Finalement, sous l'hypothèse où toutes les variables sont mesurables, la Structure Maximale de Commande (SMC) est construite en suivant la chaîne de commande, par inversion de la REM, et suivant les règles établies §I.2.c (Figure II.6).

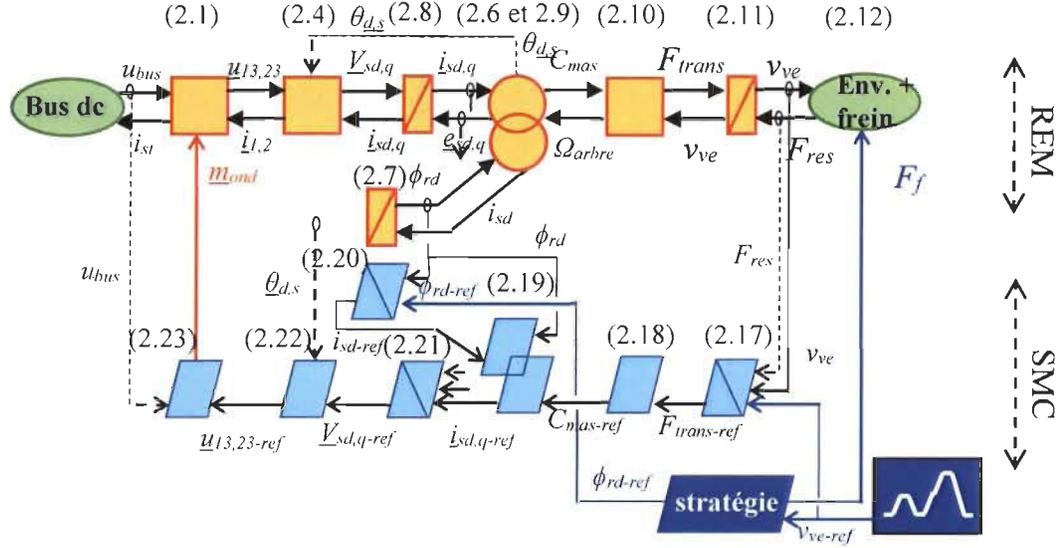


Figure II.6 SMC issue de l'inversion de la REM du sous-système de traction.

Inversion du châssis - Le châssis est un élément qui accumule de l'énergie cinétique. Sa commande est donc réalisée en boucle fermée. À partir de la vitesse désirée v_{ve-ref} , de la vitesse mesurée v_{ve-mes} et de la mesure de la force résistive $F_{res-mes}$, la force de traction de référence $F_{tract-ref}$ est déduite de (2.11) tel que :

$$F_{trans-ref} = C_1(t)(v_{ve-ref} - v_{ve-mes}) + F_{res-mes} \quad (2.17)$$

où $C_1(t)$ est un correcteur. Aucune règle ne spécifie le type de correcteur à utiliser, celui-ci peut être de type Proportionnel (P), Proportionnel Intégral (PI), ou autre. Notons que dans un véhicule réel, ce correcteur est le conducteur.

Inversion de la transmission et de la conversion électromécanique - Les relations (2.10) et (2.6) sont inversées de façon directe (en boucle ouverte) pour déduire le courant de référence i_{sq-ref} de la force $F_{trans-ref}$. Notons toutefois que le rendement mécanique η_g n'est pas pris en compte dans cette inversion. En effet, η_g peut être négligé puisqu'il est équivalent à une variation paramétrique de l'ordre de 5 % et que le choix du correcteur permettra de supprimer cette légère erreur :

$$C_{mas-ref} = \frac{F_{trans-ref}}{(k_g / R_{roue})} \quad (2.18)$$

$$i_{sq-ref} = \frac{C_{mas-ref} L_r}{p M_{sr} \phi_{rd}} \quad (2.19)$$

Inversion de l'enroulement magnétique et de l'induit - (2.7) et (2.8) définissent des accumulations énergétiques au sein des enroulements magnétiques et statoriques. Des correcteurs sont utilisés pour définir de façon indirecte i_{sd-ref} en fonction de ϕ_{rd-ref} , et $V_{sd,q-ref}$ en fonction de $i_{sd,q-ref}$:

$$i_{sd-ref} = C_2(t) (\phi_{rd-ref} - \phi_{rd-mes}) \quad (2.20)$$

$$V_{sd,q-ref} = \underline{C}_{3,4}(t) (i_{sd,q-ref} - i_{sd,q-mes}) + \underline{e}_{sd,q-mes} \quad (2.21)$$

avec $C_2(t)$ et $\underline{C}_{3,4}(t)$ des correcteurs. Le correcteur $\underline{C}_{3,4}(t)$ est un vecteur de deux correcteurs, un pour l'axe d et un autre pour l'axe q .

Inversion de la transformation de Park et de l'onduleur - Finalement, les relations (2.4) et (2.2), qui modélisent la transformation de Park et l'onduleur, sont inversées directement tel que :

$$\underline{u}_{1,3,23-ref} = [K_{uv-inv}] [C_{inv}] [R(\theta_{d/s-mes})]' V_{sd,q-ref} \quad (2.22)$$

$$\underline{m}_{ond-ref} = \frac{[K_{ond-inv}] \underline{u}_{1,3,23-ref}}{u_{bus-mes}} \quad (2.23)$$

Quatre correcteurs asservissent les boucles de vitesse v_{ve} , de flux ϕ_{rd} et de courants $i_{sd,q}$. La stratégie (pictogramme « Stratégie » de la Figure II.6) délivre deux entrées de commande au système : le flux ϕ_{rd-ref} et la force de freinage F_f définis en fonction des performances désirées. En théorie, sept capteurs (pour F_{res} , v_{ve} , ϕ_{rd} , i_{sd} , $e_{sd,q}$, $\theta_{d/s}$, et u_{bus}) sont nécessaires à la réalisation de la commande du sous-système de traction. En pratique, toutes les variables ne sont pas mesurables. En fonction de la synthèse des correcteurs, certaines mesures sont facultatives, comme celles utilisées pour la compensation de la force résistive F_{res} ou de la FEM $\underline{e}_{sd,q}$, mais la mesure des variables énergétiques est nécessaire pour

pouvoir refermer les boucles de commande. À partir des modèles établis, des estimations sont possibles.

Ainsi, le courant $i_{sd,q-est}$ est estimé à partir des courants mesurés $i_{1,2-mes}$ et de la transformée de Park :

$$\underline{i}_{sd,q-est} = [R(\theta_{d/s-est})][C][K_{ii-inv}] \underline{i}_{1,2-mes} \quad (2.24)$$

De la même façon, l'angle électrique $\theta_{d/s-est}$, le flux ϕ_{rd-est} et la FEM $e_{sd,q-est}$ sont estimés suivant les relations (2.3), (2.7) et (2.9). Une Structure Pratique de Commande (SPC) est alors obtenue (Figure II.7), les estimateurs sont alors réalisés en plaçant l'élément de la REM dont l'une des variables est estimée (pictogrammes magentas) [Bouscayrol 15]. La commande par inversion de la REM de la traction aboutit finalement à une description particulière d'un contrôle vectoriel classique. La première étape a été de définir un modèle suivant l'axe $d-q$ orienté sur le flux rotorique ϕ_r de la MAS. On parle alors du terme anglais « Field Oriented Control » (FOC). Le modèle a ensuite été organisé par la REM pour aboutir à une commande organisée suivant une inversion logique du modèle.

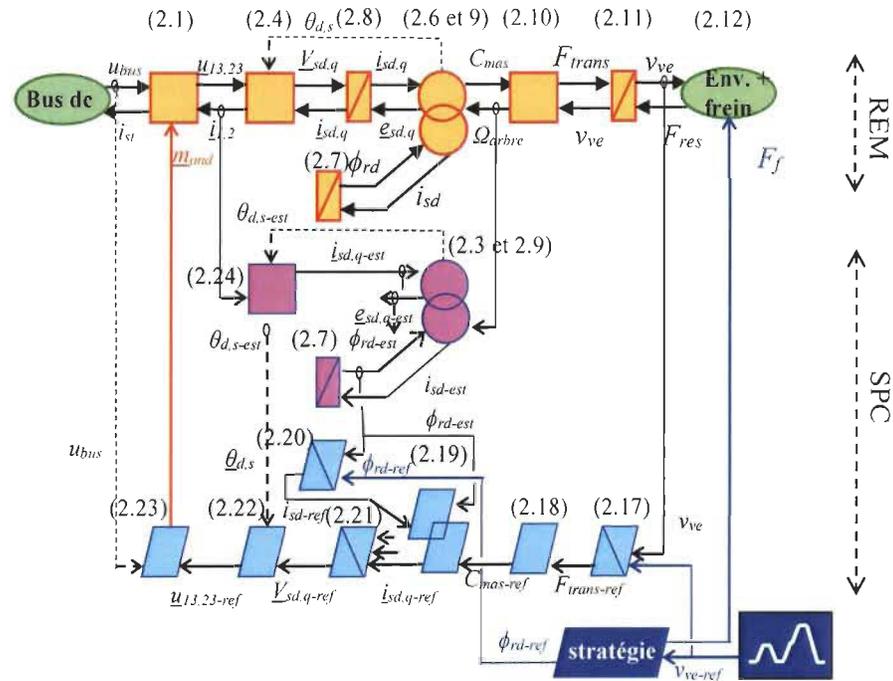


Figure II.7 Structure Pratique de Commande issue de l'inversion de la REM du sous-système de traction.

II.2.b Commande par Backstepping adaptatif

Le développement de commande par Backstepping de systèmes de traction, et plus particulièrement, de machines à courant alternatif, est largement défini dans la littérature [Lin 06] [Traoré 10] [Morawiec 14] [Fatemi 14]. Les lois de commandes y sont généralement définies suivant des équations mathématiques (on parle alors de lois de commandes locales), la représentation structurelle de la commande est toutefois rare. Ainsi, de la même façon que pour la commande vectorielle, les boucles de flux et de couple y sont contrôlées indépendamment. Dans la littérature, les termes intégraux des correcteurs n'interviennent que lorsque la commande est souhaitée adaptative, ce que nous souhaitons faire [Lin 06] [Traoré 10]. En effet, les modèles non-linéaires utilisés dépendent de paramètres parfois mal connus ou qui varient dans le temps (la résistance électrique augmente avec l'élévation de la température par exemple). Ainsi, une commande adaptative estime et mets à jour la valeur des paramètres des modèles en temps réel [Krstic 96]. L'aspect adaptatif du Backstepping est également parfois utilisé pour la définition d'observateurs de flux ou de vitesse [Kokotovic 92] [Traoré 10] [Chebbi 11] [Morawiec 14]. Nous souhaitons également pourvoir implémenter la commande en temps réel.

Le développement des lois de commande par Backstepping suit une procédure mathématique qui peut devenir complexe (voir §I.2.d). Ainsi, la partie qui suit présente l'intégralité du développement de la commande par Backstepping adaptatif du système de traction. Toutefois, le modèle décrit par la représentation d'état (2.16) n'est valable que sous l'hypothèse où les paramètres du système sont exactement connus. Les perturbations doivent également être clairement identifiées. Dans la réalité, les paramètres et les perturbations évoluent constamment : la masse du véhicule change lorsqu'un passager entre ou sort, les résistances varient en fonction des températures, le rendement de la transmission dépend du couple et de la vitesse de rotation des arbres mécaniques, etc. Il convient alors de prendre en compte l'ensemble des inconnus qui régissent le système θ_1 , θ_2 , θ_3 et θ_4 (2.25) [Krstic 96] [Zhou 11]. Notons qu'avec cette représentation, les inconnus sont tous groupés, englobant une partie constante et éventuellement des termes dynamiques.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} v_{ve} = \frac{1}{M_{tot}} \left(\frac{k_g}{R_{roue}} \frac{pM_{sr}}{L_r} i_{sq} \phi_{rd} - F_{res} \right) + \theta_1 \\ \frac{d}{dt} \phi_{rd} = \frac{1}{\tau_r} (M_{sr} i_{sd} - \phi_{rd}) + \theta_2 \\ \frac{d}{dt} i_{sd,q} = \frac{1}{\sigma L_s} \left([R(\theta_{d/s})][C][K_{uv}][K_{ond}] m_{ond} u_{bus} - R_{seq} i_{sd,q} - e_{sd,q} \right) + \theta_{3,4} \end{cases} \quad (2.25)$$

1. Châssis-transmission-conversion électromécanique - Dans un premier temps, le sous-système dont la constante de temps est la plus lente est considéré. Suivant la méthode du Backstepping, l'objectif est de déduire une loi de commande locale pour contrôler la vitesse v_{ve} via i_{sq} . La référence de vitesse v_{ve-ref} provient d'un cycle de vitesse.

L'erreur e_1 est définie, en respect avec les critères de Lyapunov-Barbălat (1.14) :

$$\begin{cases} e_1 = v_{ve-ref} - v_{ve} \\ \frac{d}{dt} e_1 = \frac{d}{dt} v_{ve-ref} - \frac{d}{dt} v_{ve} \end{cases} \quad (2.26)$$

donc

$$\frac{d}{dt} e_1 = \frac{d}{dt} v_{ve-ref} - \frac{k_g}{M_{tot} R_{roue}} \frac{pM_{sr}}{L_r} i_{sq} \phi_{rd} + \frac{F_{res}}{M_{tot}} - \theta_1 \quad (2.27)$$

La variable de commande locale i_{sq-ref} est introduite :

$$e_4 = i_{sq-ref} - i_{sq} \quad (2.28)$$

$$\frac{d}{dt} e_1 = \frac{d}{dt} v_{ve-ref} - \frac{k_g}{M_{tot} R_{roue}} \frac{pM_{sr}}{L_r} \phi_{rd} (i_{sq-ref} - e_4) + \frac{F_{res}}{M_{tot}} - \theta_1 \quad (2.29)$$

θ_1 étant inconnu, son estimation $\hat{\theta}_1$ est développée de telle sorte que :

$$\Delta\theta_1 = \theta_1 - \hat{\theta}_1, \text{ avec } \theta_1 = \theta_{11} i_{sq} \phi_{rd} + \theta_{12} \quad (2.30)$$

avec θ_{11} et θ_{12} des termes constants. θ_1 englobe alors une composante dynamique $\theta_{11} i_{sq} \phi_{rd}$, fonction des erreurs sur le courant statorique en quadrature et du flux, et une composante constante θ_{12} lié aux erreurs sur la force résistive. Les dérivées de θ_{11} et θ_{12} sont supposées nulles. La fonction candidate de Lyapunov V_1 et sa dérivée sont définies :

$$\begin{cases} V_1 = \frac{1}{2} M_{tot} e_1^2 + \frac{1}{2} \Delta\theta_{11} \Gamma_{11}^{-1} \Delta\theta_{11} + \frac{1}{2} \Delta\theta_{12} \Gamma_{12}^{-1} \Delta\theta_{12} \\ \frac{d}{dt} V_1 = M_{tot} e_1 \frac{d}{dt} e_1 - \Delta\theta_{11} \Gamma_{11}^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_{11} - \Delta\theta_{12} \Gamma_{12}^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_{12} \end{cases} \quad (2.31)$$

où Γ_{11} et Γ_{12} sont des constantes positives à calculer lors de l'étape de synthèse. Elles représentent les « gains adaptatifs » du sous-système contrôlé [Krstic 96]. On obtient :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} V_1 = e_1 \left(M_{tot} \frac{d}{dt} v_{ve-ref} - \frac{k_g}{R_{roue}} \frac{pM_{sr}}{L_r} \phi_{rd} i_{sq-ref} + F_{res} - M_{tot} \hat{\theta}_{11} i_{sq} \phi_{rd} - M_{tot} \hat{\theta}_{12} \right) \\ + \frac{k_g}{R_{roue}} \frac{pM_{sr}}{L_r} \phi_{rd} e_1 e_4 - M_{tot} e_1 \Delta\theta_{11} i_{sq} \phi_{rd} - M_{tot} e_1 \Delta\theta_{12} - \Delta\theta_{11} \Gamma_{11}^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_{11} - \Delta\theta_{12} \Gamma_{12}^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_{12} \end{aligned} \quad (2.32)$$

Le signe de dV_1/dt est souhaité négatif afin d'imposer la stabilité. Dans un premier temps, un terme $c_1 e_1$, avec $c_1 \geq 0$ est introduit pour s'assurer du signe du terme entre parenthèses :

$$-c_1 e_1 = M_{tot} \frac{d}{dt} v_{ve-ref} - \frac{k_g}{R_{roue}} \frac{pM_{sr}}{L_r} \phi_{rd} i_{sq-ref} + F_{res} - M_{tot} \hat{\theta}_{11} i_{sq} \phi_{rd} - M_{tot} \hat{\theta}_{12} \quad (2.33)$$

$$\text{et donc } i_{sq-ref} = \left(c_1 e_1 + M_{tot} \frac{d}{dt} v_{ve-ref} + F_{res} - M_{tot} \hat{\theta}_{11} i_{sq} \phi_{rd} - M_{tot} \hat{\theta}_{12} \right) \frac{R_{roue}}{k_g} \frac{L_r}{pM_{sr}} \frac{1}{\phi_{rd}} \quad (2.34)$$

i_{sq-ref} est alors fonction de c_1 , $\hat{\theta}_{11}$, $\hat{\theta}_{12}$, i_{sq} , ϕ_{rd} et des équations qui modélisent le châssis (2.11), la transmission (2.10) et la conversion électromécanique de la MAS (2.6). Avec (2.33), (2.32) est développée :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} V_1 = -c_1 e_1^2 + \frac{k_g}{R_{roue}} \frac{pM_{sr}}{L_r} \phi_{rd} e_1 e_4 - M_{tot} e_1 \Delta\theta_{11} i_{sq} \phi_{rd} - \Delta\theta_{11} \Gamma_{11}^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_{11} - M_{tot} e_1 \Delta\theta_{12} - \Delta\theta_{12} \Gamma_{12}^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_{12} \\ = -c_1 e_1^2 + \frac{k_g}{R_{roue}} \frac{pM_{sr}}{L_r} \phi_{rd} e_1 e_4 - \Gamma_{11}^{-1} \Delta\theta_{11} \left(M_{tot} e_1 \Gamma_{11} i_{sq} \phi_{rd} + \frac{d}{dt} \hat{\theta}_{11} \right) - \Gamma_{12}^{-1} \Delta\theta_{12} \left(M_{tot} e_1 \Gamma_{12} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_{12} \right) \end{aligned} \quad (2.35)$$

À cette étape, il est nécessaire de déterminer $\hat{\theta}_{11}$ et $\hat{\theta}_{12}$. Rappelons que le signe de dV_1/dt est souhaité négatif, pour cela, le choix le plus simple est de rendre les parties $\Gamma_{11}^{-1} \Delta\theta_{11} \left(M_{tot} e_1 \Gamma_{11} i_{sq} \phi_{rd} + \frac{d}{dt} \hat{\theta}_{11} \right)$ et $\Gamma_{12}^{-1} \Delta\theta_{12} \left(M_{tot} e_1 \Gamma_{12} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_{12} \right)$ nulles. Aussi, la contribution du terme qui est fonction de $e_1 e_4$ sera traitée dans la partie dédiée à la démonstration de la stabilité des commandes (§II.4.b).

$$\text{Donc } \Gamma_{11}^{-1} \Delta \theta_{11} \left(M_{tot} e_1 \Gamma_{11} i_{sq} \phi_{rd} + \frac{d}{dt} \hat{\theta}_{11} \right) = 0 \text{ et } \Gamma_{12}^{-1} \Delta \theta_{12} \left(M_{tot} e_1 \Gamma_{12} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_{12} \right) = 0 \quad (2.36)$$

$$\text{et donc } M_{tot} e_1 \Gamma_{11} i_{sq} \phi_{rd} = -\frac{d}{dt} \hat{\theta}_{11} \text{ et } M_{tot} e_1 \Gamma_{12} = -\frac{d}{dt} \hat{\theta}_{12} \quad (2.37)$$

$$\text{Ainsi, l'estimation des inconnus vaut } \hat{\theta}_{11} = -\int M_{tot} e_1 \Gamma_{11} i_{sq} \phi_{rd} dt \text{ et } \hat{\theta}_{12} = -\int M_{tot} e_1 \Gamma_{12} dt \quad (2.38)$$

La première loi de commande locale, qui définit i_{sq-ref} (2.34), utilise deux estimateurs qui sont $\hat{\theta}_{11} = f(\Gamma_{11}, e_1, i_{sq}, \phi_{rd})$ et $\hat{\theta}_{12} = f(\Gamma_{12}, e_1)$ à valeurs initiales nulles. Dans la pratique, considérer $\hat{\theta}_{11}$ revient à considérer des régimes dynamiques de courtes durées qui apportent du bruit. Pour éviter ce phénomène qui se vérifie par la simulation, il est possible d'imposer que le gain adaptatif Γ_{11} soit nul ($\Gamma_{11} = 0$ et donc $\hat{\theta}_{11} = 0$). Suivant sa structure définie (2.38), l'estimateur $\hat{\theta}_{12}$ de la partie constante de θ_1 est capable de considérer les variations lentes des inconnus puisqu'il dépend de e_1 . Imposer $\Gamma_{11} = 0$ revient finalement à considérer le terme inconnu θ_1 comme faiblement variable tel que $\theta_1 = \theta_{12}$. θ_1 se compose donc d'une erreur constante ou d'une variation lente qui donnent une faible contribution à sa dérivée. La première loi de commande locale devient finalement :

$$i_{sq-ref} = \left(c_1 e_1 + M_{tot} \frac{d}{dt} v_{ve-ref} + F_{res} - M_{tot} \hat{\theta}_{12} \right) \frac{R_{roue}}{k_g} \frac{L_r}{p M_{sr}} \frac{1}{\phi_{rd}}, \text{ avec } \hat{\theta}_{12} = -\int M_{tot} e_1 \Gamma_{12} dt \quad (2.39)$$

2. Enroulement magnétique - Une loi de commande locale est déduite pour le contrôle du flux ϕ_{rd} par le courant i_{sd} , suivant une référence de flux ϕ_{rd-ref} qui sera définie en fonction des performances souhaitées.

L'erreur e_2 est définie en respect avec les critères de Lyapunov-Barbălat (1.14) :

$$\begin{cases} e_2 = \phi_{rd-ref} - \phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} e_2 = \frac{d}{dt} \phi_{rd-ref} - \frac{d}{dt} \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.40)$$

$$\text{donc } \frac{d}{dt} e_2 = \frac{d}{dt} \phi_{rd-ref} - \frac{1}{\tau_r} (M_{sr} i_{sd} - \phi_{rd}) - \theta_2 \quad (2.41)$$

$$\text{La variable de commande locale } i_{sd-ref} \text{ est introduite tel que } e_3 = i_{sd-ref} - i_{sd}. \quad (2.42)$$

$$\text{donc } \frac{d}{dt} e_2 = \frac{d}{dt} \phi_{rd-ref} - \frac{M_{sr}}{\tau_r} i_{sd-ref} + \frac{M_{sr}}{\tau_r} e_3 + \frac{1}{\tau_r} \phi_{rd} - \theta_2 \quad (2.43)$$

$$\theta_2 \text{ est inconnu, son estimation } \hat{\theta}_2 \text{ est introduite de telle sorte que } \Delta\theta_2 = \theta_2 - \hat{\theta}_2. \quad (2.44)$$

De la même façon que pour le châssis, les variations de θ_2 sont considérées comme lentes, la fonction candidate de Lyapunov V_2 et sa dérivée sont définies comme l'image d'une énergie :

$$\begin{cases} V_2 = \frac{1}{2} \frac{1}{L_r} e_2^2 + \frac{1}{2} \Delta\theta_2 \Gamma_2^{-1} \Delta\theta_2 + V_1 \\ \frac{d}{dt} V_2 = \frac{1}{L_r} e_2 \frac{d}{dt} e_2 - \Delta\theta_2 \Gamma_2^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_2 + \frac{d}{dt} V_1 \end{cases} \quad (2.45)$$

où Γ_2 est une constante positive qui sera calculée lors de l'étape de synthèse. En combinant (2.43), (2.44) et (2.45), on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} V_2 = e_2 \left(\frac{1}{L_r} \frac{d}{dt} \phi_{rd-ref} - \frac{M_{sr}}{\tau_r L_r} i_{sd-ref} + \frac{1}{\tau_r L_r} \phi_{rd} - \frac{\hat{\theta}_2}{L_r} \right) + \frac{M_{sr}}{\tau_r L_r} e_2 e_3 \\ - e_2 \Delta\theta_2 \frac{1}{L_r} - \Delta\theta_2 \Gamma_2^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_2 + \frac{d}{dt} V_1 \end{aligned} \quad (2.46)$$

dV_2/dt est souhaité négatif. Un terme $c_2 e_2$, avec $c_2 \geq 0$ est introduit tel que :

$$-c_2 e_2 = \frac{1}{L_r} \frac{d}{dt} \phi_{rd-ref} - \frac{M_{sr}}{\tau_r L_r} i_{sd-ref} + \frac{1}{\tau_r L_r} \phi_{rd} - \frac{\hat{\theta}_2}{L_r} \quad (2.47)$$

et donc :

$$i_{sd-ref} = \left(c_2 e_2 + \frac{1}{L_r} \frac{d}{dt} \phi_{rd-ref} + \frac{1}{\tau_r L_r} \phi_{rd} - \frac{\hat{\theta}_2}{L_r} \right) \frac{\tau_r L_r}{M_{sr}} \quad (2.48)$$

Or, $e_2 = \phi_{rd-ref} - \phi_{rd}$, en développant (2.48), la seconde loi de commande locale devient :

$$i_{sd-ref} = e_2 \left(c_2 - \frac{1}{\tau_r L_r} \right) \frac{\tau_r L_r}{M_{sr}} + \frac{\tau_r}{M_{sr}} \frac{d}{dt} \phi_{rd-ref} + \frac{1}{M_{sr}} \phi_{rd-ref} - \hat{\theta}_2 \frac{\tau_r}{M_{sr}} \quad (2.49)$$

i_{sd-ref} est donc fonction du paramètre c_2 , de $\hat{\theta}_2$, et de l'inverse du modèle causale de l'enroulement magnétique décrit (2.7).

À cette étape, il est nécessaire de déterminer $\hat{\theta}_2$. Avec (2.47), (2.46) est développée :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}V_2 &= -c_2 e_2^2 + \frac{M_{sr}}{\tau_r L_r} e_2 e_3 - e_2 \Delta\theta_2 \frac{1}{L_r} - \Delta\theta_2 \Gamma_2^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_2 + \frac{d}{dt}V_1 \\ \frac{d}{dt}V_2 &= -c_2 e_2^2 + \frac{M_{sr}}{\tau_r L_r} e_2 e_3 - \Delta\theta_2 \Gamma_2^{-1} \left(\frac{e_2 \Gamma_2}{L_r} + \frac{d}{dt} \hat{\theta}_2 \right) + \frac{d}{dt}V_1 \end{aligned} \quad (2.50)$$

Pour pouvoir conclure sur le signe de dV_2/dt , la partie $\Delta\theta_2 \Gamma_2^{-1} \left(\frac{e_2 \Gamma_2}{L_r} + \frac{d}{dt} \hat{\theta}_2 \right)$ est souhaitée nulle. Le terme qui est fonction de $e_2 e_3$ est, pour le moment, supposé négligeable, donc :

$$\frac{e_2 \Gamma_2}{L_r} + \frac{d}{dt} \hat{\theta}_2 = 0 \quad \text{et} \quad -\frac{1}{L_r} e_2 \Gamma_2 = \frac{d}{dt} \hat{\theta}_2 \quad (2.51)$$

$$\text{Enfin, l'estimation du terme inconnu } \hat{\theta}_2 \text{ vaut } \hat{\theta}_2 = -\int \frac{1}{L_r} e_2 \Gamma_2 dt. \quad (2.52)$$

3. Enroulements statoriques-Park-onduleur - Une dernière loi de commande locale est déduite pour le contrôle des courants statoriques $\underline{i}_{sd,q}$ via le vecteur de rapports de modulation du convertisseur \underline{m}_{ond} . Les courants de référence $\underline{i}_{sd,q-ref}$ proviennent des boucles de commande amonts, suivant (2.39) et (2.49).

L'erreur $\underline{e}_{3,4}$ est définie en respect avec les critères de Lyapunov-Barbălat (1.14) :

$$\begin{cases} \underline{e}_{3,4} = \underline{i}_{sd,q-ref} - \underline{i}_{sd,q} \\ \frac{d}{dt} \underline{e}_{3,4} = \frac{d}{dt} \underline{i}_{sd,q-ref} - \frac{d}{dt} \underline{i}_{sd,q} \end{cases} \quad (2.53)$$

$$\frac{d}{dt} \underline{e}_{3,4} = \frac{d}{dt} \underline{i}_{sdq-ref} - \frac{1}{\sigma L_s} [R(\theta_{d1s})][C][K_{uv}][K_{ond}] \underline{m}_{ond} \underline{u}_{bus} + \frac{1}{\tau_{seq}} \underline{i}_{sdq} + \frac{1}{\sigma L_s} \underline{e}_{sdq} - \underline{\theta}_{3,4} \quad (2.54)$$

avec $\tau_{seq} = \sigma L_s / R_{seq}$. $\underline{V}_{3,4}$ est posée de la façon suivante :

$$\begin{cases} \underline{V}_{3,4} = \frac{1}{2} \sigma L_s \underline{e}_{3,4}^2 + \frac{1}{2} \underline{\Delta\theta}'_{3,4} \underline{\Gamma}_{3,4}^{-1} \underline{\Delta\theta}_{3,4} + V_2 \\ \frac{d}{dt} \underline{V}_{3,4} = \sigma L_s \underline{e}_{3,4} \frac{d}{dt} \underline{e}_{3,4} - \underline{\Delta\theta}'_{3,4} \underline{\Gamma}_{3,4}^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_{3,4} + \frac{d}{dt} V_2 \end{cases} \quad (2.55)$$

où $\underline{\Gamma}_{3,4}$ est un vecteur positif. Or, $\underline{\Delta\theta}_{3,4} = \underline{\theta}_{3,4} - \hat{\theta}_{3,4}$, $d\underline{V}_{3,4}/dt$ devient :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \underline{V}_{3,4} &= \underline{e}_{3,4} \left(\sigma L_s \frac{d}{dt} \underline{i}_{sdq-ref} - [R(\theta_{d1s})][C][K_{uv}][K_{ond}] \underline{m}_{ond} \underline{u}_{bus} + R_{seq} \underline{i}_{sdq-ref} + R_{seq} \underline{e}_{3,4} + \underline{e}_{sd,q} - \sigma L_s \hat{\theta}_{3,4} \right) \\ &\quad - \underline{e}_{3,4} \sigma L_s \underline{\Delta\theta}_{3,4} - \underline{\Delta\theta}'_{3,4} \underline{\Gamma}_{3,4}^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_{3,4} + \frac{d}{dt} V_2 \end{aligned} \quad (2.56)$$

Un vecteur $\underline{c}_{3,4}$ positif est introduit tel que :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}V_{3,4} &= -\underline{c}_{3,4}\underline{e}_{3,4}^2 + \frac{d}{dt}V_2, & \text{avec } -\underline{c}_{3,4}\sigma L_s \Delta\theta_{3,4} - \frac{\Delta\theta_{3,4}^T \Gamma_{3,4}^{-1}}{\Gamma_{3,4}} \frac{d}{dt}\hat{\theta}_{3,4} &= 0 \quad (2.57) \\ \frac{d}{dt}V_{3,4} &= -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 - \underline{c}_{3,4}\underline{e}_{3,4}^2 + \frac{k_g}{R_{roue}} \frac{pM_{sr}}{L_r} \phi_{rd} e_1 e_4 + \frac{R_r M_{sr}}{L_r^2} e_2 e_3 \end{aligned}$$

De la même façon que pour les boucles précédentes, la loi de commande locale est déduite :

$$\underline{m}_{ond} = \frac{1}{u_{bus}} [K_{ond-inv} \mathbf{I} K_{uv-inv} \mathbf{I} C_{inv} \mathbf{I} R(\theta_{d/s})] \left((\underline{c}_{3,4} - R_{seq}) \underline{e}_{3,4} + R_{seq} \dot{i}_{sd,q-ref} + \sigma L_s \frac{d}{dt} \dot{i}_{sd,q-ref} + \underline{e}_{sd,q} - \sigma L_s \hat{\theta}_{3,4} \right) \quad (2.58)$$

$$\text{avec } \hat{\theta}_{3,4} = -\int \underline{e}_{3,4}' \sigma L_s \Gamma_{3,4} dt. \quad (2.59)$$

\underline{m}_{ond} est donc fonction du vecteur paramètre $\underline{c}_{3,4}$, de $\hat{\theta}_{3,4}$, et des inversions directes des équations qui modélisent les inductances statoriques (2.8), la transformée de Park (2.4), et l'onduleur de tension (2.2). Une synthèse des lois de commande est présentée Tableau II-3.

Tableau II-3 Lois de commande par Backstepping adaptatif de la traction

$$i_{sq-ref} = \left(c_1 e_1 + M_{toi} \frac{d}{dt} v_{ve-ref} + F_{res} - M_{toi} \hat{\theta}_{12} \right) \frac{R_{roue}}{k_g} \frac{L_r}{pM_{sr}} \frac{1}{\phi_{rd}} \quad (2.)$$

$$i_{sd-ref} = e_2 \left(c_2 - \frac{1}{\tau_r L_r} \right) \frac{\tau_r L_r}{M_{sr}} + \frac{\tau_r}{M_{sr}} \frac{d}{dt} \phi_{rd-ref} + \frac{1}{M_{sr}} \phi_{rd-ref} - \hat{\theta}_2 \frac{\tau_r}{M_{sr}} \quad (2.)$$

$$\begin{aligned} \underline{m}_{ond} &= \frac{1}{u_{bus}} [K_{ond-inv} \mathbf{I} K_{uv-inv} \mathbf{I} C_{inv} \mathbf{I} R(\theta_{d/s})] \\ &\left((\underline{c}_{3,4} - R_{seq}) \underline{e}_{3,4} + R_{seq} \dot{i}_{sd,q-ref} + \sigma L_s \frac{d}{dt} \dot{i}_{sd,q-ref} + \underline{e}_{sd,q} - \sigma L_s \hat{\theta}_{3,4} \right) \end{aligned} \quad (2.)$$

D'une façon générale, les lois de commande locales sont composées de paramètres proportionnels, fonctions de $\underline{c}_{1,2,3,4}$, de termes intégraux, fonctions de $\underline{\Gamma}_{1,2,3,4}$, et des inversions directes en boucle ouverte de tous les éléments du système. Les correcteurs issus du Backstepping adaptatif peuvent donc être identifiés à des correcteurs de type PI, associés aux inversions directes du modèle. Finalement, les lois de commande définies supposent

que toutes les variables sont mesurables. Dans la pratique, les variables $i_{sd,q}$, $\theta_{d/s}$, ϕ_{rd} et $e_{sd,q}$ seront estimées suivant les relations (2.3), (2.7), (2.9) et (2.24) de la même façon que dans §II.2.a. Cela se vérifie dans la littérature où des mesures, des estimations ou des observations de variables sont effectuées sans que cela n'affecte les performances de la commande par Backstepping adaptatif [Tan 99] [Traoré 10] [Fatemi 14].

II.2.c Comparaison des structures de commande et positionnement

Un parallèle peut être établi entre la structure de commande déduite de la REM et les lois de commande du Backstepping adaptatif (Figure II.8). Pour ce faire, les modèles mathématiques et les lois de commandes des Tableau II-1 et Tableau II-3 ont été remaniées en fonction de $G_{1,2,3,4}(s)$, les fonctions de transfert en boucle ouverte du châssis, des enroulements rotoriques et statoriques suivant l'axe $d-q$, de $K_{1,2,3,4}$ leurs gains, de $\tau_{2,3,4}$ leurs constantes de temps, et de $C_{PI1,2,3,4}(s)$, des correcteurs PI :

$$G_1(s) = \frac{K_1}{s}, \quad G_2(s) = \frac{K_2}{1 + \tau_2 s}, \quad G_{3,4}(s) = \frac{K_{3,4}}{1 + \tau_{3,4} s} \quad (2.63)$$

$$\text{avec } K_1 = \frac{1}{M_{tot}}, \quad K_2 = M_{sr}, \quad \tau_2 = \tau_r = L_r / R_r, \quad K_{3,4}(s) = 1 / R_{seq} \text{ et } \tau_{3,4}(s) = \sigma L_s / R_{seq} \quad (2.64)$$

$$C_{PI1}(s) = c_1 + \frac{M_{tot}^2 \Gamma_{12}}{s}, \quad C_{PI2}(s) = \frac{L_r^2}{R_r M_{sr}} \left(c_2 - \frac{R_r}{L_r^2} \right) + \frac{\Gamma_2}{s} \frac{1}{R_r M_{sr}}, \quad C_{PI3,4}(s) = (c_{3,4} - R_{seq}) + \frac{(\sigma L_s)^2 \Gamma_{3,4}}{s} \quad (2.65)$$

Il apparaît que les lois de commande définies par Backstepping correspondent à une SMC où toutes les variables sont supposées mesurables. Ces structures possèdent les mêmes entrées et sorties. La commande par Backstepping peut donc être directement reliée à la REM par l'intermédiaire des variables de réglage et du bloc de stratégie [Bouirek 16]. Seules les structures des correcteurs diffèrent. En effet, en se basant sur une structure de correcteur PI, la commande par Backstepping ajoute des termes d'anticipation dérivés, basés sur les inversions des modèles $G_{1,2,3,4}^{-1}$, qui s'appliquent aux références. En ce qui concerne la SMC, aucune démarche sur le choix des correcteurs n'est proposée. Le concepteur est libre de choisir le type de correcteur qui lui convient. *A priori*, la commande par Backstepping résulte en une structure similaire à une SMC, avec un type de correcteurs spécifiques, composés des correcteurs $C_{PI1,2,3,4}(s)$ et de l'inverse des modèles $G_{1,2,3,4}^{-1}(s)$. En

réalité, le type de correcteur obtenu dépend des fonctions de Lyapunov V et de la structuration des lois de commande de stabilisation choisies. Toutefois, nous aurions probablement obtenu des fonctions ressemblant à des PI non linéaires si d'autres fonctions V avaient été choisies.

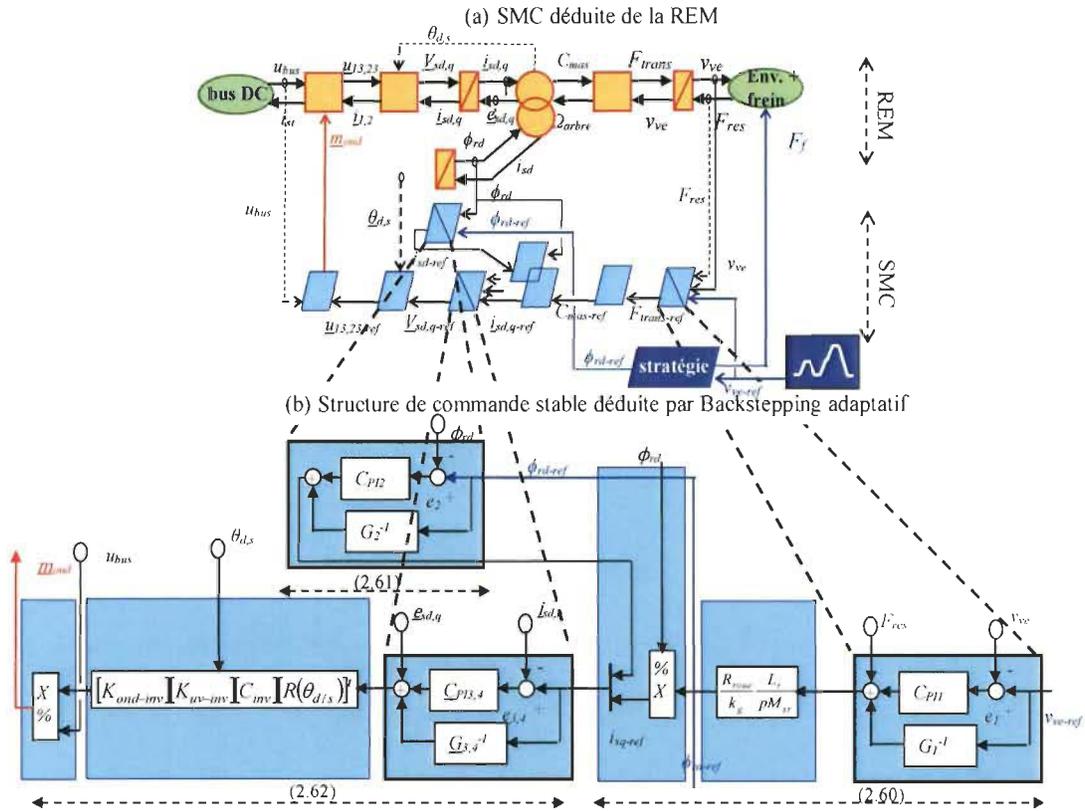


Figure II.8 Structures de commande déduites de la REM et du Backstepping

La différence entre la commande par inversion de la REM et la commande par Backstepping adaptatif de la MAS, proposées en Figure II.8, réside dans la nature des correcteurs utilisés (Figure II.9). Les correcteurs classiques sont de type P, PI, PID, ou autre, suivant un cahier des charges à définir (partie bleu en bas de la Figure II.9a). La structure du correcteur déterminé par Backstepping, utilise des correcteurs P, ou PI dans le cas du Backstepping adaptatif [Dépature 14a]. Dans le même temps, l'inversion directe G^{-1} du modèle du sous-système à contrôler est imposée à la variable énergétique de référence y_{ref} . Cette inversion est ensuite ajoutée à l'asservissement (Figure II.9b).

Les structures de commande de la Figure II.8 sont semblables aux structures de commande classiques basées sur l'inversion de modèles (*Inversion-Based Approach*), où

une inversion directe est associée à une inversion indirecte (*Feedforward + Feedback*) [Devasia 96] [Devasia 02] [Ying 09]. Les structures de commande définies se rapprochent également d'une structure par commande plate (Figure II.9c) [Fliess 95]. Notons que la commande plate a été appliquée par l'équipe de recherche et technologique CEMODYNE du L2EP, dans les années 2000, puis formalisée sous la forme d'une commande à modèle de référence des états [Barre 04] [Colas 07]. Ainsi, la commande à modèle de référence des états prend son inspiration de la notion des systèmes plats (voir §I.2.a). Elle se décompose en une commande en boucle ouverte constituée d'une génération de loi de mouvement associée à une précommande pour le suivi de trajectoire, et d'une commande en boucle fermée qui asservit et rejette les perturbations. Son application nécessite néanmoins la connaissance de la dérivée de la référence dy_{ref}/dt , et donc de connaître l'évolution du système à l'avance, ce qui est difficile à prédire dans le cas d'un véhicule routier non guidé comme une automobile.

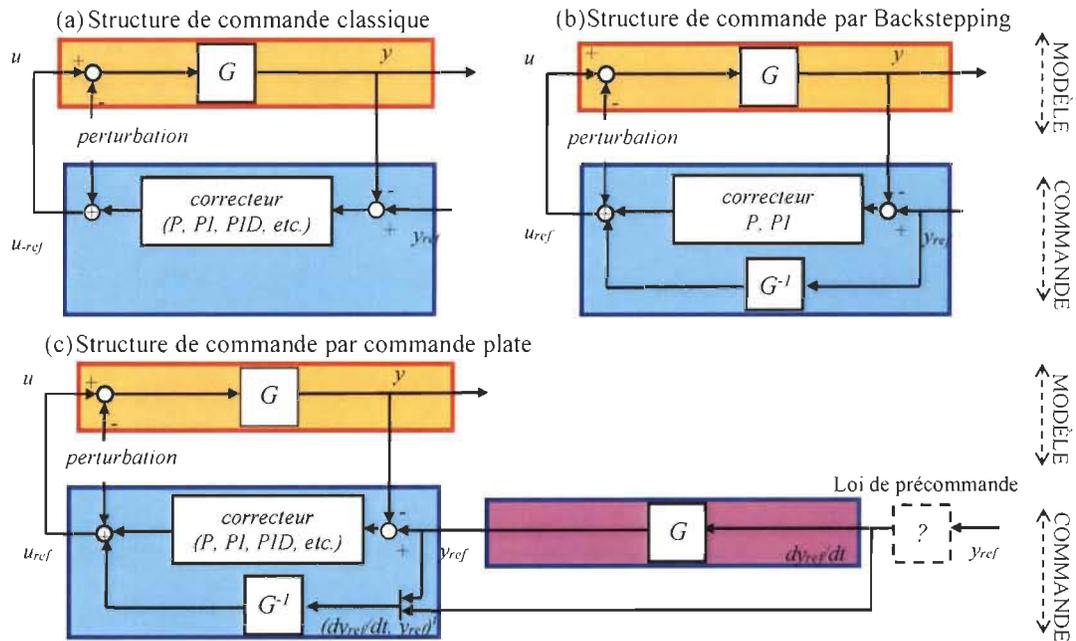


Figure II.9 Différentes structures de commande

II.3 Synthèse des correcteurs des commandes

Comme énoncé précédemment, les règles d'inversion de la REM ne définissent pas la nature des correcteurs $C_1(s)$, $C_2(s)$, et $C_{3,4}(s)$ de la SMC. Le rôle de ces règles est de structurer la commande et le choix des correcteurs est fonction des performances désirées.

Toutefois, la plupart des correcteurs utilisés pour la commande vectorielle de MAS sont de type PI [Lorenz 87]. Les erreurs stationnaires en régime permanent sont alors nulles. Ainsi, les correcteurs de la SMC (Figure II.7) choisis sont de type PI tel que :

$$C_1(s) = k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s}, \quad C_2(s) = k_{p2} + \frac{k_{i2}}{s}, \quad \underline{C}_{3,4}(s) = \underline{k}_{p3,4} + \frac{\underline{k}_{i3,4}}{s} \quad (2.66)$$

Pour le moment, il n'est pas possible d'affirmer que les correcteurs PI $C_{PI1}(s)$, $C_{PI2}(s)$, et $\underline{C}_{PI3,4}(s)$, issus du Backstepping, sont les même que $C_1(s)$, $C_2(s)$, et $\underline{C}_{3,4}(s)$ de la SMC. Ceci dépendra de la valeur des paramètres de chaque correcteur.

Ainsi, l'objectif de cette partie est de déterminer la valeur des paramètres des correcteurs $C_1(s)$, $C_2(s)$, et $\underline{C}_{3,4}(s)$ de la SMC, et des correcteurs $C_{PI1}(s)$, $C_{PI2}(s)$, et $\underline{C}_{PI3,4}(s)$ du Backstepping. Cette étape représente la synthèse des correcteurs. Celle-ci permettra de comparer les correcteurs des deux commandes utilisées.

II.3.a Correcteurs de la commande par inversion de la REM

Considérons la première boucle « châssis » $G_1(s)$ et son correcteur $C_1(s)$. La dynamique des sous-systèmes en aval est choisie comme beaucoup plus rapide que la dynamique de la première boucle. C'est ce que l'on appelle la séparation des modes. Les erreurs stationnaires des sous-systèmes en aval sont donc nulles ($i_{sd,q-ref} = i_{sd,q}$; $F_{trans-ref} = F_{trans}$). La fonction de transfert en boucle fermée $T_1(s)$ est déterminée :

$$T_1(s) = \frac{v_{ve}}{v_{ve-ref}} = \frac{G_1(s)C_1(s)}{1 + G_1(s)C_1(s)} = \frac{K_1 k_{p1} s + K_1 k_{i1}}{s^2 + K_1 k_{p1} s + K_1 k_{i1}} = \frac{(k_{p1} s + k_{i1}) / M_{tot}}{s^2 + (k_{p1} / M_{tot}) s + k_{i1} / M_{tot}} \quad (2.67)$$

La boucle « châssis » est stable si ses pôles sont à parties réelles négatives. Pour assurer cette condition, les méthodes de placement de pôles, de tracé des lieux des racines, de Nyquist, de Bode, ou de Nichols peuvent être utilisées [Bothwell 50] [Isidori 96] [Marx 11] (voir §I.2.a). Une méthode classique par placement de pôles est ici utilisée.

La fonction de transfert $T_1(s)$ est un système du second ordre constitué d'un zéro et de 2 pôles. Dans cette méthode, $T_1(s)$ est comparée à une fonction de transfert d'un système du second ordre pur $T_{pur}(s)$ dépourvue de zéros. En effet, la présence du zéro du numérateur de $T_1(s)$ n'a pas d'influence sur la stabilité du sous-système. Le zéro impactera les

performances, et plus particulièrement les réponses transitoires (dépassements, déphasage non minimal). $T_{pur}(s)$ est décrit par :

$$T_{pur}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.68)$$

où ξ représente le coefficient d'amortissement et ω_n la pulsation naturelle du système pur. L'emplacement des pôles dépend de ξ . Trois cas de figure apparaissent (Figure II.10a) :

- $\xi > 1$: la réponse est dite sur-amortie;
- $\xi = 1$: la réponse est dite critiquement amortie ;
- $0 \leq \xi < 1$: la réponse du système est sous amortie et oscille.

Le temps de réponse réduit t_s du second ordre pur peut également être défini. Il représente le temps minimum nécessaire pour obtenir une réponse à $\pm 5\%$ de la réponse finale en régime permanent, par rapport à une référence de type échelon. La Figure II.10b définit un compromis entre le dépassement qu'aura la réponse du système et le temps de réponse réduit. Ce compromis est souvent appelé « abaque du temps de réponse réduit », ou « Stettling time » en anglais [Stefani 96b]. Le Tableau II-4 propose quelques compromis issus de l'abaque.

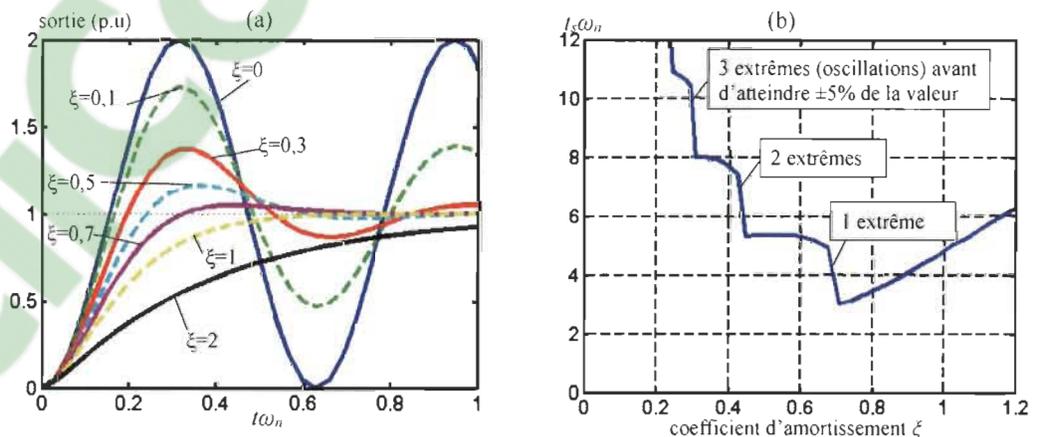


Figure II.10 (a) réponse à un échelon d'un système du second ordre pur et (b) abaque du temps de réponse réduit [Stefani 96b].

Tableau II-4 Compromis entre le dépassement et le temps de réponse t_s d'un système du second ordre pur

ξ	$\omega_n t_s$
1	4,744
0,7	3
0,5	5,3
0,3	8

La contribution des zéros de $T_I(s)$ modifie cet abaque. Le nombre de dépassements et les valeurs précises de temps de stabilisation ne sont donc pas identiques. Ainsi, la base commune pour la comparaison de $T_I(s)$ et $T_{pur}(s)$ n'est pas les performances les performances dynamiques, mais le placement de pôles identiques. C'est sur ce critère que les paramètres des correcteurs PI de la SMC seront synthétisés. Les pôles de la fonction de transfert $T_I(s)$ sont finalement placés suivant le coefficient d'amortissement et le temps de réponse réduit désiré t_{sI} d'après l'abaque de la Figure II.10b.

Comme indiqué en début de cette partie, le dénominateur de $T_I(s)$ peut être identifié à celui du second ordre pur $T_{pur}(s)$. Ainsi, dans le but de conserver les mêmes performances en terme de stabilité, il est possible d'écrire que :

$$s^2 + \frac{k_{p1}}{M_{tot}}s + \frac{k_{i1}}{M_{tot}} = s^2 + 2\xi_1\omega_{n1}s + \omega_{n1}^2 \quad (2.69)$$

Les paramètres k_{p1} et k_{i1} sont alors définis par identification. Les pôles de $T_I(s)$ sont alors « placés » en fonction des performances désirées, en fonction de ξ_1 , ω_{n1} , et t_{sI} :

$$k_{p1} = 2\xi_1\omega_{n1}M_{tot} \text{ et } k_{i1} = \omega_{n1}^2 M_{tot} \quad (2.70)$$

Les paramètres des boucles de flux et de courants sont définis de la même façon. Les valeurs des paramètres $\underline{k}_{p2,3,4}$ et $\underline{k}_{i2,3,4}$ sont :

$$k_{p2} = \frac{2\xi_2\omega_{n2}L_r / R_r - 1}{M_{sr}} \text{ et } k_{i2} = \frac{\omega_{n2}^2 L_r}{M_{sr} R_r} \quad (2.71)$$

$$\underline{k}_{p3,4} = 2\xi_{3,4}\omega_{n3,4}\sigma L_s - R_{seq} \text{ et } \underline{k}_{i3,4} = \omega_{n3,4}^2 \sigma L_s \quad (2.72)$$

II.3.b Correcteurs de la commande par Backstepping adaptatif

Il est possible de faire varier les paramètres des correcteurs PI issus du Backstepping, $\underline{c}_{1,2,3,4}$ et $\underline{\Gamma}_{1,2,3,4}$, jusqu'à obtenir des performances acceptables [Zhang 03] [Yoo 10] [Kaddissi 11]. Les performances optimales ne sont donc jamais garanties.

Ainsi, la majorité des travaux définit les paramètres du Backstepping de façon à obtenir de bonnes performances de régulation, tout en respectant les conditions de stabilité définies par les théorèmes de Lyapunov-Barbălat [Lin 02] [Drid 07] [Lin 07]. La synthèse est alors réalisée, de façon heuristique, par « tâtonnement » (« trial-and-error method ») [Liu 10] [Fatemi 14]. De nombreuses combinaisons sont cependant possibles, un mauvais choix de paramètres entraînera des oscillations dans la poursuite de la référence [Zhang 03] [Morawiec 13] [Wan 13]. L'influence des paramètres peut alors être étudiée [Zhang 03] [Yoo 10], jusqu'à l'établissement de règles floues [Kaddissi 11]. En conclusion, il est difficile de garantir les performances de la commande par Backstepping. Les travaux présentés dans cette partie utilisent une méthode basée sur la décomposition des boucles, et d'une méthode par placement de pôles. Il s'agit d'un point important de ce chapitre.

La boucle dont la constante de temps est la plus lente est considérée, il s'agit de la première boucle « châssis » et son asservissement. La dynamique des sous-systèmes avals est supposé beaucoup plus rapide que la dynamique de la première boucle (séparation des modes). Les erreurs stationnaires des sous-systèmes avals sont donc nulles. La force de transmission F_{trans} est par exemple égale à sa référence $F_{trans-ref}$. L'unique paramètre amené à varier est la masse du véhicule M_{tot} . Cette erreur d'estimation est donc ramenée dans la commande en différenciant la masse réelle M_{tot} variable et la masse constante estimée \hat{M}_{tot} . \hat{M}_{tot} est donc un terme invariant de la commande déterminé en fonction de l'utilisation la plus commune du véhicule (par exemple la masse du VE et son conducteur).

La fonction de transfert en boucle fermée est déterminée :

$$T_{1-back}(s) = \frac{v_{ve}}{v_{ve-ref}} = \frac{\hat{M}_{tot}s^2 + c_1s + \hat{M}_{tot}^2\Gamma_{12}}{M_{tot}s^2 + c_1s + \hat{M}_{tot}^2\Gamma_{12}} \quad (2.73)$$

Remarquons que si la masse estimée correspond à la masse réelle, la fonction de transfert sera unitaire [Devasia 02]. Ceci illustre que les boucles locales de la commande

par Backstepping tendent vers l'unité : pour une trajectoire d'entrée bien choisie (conditions de continuité et de différentiabilité), un suivi parfait de trajectoire est théoriquement possible. Le choix des pôles affectera la dynamique de correction des erreurs initiales ce qui prouve que la commande par Backstepping est stable. Ce cas de figure n'est cependant pas réalisable dans des conditions réelles de fonctionnement. Il est alors possible de développer $T_{1-back}(s)$:

$$\begin{aligned} T_{1-back}(s) &= \frac{v_{ve}}{v_{ve-ref}} = \frac{\hat{M}_{tot}s^2 + c_1s + \hat{M}_{tot}^2\Gamma_{12} + M_{tot}s^2 - M_{tot}s^2}{M_{tot}s^2 + c_1s + \hat{M}_{tot}^2\Gamma_{12}} \\ &= 1 + \frac{\frac{\hat{M}_{tot}}{M_{tot}}s^2 - s^2}{s^2 + \frac{c_1}{M_{tot}}s + \frac{\hat{M}_{tot}^2}{M_{tot}}\Gamma_{12}} \end{aligned} \quad (2.74)$$

La fonction de transfert déduite comprend un terme unitaire et un système du second ordre constitué d'un zéro double et de deux pôles. Le second ordre correspond au régime transitoire de la réponse indicielle. De la même façon que dans §II.2.b, les zéros modifient les performances transitoires de $T_{1-back}(s)$ par rapport au second ordre pur $T_{pur}(s)$. Toutefois, les dénominateurs associés peuvent être identifiés pour placer les pôles tel que :

$$s^2 + \frac{c_1}{M_{tot}}s + \frac{\hat{M}_{tot}^2}{M_{tot}}\Gamma_{12} = s^2 + 2\xi_1\omega_{n1}s + \omega_{n1}^2 \quad (2.75)$$

Les paramètres c_1 et Γ_{12} sont donc définies par la méthode de placement de pôles :

$$c_1 = 2\xi_1\omega_{n1}M_{tot} \text{ et } \Gamma_{12} \approx \frac{\omega_{n1}^2}{M_{tot}} \text{ car l'erreur sur la masse est supposée faible.} \quad (2.76)$$

De la même façon pour les boucles de flux et de courants, la valeur des paramètres $\underline{c}_{2,3,4}$ et $\underline{\Gamma}_{2,3,4}$ sont :

$$c_2 = 2\xi_2\omega_{n2}/L_r \text{ et } \Gamma_2 = \omega_{n2}^2 L_r \quad (2.77)$$

$$\underline{c}_{3,4} = 2\underline{\xi}_{3,4}\underline{\omega}_{n3,4}\underline{\sigma}L_s \text{ et } \underline{\Gamma}_{3,4} = \frac{\underline{\omega}_{n3,4}^2}{\underline{\sigma}L_s} \quad (2.78)$$

II.3.c Comparaison et complémentarités

Les paramètres des correcteurs déduits de l'inversion de la REM et du Backstepping ont été définis suivant une méthode par placement de pôles (§II.3.a et II.3.b). Cette méthode décompose les boucles fermées du sous-système de traction, puis les identifie à des fonctions de transfert du second ordre pur. Le Tableau II-5 résume les structures des correcteurs utilisées.

Tableau II-5 Correcteurs PI utilisés pour l'inversion de la REM et du Backstepping adaptatif

Inversion de la REM	Backstepping adaptatif
$C_1(s) = k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s}$	$C_{PI1}(s) = c_1 + \frac{M_{tot}^2 \Gamma_{12}}{s}$
$C_2(s) = k_{p2} + \frac{k_{i2}}{s}$	$C_{PI2}(s) = \frac{L_r^2}{R_r M_{sr}} (c_2 - \frac{R_r}{L_r^2}) + \frac{\Gamma_2}{s} \frac{1}{R_r M_{sr}}$
$\underline{C}_{3,4}(s) = \underline{k}_{p3,4} + \frac{k_{i3,4}}{s}$	$\underline{C}_{PI3,4}(s) = (\underline{c}_{3,4} - R_{seq}) + \frac{(\sigma L_s)^2 \underline{\Gamma}_{3,4}}{s}$

En combinant les équations de synthèse des paramètres (2.70), (2.71), (2.72), (2.76), (2.77) et (2.78), il est possible d'écrire que :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1(s) = k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s} = 2\xi_1 \omega_{n1} M_{tot} + \frac{\omega_{n1}^2 M_{tot}}{s} \\ C_{PI1}(s) = c_1 + \frac{M_{tot}^2 \Gamma_{12}}{s} = 2\xi_1 \omega_{n1} M_{tot} + \frac{\omega_{n1}^2 M_{tot}}{s} \end{array} \right\} \text{ donc } C_1(s) = C_{PI1}(s) \quad (2.79)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C_2(s) = k_{p2} + \frac{k_{i2}}{s} = \frac{2\xi_2 \omega_{n2} L_r / R_r - 1}{M_{sr}} + \frac{\omega_{n2}^2 L_r}{M_{sr} R_r} \frac{1}{s} \\ C_{PI2}(s) = \frac{L_r^2}{R_r M_{sr}} (c_2 - \frac{R_r}{L_r^2}) + \frac{\Gamma_2}{s} \frac{1}{R_r M_{sr}} = \frac{2\xi_2 \omega_{n2} L_r / R_r - 1}{M_{sr}} + \frac{\omega_{n2}^2 L_r}{M_{sr} R_r} \frac{1}{s} \end{array} \right\} \text{ donc } C_2(s) = C_{PI2}(s) \quad (2.80)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{C}_{3,4}(s) = \underline{k}_{p3,4} + \frac{k_{i3,4}}{s} = 2\xi_{3,4} \omega_{n3,4} \sigma L_s - R_{seq} + \frac{\omega_{n3,4}^2 \sigma L_s}{s} \\ \underline{C}_{PI3,4}(s) = (\underline{c}_{3,4} - R_{seq}) + \frac{(\sigma L_s)^2 \underline{\Gamma}_{3,4}}{s} = 2\xi_{3,4} \omega_{n3,4} \sigma L_s - R_{seq} + \frac{\omega_{n3,4}^2 \sigma L_s}{s} \end{array} \right\} \text{ donc } \underline{C}_{3,4}(s) = \underline{C}_{PI3,4}(s) \quad (2.81)$$

donc : $k_{p1} = c_1$, $k_{i1} = M_{tot}^2 \Gamma_{12}$, $k_{p2} = \frac{L_r^2}{R_r M_{sr}} (c_2 - \frac{R_r}{L_r})$, $k_{i2} = \frac{\Gamma_2}{R_r M_{sr}}$, $k_{p3,4} = (\underline{c}_{3,4} - R_{seq})$ et $k_{i3,4} = (\underline{\sigma} L_s)^2 \underline{\Gamma}_{3,4}$.

La méthode de synthèse par placement de pôles utilisée définit donc des correcteurs PI identiques quel que soit le type de commande utilisé (REM ou Backstepping). L'inversion directe du système énergétique G^{-1} apportée par le Backstepping n'interfère donc pas dans la synthèse des paramètres des correcteurs PI utilisés comme inversion indirecte. Ceci est dû à l'hypothèse de séparation des modes qui a simplifié les équations et à l'étude indépendante des boucles locales pour la synthèse des correcteurs. Cette remarque vient finalement étayer les possibilités de couplage entre les structures de commande de la REM et du Backstepping, amorcées §II.2.c. Toutefois, même si les correcteurs sont identiques, leurs rôles sont à nuancer. Pour la REM, les correcteurs doivent gérer les erreurs de poursuite parce que la dynamique des boucles en cascade dépend de la fonction de transfert en boucle fermée du système. Pour la commande par Backstepping, la poursuite de la référence est parfaite, car la fonction de transfert en boucle fermée est unitaire. Les correcteurs du Backstepping servent alors de régulateur et compensent les perturbations.

II.4 Stabilité des commandes

Les démonstrations de stabilité des commandes déduites de la REM et du Backstepping, dans le cas particulier de la traction du véhicule avec synthèse par placement de pôles, sont développées et comparées dans cette partie. Les conditions générales de stabilité seront énoncées, puis appliquées au cas particulier de la Tazzari Zero. Ainsi, les caractéristiques du châssis sont celles du Tableau I-5. Toutefois, les paramètres dynamiques de la MAS qui équipe réellement la Tazzari Zero sont inconnus. En effet, il n'existe aucune méthode non intrusive qui permet de définir les paramètres d'une machine de traction, sans avoir à la découpler du véhicule. Une machine asynchrone à cage d'écurie de 20 kW équivalente, présente en plateforme expérimentale du L2EP, est donc utilisée pour la remplacer. Le Tableau II-6 résume les paramètres de la MAS utilisée.

Les paramètres des correcteurs PI sont calculés en fonction du temps de réponse souhaitée $t_{s1,2,3,4}$ (Tableau II-7). Rappelons que ces temps sont des approximations puisque

seuls les pôles des fonctions de transfert $T_1(s)$ et $T_{1-back}(s)$ ont été utilisés pour synthétiser les correcteurs, et que ces fonctions possèdent des zéros différents. Ces temps sont homogènes aux constantes de temps de chacun des organes de la traction.

Tableau II-6 Paramètres du véhicule simulé

k_g	2,92	p	2
L_r	50,3 mH	R_r	0,45 Ω
L_s	50,3 mH	R_s	0,35 Ω
M_{sr}	44,7 mH	R_{roue}	0,2865 m
M_{tot}	622 kg	u_{bus}	565 V

Tableau II-7 Temps de réponse $t_{s1.2.3.4}$ souhaités

Boucle	t_s
v_{ve}	1 s
ϕ_{rd}	0,1 s
$\dot{i}_{sd,q}$	0,01 s

II.4.a Stabilité de la commande par inversion de la REM

Le sous-système de traction est non-linéaire. L'analyse de la stabilité des systèmes non-linéaires est une tâche difficile. Dans le cas de la commande déduite de la REM, la stabilité peut être étudiée pour un flux ϕ_{rd} constant, c'est-à-dire autour du point d'équilibre ϕ_{rd-nom} dont la valeur sera définie §II.5.a. Le système étudié peut alors être linéarisé autour de ce point de fonctionnement.

La stabilité d'un système linéaire peut être étudiée en fonction de ses marges de gain et de phase ou de la position de ses pôles. Ainsi, un système linéaire peut être stable, marginalement stable, ou instable. D'après le §I.2.a, un système stable se caractérise, indépendamment des conditions initiales, par une entrée bornée et une sortie bornée (« Bounded inputs/Bounded outputs », BIBO).

Pour un système linéaire monovariante, la réponse naturelle est caractérisée par :

$$y(s) = \frac{CI(s)}{D(s)} \quad (2.82)$$

avec $y(s)$ la sortie, $CI(s)$ les conditions initiales et $D(s)$ l'équation caractéristique du système [Shahian 92]. Soit λ_i les valeurs propres de $D(s)$. Les « modes » du système sont alors définis suivant les valeurs de λ_i tel que [Manneville 04] :

- Si $Re(\lambda_i) < 0$, $y(t) \rightarrow 0$ lorsque $t \rightarrow \infty$, et le système linéaire est asymptotiquement stable [Radatz 96]. Cela signifie que, pour un mouvement suffisamment petit, proche d'un point d'équilibre y_e , le système reste au voisinage de ce point, et converge vers y_e . Le système est également exponentiellement stable car la sortie $y(t)$ peut être bornée par une fonction exponentielle. Finalement, la stabilité est globale parce que la stabilité est indépendante des conditions initiales pour le modèle linéarisé, mais pas nécessairement pour le système initial non linéaire.
- Si $Re(\lambda_i) > 0$, pour un ou plusieurs i , $y(t) \rightarrow \infty$ lorsque $t \rightarrow \infty$ et le système est instable.
- Si $Re(\lambda_i) = 0$, pour un ou plusieurs i , alors que $Re(\lambda_i) < 0$ pour les autres i , le système est marginalement stable si les valeurs propres sont simples et instable si les valeurs propres sont répétées.

Le modèle de la traction du véhicule commandé par inversion de la REM est linéarisé autour du point de fonctionnement $\phi_{rd} = \phi_{rd-nom}$ (voir Annexe C). Il est défini en fonction de sa représentation d'état, tel que (on suppose que la tension de bus u_{bus} est constante et une compensation parfaite des perturbations e_{sd} , e_{sq} et F_{res}) :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \underline{x} = A\underline{x} + B\underline{u} \\ \underline{y} = C\underline{x} \end{cases} \quad (2.83)$$

avec $\underline{x} = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad (V_{sd} - e_{sd}) \quad (V_{sq} - e_{sq}) \quad \phi_{rd} \quad i_{sd-ref} \quad v_{ve} \quad i_{sq-ref}]'$ l'état du système (2.84)

$$\underline{u} = \left[\phi_{rd-ref} \quad \frac{d}{dt} \phi_{rd-ref} \quad v_{ve-ref} \quad \frac{d}{dt} v_{ve-ref} \quad F_f \quad F_{res} \right]' \text{ le vecteur d'entrées} \quad (2.85)$$

$$\underline{y} = [\phi_{rd} \quad v_{ve}]' \text{ le vecteur de réponses} \quad (2.86)$$

A la matrice d'état, B la matrice d'entrée et C la matrice de sortie.

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_3} & 0 & \frac{K_3}{\tau_3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau_4} & 0 & \frac{K_4}{\tau_4} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \left(-\frac{M_{sr}k_{p2}k_{p3}}{\tau_3} + \frac{k_{p3}}{\tau_3} - k_{i3}\right) & 0 & -\frac{K_3k_{p3}}{\tau_3} & 0 & \frac{k_{p2}k_{p3}}{\tau_2} - k_{i2}k_{p3} & k_{i3} & 0 & 0 \\ 0 & \left(-\frac{k_{p1}k_{p4}}{M_{tot}} + \frac{k_{p4}}{\tau_4} - k_{i4}\right) & 0 & -\frac{K_4k_{p4}}{\tau_4} & 0 & 0 & \frac{-R_{rouc}L_rk_{i1}k_{p4}}{k_g p M_{sr} \phi_{rd-nom}} & k_{i4} \\ \frac{M_{sr}}{\tau_2} & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\tau_2} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{M_{sr}k_{p2}}{\tau_2} & 0 & 0 & 0 & \frac{k_{p2}}{\tau_2} - k_{i2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{k_g p M_{sr} \phi_{rd-nom}}{M_{tot} R_{rouc} L_r} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{k_{p1}}{M_{tot}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R_{rouc}L_rk_{i1}}{k_g p M_{sr} \phi_{rd-nom}} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.87)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_{i2}k_{p3} & k_{p2}k_{p3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{rouc}L_rk_{i1}k_{p4}}{k_g p M_{sr} \phi_{rd-nom}} & \frac{R_{rouc}L_rk_{p1}k_{p4}}{k_g p M_{sr} \phi_{rd-nom}} & \frac{-R_{rouc}L_rk_{p1}k_{p4}}{M_{tot}k_g p M_{sr} \phi_{rd-nom}} & \frac{R_{rouc}L_rk_{p1}k_{p4}}{M_{tot}k_g p M_{sr} \phi_{rd-nom}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k_{i2} & k_{p2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{M_{tot}} & -\frac{1}{M_{tot}} \\ 0 & 0 & \frac{R_{rouc}L_rk_{i1}}{k_g p M_{sr} \phi_{rd-nom}} & \frac{R_{rouc}L_rk_{p1}}{k_g p M_{sr} \phi_{rd-nom}} & \frac{-R_{rouc}L_rk_{p1}}{M_{tot}k_g p M_{sr} \phi_{rd-nom}} & \frac{R_{rouc}L_rk_{p1}}{M_{tot}k_g p M_{sr} \phi_{rd-nom}} \end{bmatrix} \quad (2.88)$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.89)$$

Suivant le critère de stabilité de Routh-Hurwitz, le sous-système de traction linéarisé est stable si, indépendamment des conditions initiales, les valeurs propres de A sont à parties réelles négatives [Shahian 92] [Rohrs 93b] [Qiu 13]. Cela revient à vérifier le signe des racines de l'équation $\det[sI-A]=0$, avec I une matrice identité. Ici, pour des paramètres nominaux, les valeurs propres définies par $\underline{\lambda}$ sont toutes à valeurs réelles négatives (2.89), les valeurs proches de 0 font référence à des constantes de temps lentes, les valeurs éloignées à des constantes de temps rapides [Andry 83]. Le système de traction commandé par inversion de la REM est donc stable dans la plage de validité du modèle linéaire, c'est-à-dire autour des valeurs de flux proches de la valeur nominale, et suivant la méthode de placement de pôles choisie pour la synthèse des correcteurs. Lorsque le flux varie, il est

possible de vérifier la stabilité pour chaque point de fonctionnement. Ici, les valeurs propres restent identiques pour des valeurs raisonnables de flux.

$$\underline{\lambda} = [-8,95 \quad -301,25 \quad -14,5 + 6,04j \quad -14,5 - 6,04j \quad -3,02 \quad -299,39 \quad -33,26 \quad -0,61] \quad (2.90)$$

II.4.b Stabilité de la commande par Backstepping adaptatif

L'analyse de la stabilité des lois de commande déduites du Backstepping tient compte des non-linéarités du système. Ainsi, la stabilité est intrinsèque, sous certaines conditions, puisqu'elle a été démontrée lors de son développement suivant l'approche de Lyapunov §II.2.b. En effet, le sous-système « traction électrique » est stable au sens de Lyapunov si la fonction candidate finale $dV_{-3,4}/dt \leq 0$. Or, d'après (2.57), la contribution des termes

$\frac{k_g}{R_{roue}} \frac{pM_{sr}}{L_r} \phi_{rd} e_1 e_4$ et $\frac{R_r M_{sr}}{L_r^2} e_2 e_3$ ne doit pas impacter la stabilité du système. Ainsi (2.57) peut être

réécrite sous une forme matricielle :

$$\frac{d}{dt} V_{-3,4} = -[e_1 \quad e_2 \quad e_3 \quad e_4] M \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix}, \text{ avec } [M] = \begin{bmatrix} c_1 & 0 & 0 & -\frac{k_g}{2R_{roue}} \frac{pM_{sr}}{L_r} \phi_{rd} \\ 0 & c_2 & -\frac{M_{sr}}{2\tau_r L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M_{sr}}{2\tau_r L_r} & c_3 & 0 \\ -\frac{k_g}{2R_{roue}} \frac{pM_{sr}}{L_r} \phi_{rd} & 0 & 0 & c_4 \end{bmatrix} \quad (2.91)$$

Le système est stable si $dV_{-3,4}/dt \leq 0$, et donc si M est une matrice positive. Remarquons que M est une matrice symétrique (c'est une matrice carrée égale à sa transposée). D'après le critère de Sylvester [Horn 13], M est positive si les déterminants des matrices $(m_{i,j})_{1 \leq i,j \leq k}$, pour k compris entre 1 et 4, sont positifs. Ainsi, il est possible de simplifier les calculs en inversant les lignes 2 et 4 puis les colonnes 2 et 4 de M . M devient alors une matrice diagonale par blocs M' :

$$[M'] = \begin{bmatrix} c_1 & -\frac{k_g}{2R_{roue}} \frac{pM_{sr}}{L_r} \phi_{rd} & 0 & 0 \\ -\frac{k_g}{2R_{roue}} \frac{pM_{sr}}{L_r} \phi_{rd} & c_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_3 & -\frac{M_{sr}}{2\tau_r L_r} \\ 0 & 0 & -\frac{M_{sr}}{2\tau_r L_r} & c_2 \end{bmatrix} \quad (2.92)$$

Finalement, $dV_{3,4}/dt \leq 0$ si :

$$\begin{cases} c_1 c_4 > \left(\frac{k_g}{2R_{roue}} \frac{pM_{sr}}{L_r} \phi_{rd} \right)^2 \\ c_2 c_3 > \left(\frac{M_{sr}}{2\tau_r L_r} \right)^2 \end{cases} \text{ et } c_1, c_2, c_3, c_4 > 0 \quad (2.93)$$

La commande par Backstepping adaptatif de la traction du véhicule PàC/SC est donc stable si les conditions de stabilité, regroupées Tableau II-8, sont respectées. En effet, d'après le lemme de Barbălat, $dV_{3,4}/dt \leq 0$ signifie que $V_{3,4}$ tend vers un minimum. Ce minimum implique un point de stabilité ou un régime avec une énergie constante. Dans le cas de la commande par Backstepping adaptatif du véhicule PàC/SC, pour un flux constant $\phi_{rd} = \phi_{rd-nom}$ et pour des valeurs raisonnables de défluxage, les conditions définies par le Tableau II-8 sont respectées. La traction du véhicule est donc stable.

Tableau II-8 Conditions de stabilité de la commande par Backstepping

$c_1, c_2, c_3, c_4 > 0$
$\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4 > 0$
$c_1 c_4 > \left(\frac{k_g}{2R_{roue}} \frac{pM_{sr}}{L_r} \phi_{rd} \right)^2$ et $c_2 c_3 > \left(\frac{M_{sr}}{2\tau_r L_r} \right)^2$

II.4.c Discussion

Le découplage des modes est le premier critère qui différencie les démarches de stabilité des commandes déduites de la REM et du Backstepping. Lors de cette étape, les boucles imbriquées d'un système sont séparées en fonction des constantes de temps propres de chacune des boucles [Andry 83] [Sobel 96]. Cette étape est cruciale pour la commande déduite de l'inversion de la REM parce qu'une hypothèse forte est prise lors de la synthèse des correcteurs : « la commande des sous-systèmes en aval est considérée comme parfaite » (§II.3.a). Ainsi, prise indépendamment, chaque boucle locale est stable grâce au placement de ses pôles en boucle fermée. Lorsque les boucles sont mises en cascade, la stabilité n'est plus assurée et doit être démontrée par l'analyse de l'équation caractéristique du système complet [Pierfederici 05]. Il est donc important que les temps de réponse des boucles internes soient plus petits que ceux des boucles externes (voir Annexes D et E pour la

démonstration). Pour le Backstepping adaptatif, les commandes internes sont également supposées parfaites lors de la synthèse des correcteurs. Toutefois, le placement de pôles y est utilisée pour des critères de performances et la stabilité est assurée quel que soit les temps qui séparent les boucles et sous la condition de respecter les conditions du Tableau II-8 (Annexes D et E).

La littérature présente également d'autres méthodes holistiques qui assurent la stabilité. Le système étudié est alors représenté comme un tout et ne peut être découpé. La méthode des lieux géométriques des racines assure, par exemple, la conception d'un correcteur suivant la fonction de transfert globale du système étudié. À partir de spécifications de performance, les pôles dominants du système sont déterminés, puis placés à l'aide d'un correcteur proportionnel, de compensateurs d'avance de phase, de retard de phase ou de retard/avance de phase [Rohrs 93c] [Ogata 02]. Toutefois, ces méthodes n'autorisent pas le contrôle indépendant des variables énergétiques ce qui ne permet par exemple pas de saturer une variable particulière. La commande par inversion possède un avantage de ce point de vue.

Le second critère qui différencie les démarches de stabilité des commandes étudiées est la linéarisation des modèles. En effet, la démonstration de la stabilité de la commande déduite de la REM passe par un modèle linéarisé autour du point d'équilibre à flux constant. En fait, le système linéarisé est stable localement. Même si, *a priori*, le modèle non-linéaire semble stable, aucune conclusion ne peut être tirée de l'approximation linéaire pour des plages de fonctionnement qui se trouvent en dehors de la limite de linéarisation. Le point d'équilibre du système non-linéaire peut être stable, asymptotiquement stable ou instable. La commande déduite du Backstepping définie quant à elle une structure de commande stable du modèle non-linéaire du sous-système de traction, suivant les critères définis Tableau II-8.

II.5 Performance des commandes

Cette partie présente l'étude du comportement de la traction d'un VE à MAS, basée sur les caractéristiques de la Tazzari Zero, commandée par inversion de la REM et par Backstepping adaptatif. Ainsi, l'objectif est de comparer les performances des deux commandes. Le véhicule est dans un premier temps simulé sur ordinateur pour tester les

dynamiques du système et sa commande associée. Différents scénarios de fonctionnement pourront alors être étudiés, dans des conditions contrôlées et répétables, au sein d'un environnement numérique. Dans un second temps, les commandes seront appliquées sur un système réel, de façon à valider la portabilité en temps réel des commandes développées. Toutefois, il n'est pas possible de modifier et d'implanter les commandes sur la Tazzari Zero elle-même. Son comportement sera alors reproduit en plateforme expérimentale « eV » du L2EP, sous forme d'une émulation de puissance à pleine échelle, ou « Power Hardware in the Loop » (Power HIL), en anglais.

II.5.a Simulation

Un environnement de test est développé sous le logiciel Matlab Simulink. Les lois de commandes déduites de l'inversion de la REM et du Backstepping (§II.2.a et II.3.b) sont appliquées au modèle du sous-système de traction (Figure II.11) et testées sur un cycle de vitesse de référence UDC (« Urban Driving Cycle »). Le cycle UDC correspond à l'une des phases du cycle NEDC (« New European Driving Cycle »), qui est un des cycles utilisé pour homologuer et déterminer les émissions de CO₂, la consommation et l'autonomie d'un véhicule de tourisme, ou d'un utilitaire léger.

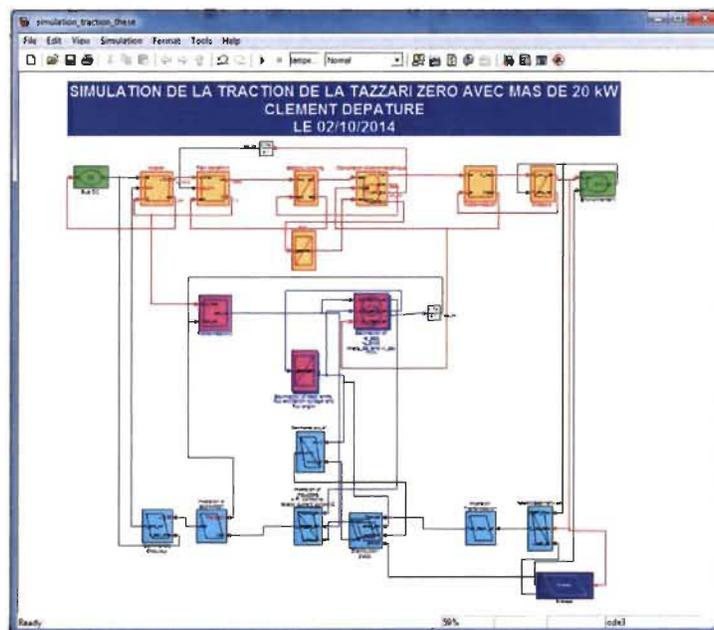


Figure II.11 Programme Simulink de simulation de la traction

Les performances du véhicule simulé dépendent des stratégies de gestion utilisées. Ainsi, deux entrées stratégiques régissent les performances du sous-système de traction (pictogramme « Stratégie », Figure II.11).

- une distribution égale des forces de freinage est proposée. Ainsi, la moitié des puissances de freinage sont renvoyées au bus de tension continu. Cette équité de répartition des forces de freinage correspond à une récupération maximale des puissances de freinage. En effet, les roues avant de la Tazzari Zero ne sont pas motorisées et sont équipées de freins mécaniques. Les roues arrière sont motorisées (en réalité, la Tazzari Zero est « propulsée » et non « tractée ») ce qui permet, en négligeant les effets de transfert de charge vers l'avant du véhicule [Bera 11], de récupérer une partie de l'énergie de freinage ;
- le flux rotorique est déterminé suivant une stratégie de défluxage (« field weakening strategy ») [Grotstollen 95] [Zhu 00]. À partir de la vitesse de base Ω_{lim} , cette stratégie diminue progressivement le flux ϕ_{rd} de la machine pour atteindre des vitesses de rotation plus élevées. En contrepartie, le couple fourni par la machine sera moins important.

$$\phi_{rd-ref} = \begin{cases} \phi_{rd-nom} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_{lim} \\ \phi_{rd-nom} \Omega_{lim} / |\Omega| & \text{si } |\Omega| > \Omega_{lim} \end{cases} \quad (2.94)$$

avec, en régime permanent, $\phi_{rd-nom} = M_{sr} i_{sd-nom}$ tel que : (2.95)

$$i_{sd-nom} = \sqrt{\frac{1}{3}} \sqrt{|i_{s-nom}|^2 - \frac{\left(\frac{|V_{s-nom}|}{\omega_{d/s-nom}}\right)^2 - (L_s |i_{s-nom}|)^2}{\frac{M_{sr}^4}{L_r^2} - \frac{2L_s M_{sr}^2}{L_r}}} \quad (2.96)$$

où i_{s-nom} et V_{s-nom} sont les courants et tensions statorique nominaux, et $\sqrt{1/3}$ est un gain lié à la transformation de Concordia (conservation des puissances).

Finalement, deux études sont proposées. La première réalise la simulation du véhicule dans le cas où tous les paramètres du véhicule sont connus. La seconde simule une étude de robustesse. Ainsi, les valeurs de paramètres utilisés pour le modèle et la commande sont différentes. Les hypothèses sont les suivantes :

- échauffement de la machine : augmentation des valeurs de résistance de 50 %;
- erreur sur la détermination des valeurs d'inductance (augmentation de 10 %);
- augmentation de la masse du véhicule de 12 % (ajout d'un passager).

Le système est modélisé et contrôlé de façon continue, puis simulé par le logiciel Matlab Simulink. Les calculs sont réalisés avec un pas fixe de 1 ms.

Résultats de simulation – Le cycle de vitesse UDC simulé se compose de trois phases de vitesse (4,2 m/s, 8,4 m/s, et 14 m/s). Ainsi, dans tous les cas de figure, la vitesse v_{ve} du véhicule simulé suit correctement sa référence v_{ve-ref} (Figure II.12). Dans le cas de la commande par Backstepping adaptatif, le signal de vitesse n'admet pas d'erreur de trainage lors des phases d'accélération et de décélération. Ceci est dû à la présence des termes dérivés utilisés pour effectuer les inversions directes $G_{1,2,3,4}^{-1}$. La dérivée agit alors comme un terme qui anticipe les variations de référence. Dans le cas de la commande par inversion de la REM, la commande en vitesse connaît des dépassements de 0,8 %, avec un temps de réponse de 1 s environ⁴. Pour des temps de réponse identiques, la commande par Backstepping adaptatif connaît des dépassements 40 fois inférieurs parce qu'elle anticipe les références de vitesse. Cette différence n'est toutefois pas significative pour notre application aux vues des performances globales.

À vitesse nulle, le véhicule consomme 230 W (Figure II.12, courbes de puissance). Cette consommation correspond à l'initialisation du flux de la MAS. Dans le cas idéal (a), la puissance de traction maximale est de 7,2 kW. La puissance maximale est plus importante (8,3 kW) lors du test de robustesse (b) car un passager est ajouté (partie orange de Figure II.12). Une récupération d'énergie (puissance négative) est observée pour les phases de décélération suivant la stratégie de freinage qui répartit la force de freinage entre les freins mécaniques et la MAS. Dans le cas de la commande par Backstepping adaptatif, des pics de puissance sont observés lors des passages à vitesse constante. Ces impulsions sont causées par des dérivées de vitesse de référence dv_{ve}/dt importantes lors de la fin du signal de rampe de référence. Le couple de traction C_{mas} atteint sa valeur maximale de 84 Nm à $t=11,5$ s. La mise en place de la stratégie de défluxage est observée. Le flux est réduit

⁴ L'utilisation de correcteurs IP supprimerait le dépassement.

de sa valeur nominale de 1,15 Wb pour des vitesses de rotation supérieures à 125 rad/s. Les rapports cycliques du convertisseur ne sont pas saturés. Globalement, les performances de la commande sont les mêmes dans les cas (a) et (b). Ainsi, malgré les incertitudes de paramètres, les qualités de suivi attestent de la robustesse des deux commandes.

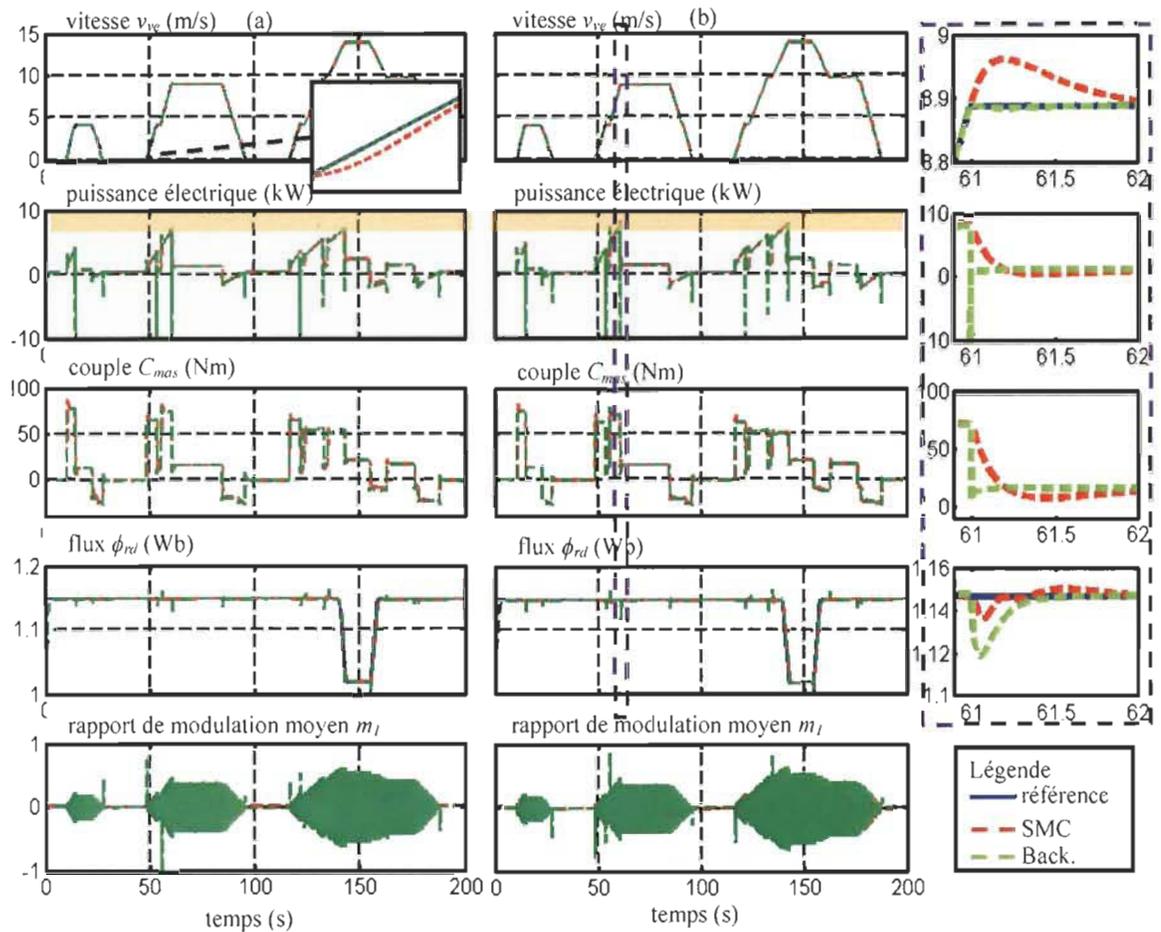


Figure II.12 Simulation de la traction dans (a), un cas idéal où tous les paramètres sont connus, et (b), une variation des paramètres de conception

Les résultats de simulation démontrent les qualités théoriques de la commande par Backstepping adaptatif par rapport à la commande par inversion de la REM, dont la différence, en terme de structure de commande, est la présence des inversions directes $G_{1,2,3,4}^{-1}$. Le Backstepping offre de bonnes performances en termes de suivi, de robustesse et de stabilité (démontrée mathématiquement par les théorèmes de Lyapunov-Barbălat [Khalil 01]). Le terme dérivé présent dans les lois de commande locales fait cependant craindre une sensibilité aux références de type échelon, et donc aux bruits de mesure. Une

application en temps réel de la commande déduite par Backstepping adaptatif est nécessaire à sa validation. Aussi aucun filtre n'a été ajouté pour la mise en place des dérivées dans la simulation, il en sera de même pour l'implémentation en temps réel.

II.5.b Implémentation en temps réel

Cette section présente la plateforme expérimentale qui permettra de tester l'algorithme de commande établi en §II.2.a et §II.2.b. Une émulation à pleine puissance, ou « Full-Scale Power Hardware-in-the-Loop (HIL) Simulation », de la traction de la Tazzari Zero, est proposée. Le terme anglais « HIL simulation » définit l'incorporation d'une partie physique d'un système dans une boucle de simulation [Maclay 97] [Bouscayrol 10]. Le Power HIL nécessite alors de disposer de composants physiques qui correspondent au système réel. Ainsi, la commande déduite de la REM et la commande par Backstepping adaptatif de la traction seront implantées dans un microcontrôleur, puis testées en temps réel, au moyen d'organes physiques qui reproduiront le comportement de la Tazzari Zero. Les modèles et les lois de commande développés pourront alors être validés, avec la prise en compte des limitations et du comportement de chacun des sous-systèmes du véhicule équivalent [Dépature 15].

Dans le cas d'une application automobile, le « Power HIL simulation » peut profiter de la traction réelle du véhicule étudié, la partie mécanique du châssis est quant à elle remplacée par une charge mécanique [Letrouvé 13]. Dans le cas présent, la MAS qui équipe la Tazzari Zero ne peut pas être séparée du véhicule. En effet, il est difficile de modifier un véhicule commercial en toute sécurité. Une plateforme expérimentale d'émulation à pleine échelle est donc proposée en plateforme « eV » du L2EP (Figure II.13). Cette plateforme se compose d'un banc de machines, composée d'une MAS à cage d'écureuil de 20 kW, couplée mécaniquement à une Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) de 20 kW, d'un bus de tension continu, de convertisseurs statiques et d'un microcontrôleur dSPACE 1005. Ainsi, la MAS de traction qui équipe réellement la Tazzari Zero est remplacée par la MAS de 20 kW de la plateforme eV. La MSAP de 20 kW joue quant à elle le rôle de charge mécanique (Figure II.14).

La REM et la commande de la plateforme expérimentale d'émulation est décrite Figure II.15 (Annexe F). Les REM du couplage entre la MAS de traction et la MSAP de charge, de

la simulation de la transmission, de la MSAP de charge et sa commande sont incorporées à la commande de la traction du véhicule.

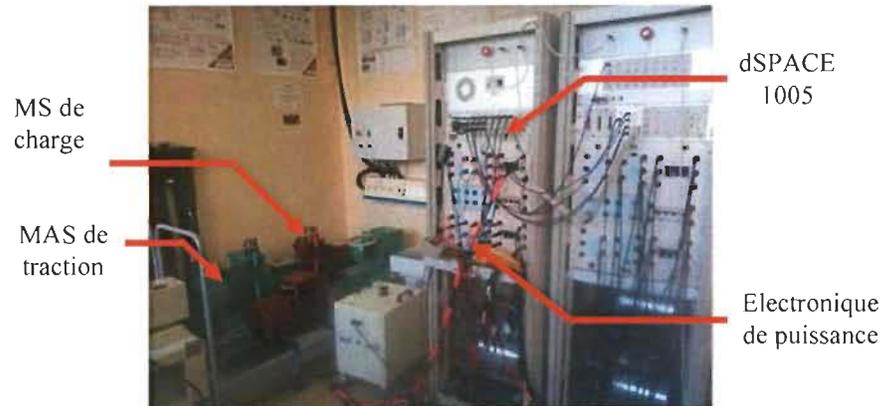


Figure II.13 Plateforme expérimentale utilisée

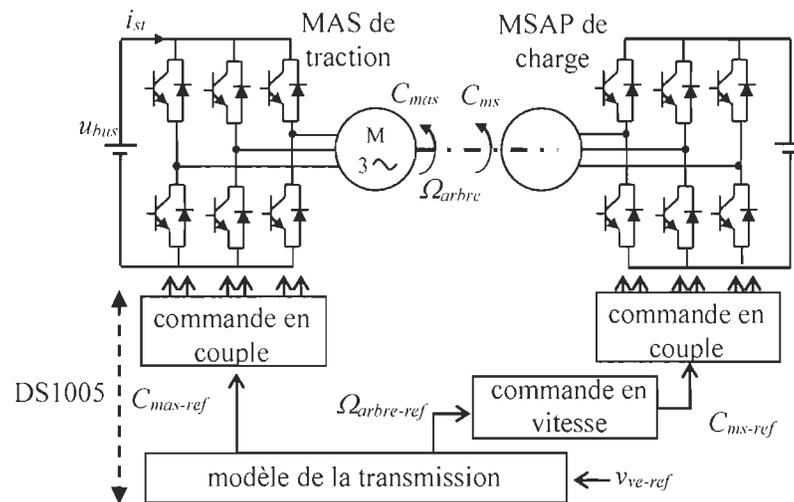


Figure II.14 Structure de la plateforme expérimentale utilisée

À partir de la REM de la Figure II.15, seules les parties bleues et magenta sont implémentées dans le microcontrôleur dSPACE (Figure II.16). Les pictogrammes orange de la Figure II.15 représentent les composants physiques de la plateforme expérimentale, par exemple les machines électriques. Une interface homme-machine permet alors à l'utilisateur de piloter l'émulation du véhicule (Figure II.17). La fréquence de calcul du microcontrôleur est fixée à 10 kHz. Les paramètres des machines ont été estimés suivant des procédures expérimentales classiques (méthode volt-ampèremétrique, essais à vide et

en court-circuit). Toutefois, les approximations sur les courants et la vitesse de synchronisme, les variations de température ou les erreurs de mesure induisent des erreurs d'identification allant de 5 à 20 % [Toliyat 03]. Les paramètres du VE émulé sont présentés Tableau II-6. La vitesse de rotation de l'arbre Ω_{arbre} est déduite au moyen d'un codeur incrémental, puis filtrée avec un filtre passe-bas à une fréquence de coupure de 50 Hz. Les mesures de tension et de courant sont filtrées par cartes électroniques. Les bruits de mesure sont alors limités.

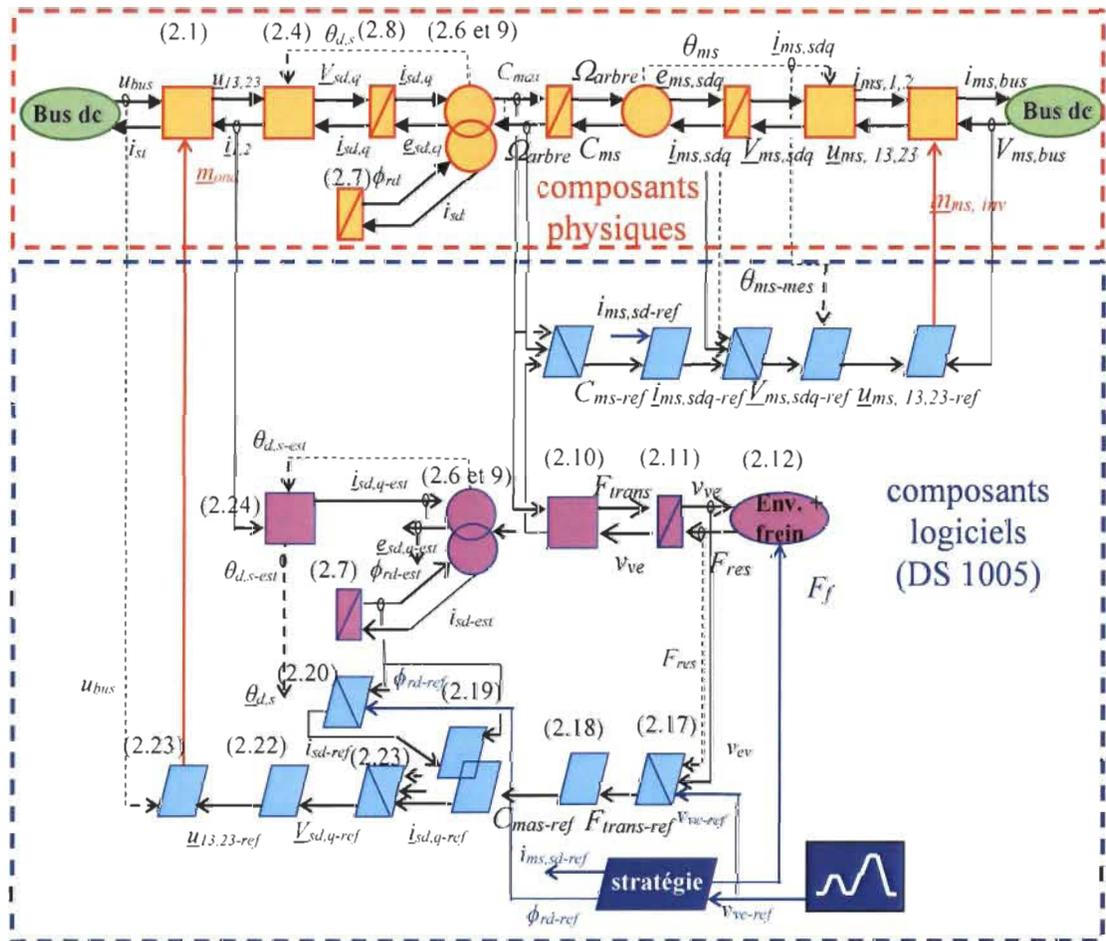


Figure II.15 SPC de l'émulation du sous-système de traction.

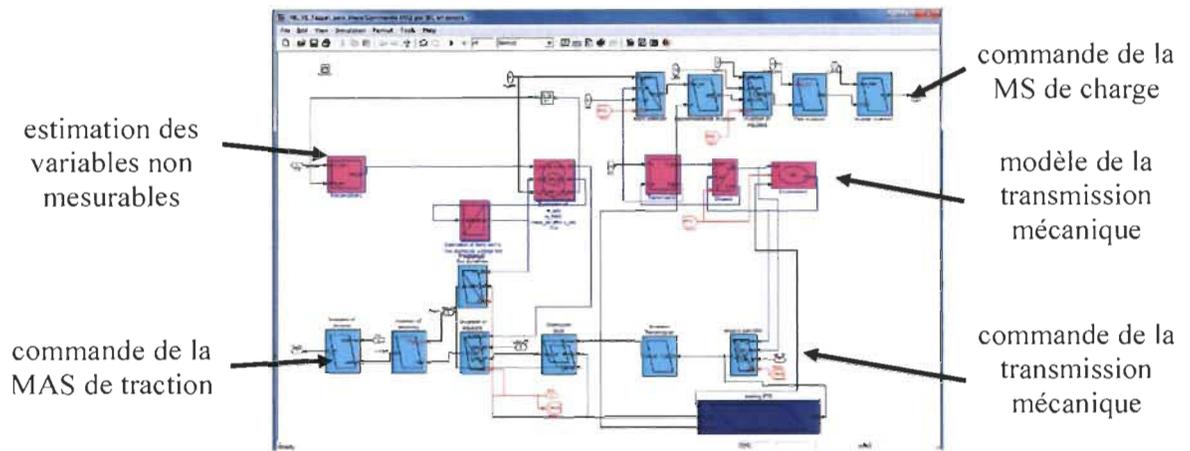


Figure II.16 Programme Simulink de l'émulation de la traction

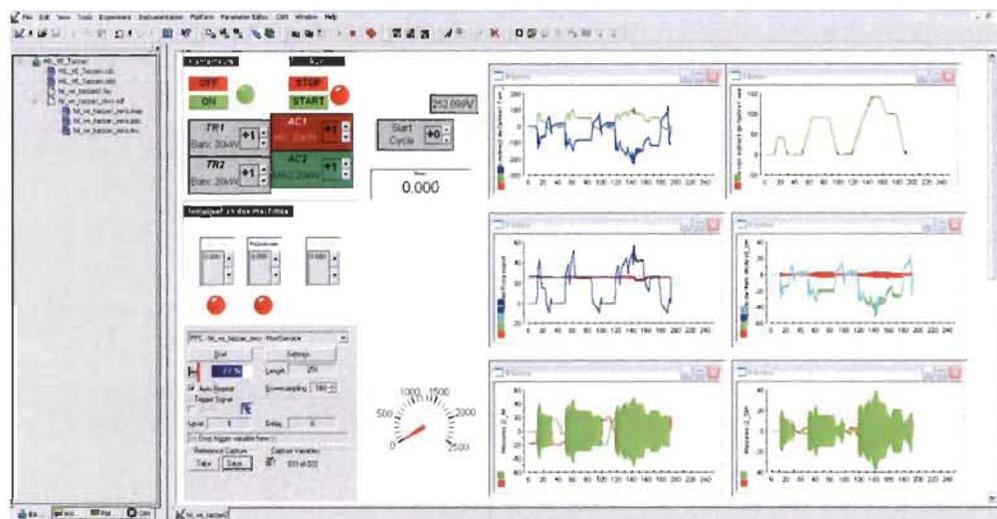


Figure II.17 Interface homme-machine de l'émulation (logiciel Control Desk)

Résultats de l'émulation en temps réel - Pour les deux commandes, le véhicule émulé suit correctement sa référence de vitesse (Figure II.18a). La machine synchrone de charge suit également sa référence de vitesse de rotation $\Omega_{arbre-ref}$ définie par le modèle de la traction mécanique émulé (Figure II.18b). Elle compense alors le couple de traction de la MAS C_{mas} (Figure II.18c). Ainsi, la MS reproduit le comportement des parties mécaniques de la Tazzari Zéro. La commande par Backstepping connaît toutefois des dépassements et des oscillations moins importants (courbes vertes des Figure II.18b). Grâce à son terme d'anticipation ($G_{1,2,3,4}^{-1}$), les correcteurs de la commande par Backstepping possèdent des performances de suivi de vitesse supérieures aux correcteurs PI utilisés pour la commande

déduite de la REM. Ces différences sont toutefois peu significatives. Enfin, les performances en termes de couple, de flux et de puissances sont globalement similaires (Figure II.18c, d et e). Les pics de puissance observés en simulation ont toutefois disparu grâce à la fréquence d'échantillonnage (10 kHz) de la commande, ce qui est bénéfique pour les composants du système.

Ainsi, l'émulation pleine échelle du VE permet de valider la portabilité des lois de commandes déduites par la REM et du Backstepping adaptatif. La présence de termes dérivés des inversions de modèle laissait pourtant présager des effets indésirables avec la présence de bruits. Sur le cas particulier de l'émulation de la traction, la période d'échantillonnage de 0,1 ms, qui agit comme un filtre numérique, a limité ses effets. Les commandes ont donc très bien réagi aux conditions de l'environnement expérimental et n'ont pas été déstabilisées.

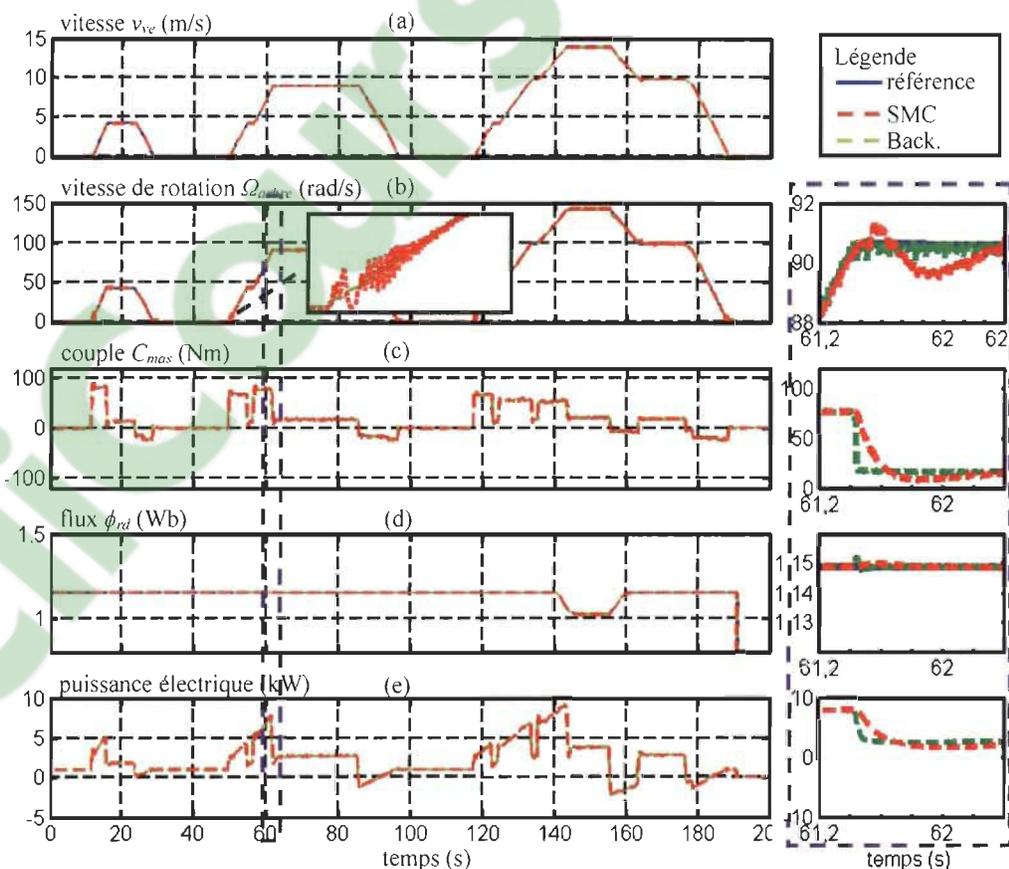


Figure II.18 Émulation à pleine échelle du sous-système de traction commandé par Backstepping adaptatif

II.6 Conclusion

Ce chapitre a permis de comparer les commandes déduites de l'inversion de la REM et du Backstepping, appliquées à la traction d'un véhicule électrique à MAS.

Dans un premier temps, leurs approches énergétiques récursives sont communes. Dans les deux cas, des représentations causales ont été nécessaires à leur développement. Une représentation énergétique de la traction, construite suivant le principe de causalité, a été utilisée pour déduire une commande par inversion de la REM. Ainsi, la commande par Backstepping de la traction résulte en une structure similaire à celle de l'inversion de la REM, avec un type de correcteur spécifique, composée d'un correcteur PI et d'une commande en boucle ouverte basée sur l'inverse des modèles du système.

Les travaux présentés dans ce chapitre proposent une méthode originale de synthèse des correcteurs du Backstepping, basée sur la décomposition des boucles, et d'une méthode par placement de pôles. Ainsi, les correcteurs PI choisis pour le contrôle vectoriel de la MAS, par inversion de la REM, sont identiques aux correcteurs PI définis par Backstepping adaptatif. Finalement, la seule différence entre les commandes déduites de la REM et du Backstepping est la présence des inversions directes des éléments énergétiques dans la boucle de commande et donc des fonctions de transfert en boucle fermée différentes.

De plus, le découplage des modes et la linéarisation des modèles utilisés différencient les conditions de stabilité des deux commandes. La stabilité de la commande par inversion de la REM dépend alors des constantes de temps qui séparent les sous-systèmes du système étudié. La démonstration de la stabilité passe également par la linéarisation du modèle, qui, dans le meilleur des cas, garantit une stabilité locale autour du point d'équilibre choisi. La stabilité de la commande déduite du Backstepping est quant à elle intrinsèque, sous certaines conditions définies lors de la structuration de la commande.

Une simulation et une expérimentation ont finalement validé les qualités des commandes développées. Les résultats montrent que les deux commandes possèdent de bonnes performances de suivi, avec un avantage peu significatif pour le Backstepping. Dans le chapitre suivant, les apports mutuels de la REM et du Backstepping seront identifiés pour établir des règles d'inversion, qui combinent les deux approches, et qui seront appliquées au système énergétique PàC/SC ainsi qu'au véhicule complet.

Chapitre III - Commande par inversion du véhicule complet

Le chapitre précédent a permis d'identifier certaines complémentarités des commandes par inversion déduites de la REM et du Backstepping. Elles définissent par exemple des architectures de commande par boucles imbriquées locales suivant des approches énergétiques récursives. Ainsi, il a été montré que, pour un système énergétique non couplé, les commandes déduites de la REM et du Backstepping partagent la même structure. En fait, ce sont les correcteurs utilisés qui différencient leurs performances. Ainsi, les correcteurs du Backstepping assurent la stabilité suivant les théories de Lyapunov. La commande par inversion de la REM laisse quant à elle le libre choix du correcteur à son concepteur. Ceux-ci sont alors choisis et synthétisés en fonction des performances requises. Toutefois, une étape supplémentaire est nécessaire pour vérifier la stabilité du système contrôlé.

À la différence de sa traction, l'étude du véhicule PàC/SC complet nécessite de prendre en compte les couplages énergétiques qui régissent son fonctionnement. La commande du véhicule doit alors répondre à cette contrainte pour mettre en œuvre la stratégie de gestion de l'énergie de manière efficace. Ainsi, l'objectif de ce chapitre est de définir les apports mutuels de la REM, qui est capable de gérer les couplages énergétiques de façon structurée, et du Backstepping, qui assure une stabilité intrinsèque de la commande développée. Des règles d'inversion, issues de la combinaison des deux commandes, seront ensuite définies puis vérifiées par leurs applications au véhicule PàC/SC complet.

III.1 Modélisation et représentations du véhicule complet

III.1.a Modélisation dynamique et quasi-statique

La structure du véhicule PàC/SC est présentée Figure III.1. Un sous-système de stockage d'énergie (ESS) hybride alimente le sous-système de traction du véhicule. Il se

compose de la PàC (protégée par une diode antiretour), du banc de SC, de leurs bobines de lissage et de leurs convertisseurs respectifs. Les deux sous-systèmes d'alimentation sont connectés parallèlement au bus de tension continue. Les tensions de sortie des convertisseurs de la PàC et du SC sont alors égales à la tension du condensateur de bus continu. Ainsi, le sous-système de traction est alimenté par une tension continue, maintenue par la PàC et le SC suivant une commande associée à une stratégie de filtrage définie §I. 3.c. Finalement, du point de vue du sous-système PàC/SC, la traction peut être considérée comme une source de courant i_{st} équivalente (partie en bas à droite de la Figure III.1).

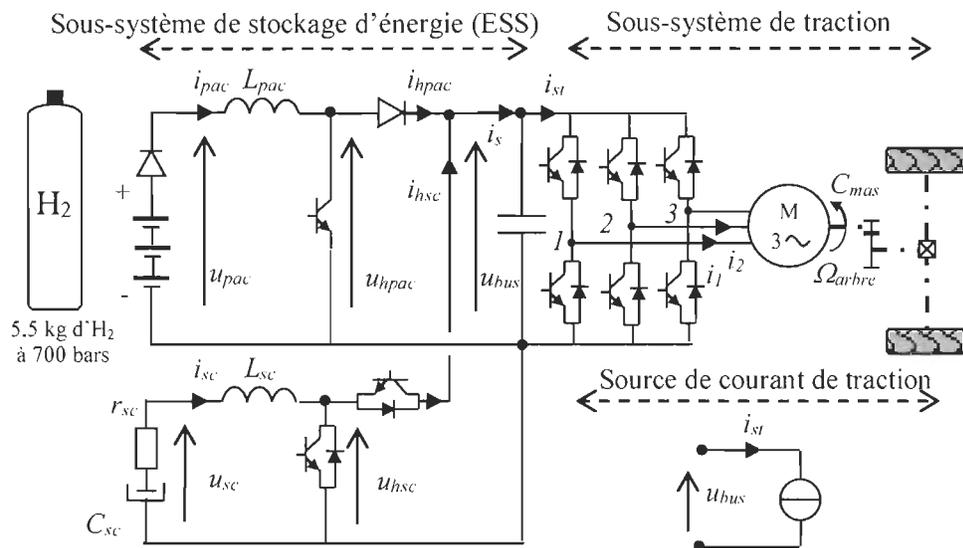


Figure III.1 Structure du véhicule PàC/SC étudié

Un modèle global du véhicule est développé. L'étude vise à établir une commande du véhicule en vue de sa gestion énergétique. Des modèles énergétiques sont alors suffisants.

Pile à combustible – Le fonctionnement d'une PàC est orchestré par des transports de gaz et de liquide, d'échanges thermiques et de réactions électrochimiques. Les modèles utilisés peuvent alors décrire ces phénomènes de façon détaillée (modèles analytiques) ou avoir une approche macroscopique qui masque certains phénomènes internes du sous-système (modèles empiriques). Ici, l'objectif est de modéliser la PàC de façon énergétique. La tension de sortie u_{pac} est alors une fonction non-linéaire du courant i_{pac} qui lui est imposé. Elle dépend des tensions de capacité double couche et quasi-statique des cellules. Le comportement capacitif de la pile, les évolutions de pressions des gaz (loi de Nernst) et

les pertes électriques régissent cette fonction qui peut être présentée de façon statique suivant une courbe de polarisation (Figure III.2a) [Larminie 03] [Jia 09].

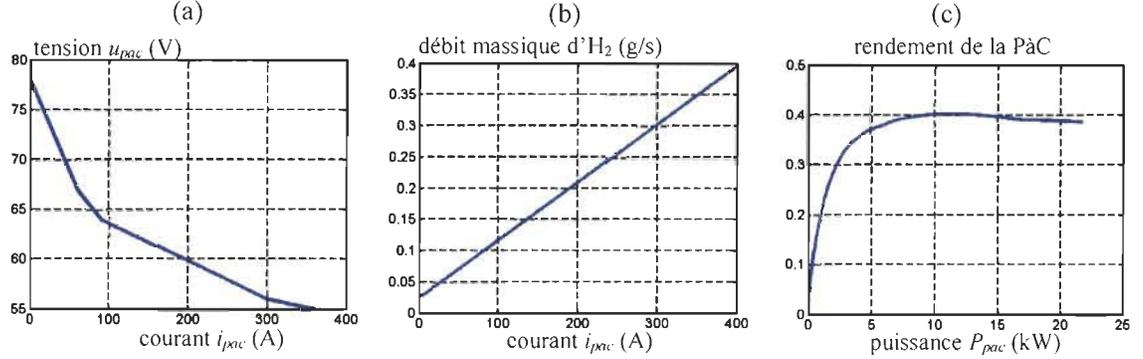


Figure III.2 Courbes caractéristiques du système PàC Nuvera 20 kW

Cette courbe décrit le comportement statique de la pile, dont la tension de sortie u_{pac} dépend du courant de charge i_{pac} qui la traverse. Ainsi, même s'il n'est pas le seul responsable de l'évolution de la tension u_{pac} (la température, l'humidité, la pression, etc. influent également), le courant i_{pac} est ici considéré comme le principal facteur de l'évolution de la tension u_{pac} . En effet, les constantes de temps électrochimiques de la PàC sont les plus rapides et peuvent être considérées comme instantanées [Boulon 09]. Toutefois, une constante de temps τ_{pac} est ajoutée entre le courant i_{pac} (entrée du modèle) et la tension de sortie de la PàC u_{pac} (3.1). Cette constante de temps représente la dynamique d'alimentation en gaz. L'état de charge SoC_{H_2} des bonbonnes d'hydrogène est ensuite estimé à partir de la masse initiale d'hydrogène m_{H_2-0} [g] et du débit massique d'hydrogène \dot{m}_{H_2} [g/s] consommé décrit par l'équation (3.2) suivant le comportement présenté par la Figure III.2b [Liso 14] [Morales 15].

$$u_{pac} = \frac{f(i_{pac})}{1 + \tau_{pac}s} \quad (3.1)$$

$$SoC_{H_2} = \frac{m_{H_2-0} - \int \dot{m}_{H_2} dt}{m_{H_2-0}} \quad (3.2)$$

$$\text{où } \dot{m}_{H_2} = i_{pac} \frac{NM_{H_2}}{2F\lambda} + \dot{m}_{H_2-init} \quad (3.3)$$

avec N le nombre de cellules, M_{H_2} la masse molaire de l'hydrogène [g/mol], F la constante de Faraday [As/mol], λ le coefficient d'utilisation de l'hydrogène et \dot{m}_{H_2-min} le débit d'hydrogène à courant nul lié à la purge de l'eau créée par l'électrolyse inverse au sein de la PàC [Yu 09]. Le rendement du système PàC est renseigné Figure III.2c. Pour consommer moins d' H_2 , il est préférable d'utiliser la PàC pour des puissances supérieures à 5kW. La PEMFC Nuvera atteint alors son meilleur rendement (sans interfaces de puissance) de 41% pour une puissance de fonctionnement de 12 kW environ.

Banc de SuperCondensateurs – Seules les dynamiques rapides du supercondensateur sont ici considérées [Lhomme 07] [Castings 16a]. Un modèle R-C série est alors utilisé pour le banc de SC. La résistance r_{sc} modélise les chutes de tension durant les phases de charge et de décharge et la capacité constante C_{sc} caractérise le comportement capacitif du banc. La dépendance linéaire de la capacité par rapport à la tension aux bornes du condensateur, la résistance de fuite qui induit des pertes lorsque le SC n'est pas utilisé, et le phénomène de répartitions de charges ne sont pas pris en compte, car leurs constantes de temps sont très grandes devant la dynamique de l'application considérée (de quelques centaines de secondes à plusieurs heures) [Zubieta 00].

$$u_{sc} = r_{sc}i_{sc} + \frac{1}{C_{sc}} \int i_{sc} dt \quad (3.4)$$

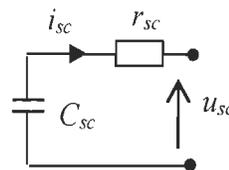


Figure III.3 Modèle R-C série du banc de SuperCondensateurs

Bobines de lissage – Les bobines de lissage filtrent les courants de sortie des hacheurs élévateurs. Les courants i_{pac} et i_{sc} imposés à la PàC et au SC admettent alors des profils « lisses », qui peuvent être contrôlés. Ainsi, les bobines accumulent de l'énergie électrique, et imposent leurs courants i_{pac} et i_{sc} aux ESS à partir des tensions de sortie des sources u_{pac} et u_{sc} et des hacheurs survolteurs u_{hpac} et u_{hsc} :

$$u_X = L_X \frac{d}{dt} i_X + r_X i_X + u_{hX}, \text{ avec } X \in [pac, sc] \quad (3.5)$$

avec L_X et r_X les inductances et les résistances des bobines de lissage.

Hacheurs élévateurs – De la même façon que pour l'onduleur de traction (§II.1.a), les hacheurs élévateurs sont modélisés de façon statique, suivant la valeur moyenne des états de leurs fonctions de connexion instantanées $\langle c_{hX} \rangle$. Une fonction de modulation m_{hX} relie alors les tensions et les courants en amont et en aval des hacheurs pour convertir la tension de bus u_{bus} en tension u_{hX} , et le courant i_{hX} à partir du courant i_X [Delarue 03] :

$$\begin{cases} u_{hX} = m_{hX} u_{bus} \\ i_{hX} = m_{hX} i_X \eta_h^k \end{cases}, \text{ avec } k = \begin{cases} -1 & \text{si } P_{bus} > 0 \\ 1 & \text{si } P_{bus} < 0 \end{cases}, \text{ avec } X \in [pac, sc] \quad (3.6)$$

$$m_{hX} = \langle c_{hX} \rangle, \text{ avec } \langle c_{hX} \rangle \in \{0,1\} \quad (3.7)$$

où m_X représente le rapport de modulation des hacheurs, et η_h le rendement qui tient compte des pertes par conduction et par commutation des interrupteurs.

Couplage électrique - Une connexion parallèle distribue la puissance entre les sous-systèmes PàC et SC et le bus de tension continu. Le couplage représente alors un nœud de courant, où s'additionnent les courants des hacheurs i_{hpac} et i_{hsc} , et dont la grandeur commune est la tension de bus u_{bus} . Le couplage est alors modélisé suivant la loi de Kirchhoff tel que :

$$i_s = i_{hpac} + i_{hsc} \quad (3.8)$$

Condensateur de bus continu – Le bus continu, matérialisé par un condensateur, alimente le sous-système de traction suivant la tension constante u_{bus} . Ainsi, la tension de bus est une variable énergétique à contrôler, définie à par les courants de source et de traction i_s et i_{st} :

$$i_s - i_{st} = C_{bus} \frac{d}{dt} u_{bus} \quad (3.9)$$

avec C_{bus} la capacité du condensateur.

Sous-système de traction - Le modèle du sous-système de traction et sa commande ont été définis dans le chapitre précédent. Aussi, la traction peut être considérée comme une source de courant (Figure III.1). Vis-à-vis de l'objectif de gestion énergétique, le modèle dynamique de la transmission peut être remplacé par un modèle statique décrit par la

cartographie de rendement de la Figure III.4. Cette cartographie de rendement modélise la motorisation électrique, composée de l'onduleur, de la MAS et de sa commande. Une commande en couple $C_{mas-ref}$ est alors considérée. Ainsi, le modèle statique de la motorisation impose un couple de sortie C_{mas} égal à sa référence $C_{mas-ref}$ [Letrouvé 10]. Ce modèle statique a été obtenu par un essai sur route non intrusif [Dépature 14b]. La procédure de modélisation et sa validation est décrite en Annexe G. Finalement, la puissance mécanique P_m est exprimée en fonction du rendement de la motorisation électrique η_{me} tel que :

$$\begin{cases} C_{mas} = C_{mas-ref} \\ P_m = C_{mas} \Omega_{arbre} = u_{bus} i_{st} \eta_{me} (C_{mas}, \Omega_{arbre}) \end{cases} \quad (3.10)$$

Ainsi, le rendement de la motorisation dépend des points de fonctionnement. Une table exprime généralement ce rendement en fonction du couple et de la vitesse de rotation pour définir le courant de traction i_{st} imposé au sous-système de stockage énergétique [Williamson 06] [Estima 12] [Buyukdegirmenci 14].

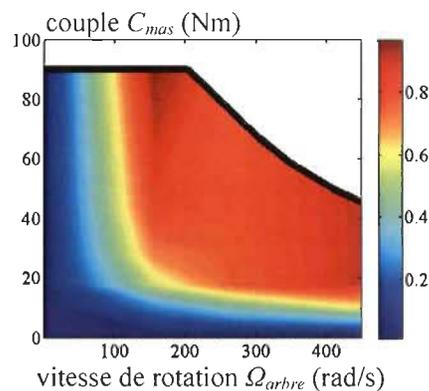


Figure III.4 Cartographie de rendement η_{me} de la MAS 15 kW contrôlable

Couplage mécanique – Dans le chapitre précédent, la représentation choisie considérait le frein mécanique comme une perturbation liée à l'environnement. Toutefois, une gestion énergétique efficace nécessite de prendre en compte et de répartir les forces de freinage électriques et mécaniques en fonction du profil de vitesse et des performances des ESS. Un couplage mécanique est ici considéré. Ce couplage lie la transmission électrique au frein mécanique (3.12). Le frein mécanique génère alors une force de freinage négative

F_f en fonction de la gestion énergétique considérée (3.13). Cette force est ensuite additionnée à la force de transmission F_{trans} , pour obtenir la force totale de traction F_{tract} .

$$F_{tract} = F_{trans} + F_f \quad (3.11)$$

$$F_f = F_{f-ref} \quad (3.12)$$

Enfin, les modèles du châssis et de l'environnement ont été développés §II.1.a. Les équations correspondantes sont ici adaptées à la prise en compte du couplage. L'équation qui modélise l'environnement (2.12) ne tient par exemple plus en compte la force de freinage F_f .

III.1.b Représentations

Une première représentation structurelle du véhicule a été présentée Figure III.1. Elle décrit les connexions physiques qui relient les composants du système étudié. Une représentation d'état et une représentation énergétique macroscopique du véhicule complet sont également proposées. Celles-ci permettront de développer les méthodes de commande par inversion de la REM et du Backstepping.

La représentation d'état du véhicule s'organise en équations différentielles du premier ordre suivant les variables d'états v_{ve} , u_{bus} , i_{pac} et i_{sc} , de commandes locales $C_{mas-ref}$, F_{f-ref} , m_{hpac} et m_{hsc} , d'entrées u_{bus} , et F_{res} , et de sorties locales v_{ve} , u_{bus} , i_{pac} et i_{sc} . Elle s'organise selon les constantes de temps des variables énergétiques associées sous la forme de boucles énergétiques. Aussi, la boucle de vitesse v_{ve} est indépendante de la boucle de tension u_{bus} parce qu'elle est contrôlée par $C_{mas-ref}$ et F_{f-ref} . u_{bus} dépend quant à elle des boucles de courant i_{pac} et i_{sc} en cascade.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} v_{ve} = \frac{1}{M_{tot}} \left(\frac{k_g}{R_{roue}} C_{mas-ref} + F_{f-ref} - F_{res} \right) + \theta_1 \\ \frac{d}{dt} u_{bus} = \frac{1}{C_{bus}} (i_{pac} m_{hpac} + i_{sc} m_{hsc} - i_{st}) + \theta_2 \\ \frac{d}{dt} i_X = \frac{1}{L_X} (u_X - u_{bus} m_{hX} - r_X i_X) + \theta_X \end{cases} \quad (3.13)$$

avec θ_1 , θ_2 et θ_X l'ensemble des inconnus qui régissent le sous-système.

La REM du système est construite suivant les principes de causalité et des modèles mathématiques définis précédemment (Figure III.5). Le système PàC, le banc de SC, le frein mécanique et l'environnement sont considérés comme des éléments de source d'énergie (pictogrammes ovales verts). Les hacheurs élévateurs sont des éléments de conversion mono-domaine décrits par des carrés orange. Le sous-système PàC/SC et le frein mécanique sont connectés au système par des couplages mono-domaines représentés par des carrés orange imbriqués. La motorisation électrique effectue une conversion électromécanique pour convertir la puissance électrique fournie par le bus, en puissance mécanique de traction. Elle est alors représentée par un élément de conversion multi-domaine (cercle orange). Enfin, le châssis, les bobines de lissage et le condensateur de bus sont des éléments d'accumulation (rectangles orange barrés). Ces éléments imposent respectivement la vitesse v_{ve} , les courants i_{pac} et i_{sc} , et la tension u_{bus} comme variables d'états.

Les représentations proposées indiquent le degré élevé de couplage entre les composants du VE PàC/SC. Ainsi, lors des phases de freinage, le couple C_{mas} fourni par la motorisation électrique dépend de la force mécanique F_f appliquée par les freins. Les puissances fournies par le système PàC et le banc de SC dépendent quant à eux de la puissance de traction. Ainsi, en tenant compte des pertes énergétiques, la PàC et les SC doivent compenser la puissance de traction tout en s'assurant que le banc de SC garde un état de charge fonctionnel [Lhomme 05]. Les modèles de la PàC, du banc de SC et de la MAS sont également non-linéaires. Finalement, la plage de fonctionnement des organes du véhicule doit respecter leurs contraintes physiques. La machine possède par exemple une puissance de tractions maximale qu'il ne faut pas dépasser. Dans ce chapitre, l'élaboration de la commande par inversion devra prendre en compte l'ensemble de ces contraintes.

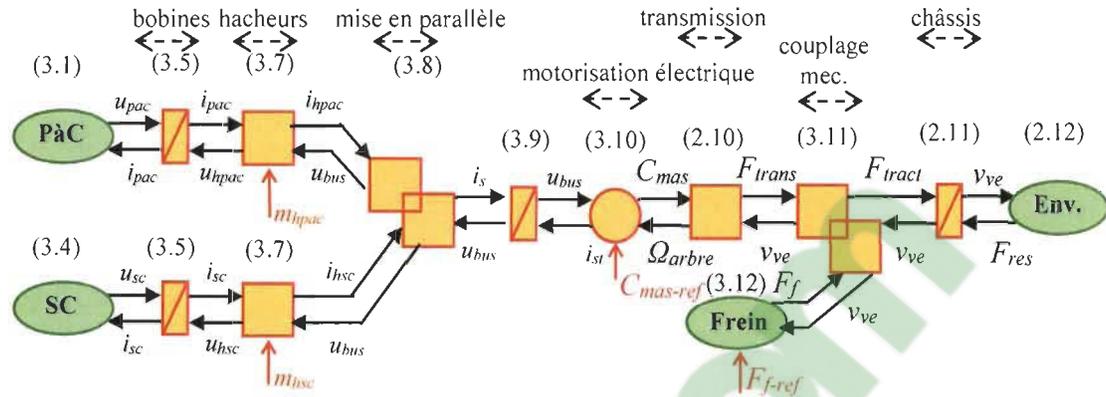


Figure III.5 REM du véhicule complet

III.2 Combinaison des approches par REM et Backstepping

Le point clé de la commande par Backstepping intervient dans le choix des fonctions candidates de Lyapunov de chaque boucle du système à contrôler. Dans le cas général des systèmes non-linéaires, la définition de ces fonctions est inconnue. Il est alors courant d'utiliser la fonction candidate la plus simple, fonction des erreurs des différents sous-systèmes [Isidori 96] :

$$V_n = \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 + \dots + \frac{1}{2}e_n^2, \text{ avec } n \text{ le nombre de boucles du système étudié} \quad (3.14)$$

Dans cette thèse, les fonctions candidates sont systématiquement choisies suivant une approche énergétique (voir (2.31), (2.44) et (2.54)). Le système contrôlé tendra ainsi à réduire les pertes énergétiques liées à la commande puisque l'erreur énergétique de suivi est souhaitée décroissante en tout temps. Les règles d'inversion de la REM sont quant à elles utilisées pour organiser la commande d'un système suivant une approche énergétique causale. Ainsi, les commandes déduites de la REM et du Backstepping possèdent toutes les deux des approches énergétiques et récursives. Leurs applications au sous-système de traction du véhicule PàC/SC étudié a permis d'identifier que, dans le cas d'un système énergétique découplé, les structures de commande obtenues sont similaires. Dans cette partie, les apports mutuels de la REM et du Backstepping seront décrits afin d'établir les avantages de la combinaison des deux méthodes. Des règles d'inversion issues de cette combinaison seront ensuite appliquées puis vérifiées sur le cas particulier du véhicule PàC/SC complet.

III.2.a Apports du Backstepping à la REM

Stabilité intrinsèque – Les correcteurs utilisés différencient les performances des deux commandes. En effet, en s'appuyant sur une structure de correcteurs P ou PI [Dépature 14a], la commande par Backstepping assure une stabilité asymptotique par l'ajout de termes d'anticipations dérivées basés sur les inversions directes des éléments énergétiques. Les règles d'inversion de la REM indiquent quant à elles le nombre et l'emplacement des correcteurs. Le concepteur de la commande est libre de choisir quel correcteur il utilise.

Toutefois, la stabilité des commandes issues des règles classiques d'inversion de la REM n'a pas été évaluée à ce jour. Au §II.3.c, deux critères de stabilité ont été discutés : le découplage des modes et la prise en compte des non-linéarités. La stabilité d'un système multi-boucles commandé par inversion de la REM (inversions indirectes uniquement) est en fait tributaire des temps de réponse et des performances choisies pour la synthèse de ses correcteurs. Un découplage des modes doit alors être effectué (le dimensionnement d'un système énergétique bouclé en fonction des constantes de temps est donc une étape importante). Une commande issue de la méthode du Backstepping assure la stabilité du système de façon systématique (voir Annexe E pour la démonstration). En ce qui concerne la prise en compte des non-linéarités, la démonstration de la stabilité des commandes déduites de la REM passe par une étape supplémentaire basée sur des méthodes linéaires, par exemple suivant le critère de Routh-Hurwitz [Shahian 92] [Rohrs 93b] [Qiu 13]. Ainsi, la stabilité n'est démontrée que sous certaines conditions comme le fonctionnement autour d'un certain point d'équilibre. La commande déduite du Backstepping définit une structure de commande stable avec la prise en compte des non-linéarités. La stabilité y est intrinsèque parce qu'elle est démontrée dès le développement de la structure de commande et est valable sur toute la plage de fonctionnement du système étudié.

Comme les commandes déduites de la REM et du Backstepping partagent la même structure, les correcteurs issues du Backstepping (correcteur P ou PI dans le cas du Backstepping adaptatif et inversion directe) peuvent être utilisés pour assurer la stabilité des commandes déduites de la REM, sans étape supplémentaire, et en suivant la procédure décrite par la Figure III.6. Le système étudié peut alors être décrit suivant l'approche énergétique de la REM de façon à déduire une structure de commande par inversion.

Utiliser des correcteurs qui associent des correcteurs P, ou PI aux inversions directes des éléments d'accumulation d'énergie du système assurera la stabilité intrinsèque du système.

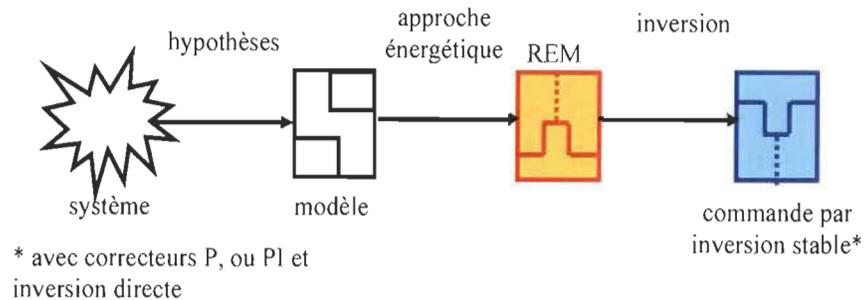


Figure III.6 Utilisation du Backstepping pour le développement des commandes issues de la REM

Robustesse – Une commande robuste traite un système dont les paramètres sont variables ou incertains [Tempo 96]. Contrairement à la commande adaptative, elle vise à la conception de correcteurs fixes peu sensibles aux variations des paramètres du procédé ou aux perturbations externes. Ainsi, deux sensibilités sont à considérer : la sensibilité aux variations de paramètres de modélisation et la sensibilité aux perturbations [Rohrs 93d] [Tesfaye 00] [Li 07]. En effet, les valeurs réelles des paramètres des systèmes diffèrent généralement des valeurs utilisées par leurs modèles (variation d'une masse, d'une résistance, etc.). Il est donc important de vérifier que les performances minimales des commandes sont conservées quelles que soient ces variations.

En théorie, les performances des commandes déduites du Backstepping sont meilleures que celle des commandes issues de la REM parce qu'elles se caractérisent par des fonctions de transfert unitaires (voir §II.3.b) [Devasia 02]. Les performances des commandes déduites de la REM avec correcteurs PI sont quant à elles naturellement atténuées à partir de leurs fréquences de coupure ω_n (voir Annexe H), c'est-à-dire que la réponse du système est atténuée et déphasée pour une consigne haute fréquence. Les performances peuvent toutefois varier en fonction de la structure des correcteurs choisis. Les deux commandes sont touchées de la même façon par les variations du modèle (voir Annexe H pour la démonstration). Ainsi, lorsqu'il fonctionne en basses fréquences, et donc en régime permanent, le système commandé n'est pas affecté par une variation de paramètres puisque les correcteurs utilisés contiennent des intégrateurs. Le système est essentiellement impacté

durant les phases transitoires caractérisées par des fréquences élevées. Les commandes issues de l'inversion de la REM sont donc moins robustes en hautes fréquences à cause de l'atténuation de leurs performances à partir de la fréquence de coupure et deviennent alors marginalement stables. La stabilité des commandes déduites du Backstepping est quant à elle assurée. Aussi, que ce soit pour la commande déduite du Backstepping ou de la REM, la sensibilité aux perturbations extérieures est très faible sur toute la plage de fréquence. Ces perturbations n'auront pas d'impact significatifs sur les performances et la stabilité du système.

En conclusion, les correcteurs du Backstepping peuvent être utilisés pour assurer une stabilité intrinsèque des commandes déduites de la REM tout en améliorant la robustesse puisque leurs fonctions de transfert tendent vers l'unité. En pratique, avec les imprécisions sur les paramètres et l'implémentation des fonctions dérivées en temps réel, cette fonction unité est perdue mais la robustesse est conservée.

III.2.b Apports de la REM au Backstepping

Structuration – La REM du système présentée Figure III.5 permet de distinguer la dépendance des effets liés à l'action d'une variable de réglage. Pour cela, il suffit de suivre la chaîne de réglage qui lie les éléments REM du système. Par exemple, le rapport de modulation m_{hsc} influence à la fois le courant du banc de SC i_{sc} par l'intermédiaire de la tension de sortie du hacheur u_{hsc} , et la tension de bus u_{bus} suivant les courants i_{hsc} et i_s . Ainsi, même si les modèles utilisés pour construire la REM et la représentation d'état (3.13) sont identiques, il est difficile d'en déduire les mêmes liens de causes à effets, notamment en ce qui concerne les variables intermédiaires impactées. En effet, la représentation d'état utilise des équations différentielles pour décrire les phénomènes physiques au sein du système étudié. Il faut alors être à l'aise avec ces équations et le système étudié pour comprendre l'ensemble des interactions. Dans le cas du véhicule PàC/SC, trois équations différentielles modélisent dix éléments en interaction. La REM utilise quant à elle un diagramme par élément pour décrire les échanges énergétique du véhicule, ce qui en facilite sa lecture.

Un des points forts de la REM est qu'elle décompose le système étudié en éléments en interaction. La procédure du Backstepping dépend quant à elle de la représentation d'état

choisie. Dans le cas du véhicule PàC, trois boucles décomposent le système (3.13). Elles correspondent au nombre de variables énergétiques. Toutefois, cette décomposition est basée sur une expertise et s'organise ici en fonction des constantes de temps du système. Aucune règle de décomposition pour la représentation d'état n'existe. Lee *et Al.* ont par exemple utilisé une représentation d'état matricielle indépendante des constantes de temps du système PàC/SC étudié [Lee 12]. De plus, les couplages énergétiques n'apparaissent qu'au second plan et ne sont pas clairement définis. Ensuite, la commande déduite du Backstepping définit des lois de commande fonctions d'entrées et de sorties locales. Les relations qui lient la commande locale et la stratégie de gestion de l'énergie ne sont pas clairement spécifiées.

Ainsi, la REM peut faciliter l'organisation du Backstepping [Dépature 16b] :

1. En décomposant la représentation d'état du système étudié de façon logique et physique. Une représentation d'état peut alors être construite suivant la chaîne de réglage déduite de la REM du système étudié (Figure III.7);
2. En organisant les interconnexions entre la commande déduite du Backstepping et les stratégies de gestion de l'énergie grâce à l'inversion des couplages.

Gestion des couplages – La REM propose des solutions pour la répartition des puissances au sein des couplages grâce à ses règles d'inversion (voir Figure I.8 de §I.2.c), [Bouscayrol 03b] [Chen 08] [Allègre 10b] [Castaings 16b]. Dans le cas du véhicule PàC/SC et suivant la représentation d'état (3.13), les forces de transmission F_{trans} et de freinage mécanique F_{f-ref} et les courants de PàC i_{pac} et de SC i_{sc} se considèrent mutuellement comme des perturbations. De cette façon, même si elles prennent en compte les non-linéarités du système, les commandes déduites des théories de Lyapunov et du Backstepping ne proposent aucune procédure pour le découplage des puissances [Lee 12] [El Fadil 14] [Rajabzadeh 16].

Suivant l'organisation REM des modèles du système, les règles d'inversion de la REM peuvent être intégrées à la procédure de commande du Backstepping (Figure III.7). Ainsi, la REM permet au Backstepping de gérer les couplages énergétiques. Ici, nous supposons que cette procédure n'interfère pas sur la stabilité intrinsèque des commandes du

Backstepping. Cette hypothèse sera vérifiée §III.2.d dans le cas particulier de la traction du véhicule.

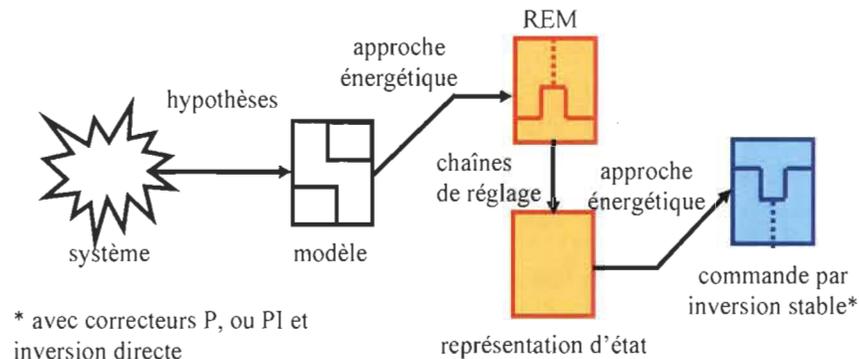


Figure III.7 Utilisation de la REM pour le développement des commandes du Backstepping

Méthode de synthèse des correcteurs – Le principe de décomposition de la REM et l’approche énergétique choisie pour le choix de la fonction candidate de Lyapunov permettent de définir les performances de la commande par Backstepping. Une synthèse des paramètres de correcteur est alors réalisée par une méthode de placement de pôles. Rappelons que la REM permet d’organiser une commande. Le choix des correcteurs utilisés ou les méthodes de synthèses y est libre et appartient au concepteur de la commande. Toutefois, il est courant d’utiliser des méthodes de synthèses simples. Ainsi, même si cette méthode n’est pas propre à la REM, la méthode de placement de pôles est largement employée par ses utilisateurs lorsque les correcteurs choisis sont de type P, PI ou IP. Le principe de découplage des boucles de la REM, associé à une méthode de placement de pôles, permet de synthétiser les paramètres des correcteurs du Backstepping suivant des critères de performance tel que le dépassement ou le temps de réponse.

III.2.c Procédure combinée pour la commande par inversion

Les parties précédentes ont défini les apports mutuels des commandes déduites de la REM et du Backstepping. Ainsi, les deux commandes partagent la même structure. Les correcteurs du Backstepping assurent toutefois de meilleures performances que les correcteurs PI classiques choisis pour l’inversion de la REM.

Une procédure pour la commande par inversion d'un système énergétique issu de la combinaison des deux approches étudiées peut être définie (voir Figure III.6). Cette procédure garde les étapes d'inversion de la REM et définit ensuite le choix des correcteurs. Ainsi, par rapport aux règles d'inversion de la REM où le remplissage des pictogrammes est libre, cette procédure établit la façon de les remplir :

1. Définir la REM du système étudié suivant les modèles établis par rapport aux hypothèses de travail.

2. Déterminer les objectifs de la commande puis relier les variables à commander aux entrées de réglage pour former les chaînes de réglage.

3. Inverser les chaînes de réglage pour obtenir des chaînes de commande. Les variables de sortie à contrôler deviennent alors des entrées de commande de référence.

4. Définir une structure de commande maximale construite par l'inversion des éléments REM traversés par les chaînes de réglage suivant les règles d'inversion de la Figure III.8.

- Les éléments de conversion sont directement inversés en boucle ouverte (parallélogrammes bleus) suivant les règles d'inversion de la REM.
- Les éléments d'accumulation sont quant à eux à la fois inversés (parallélogrammes barrés bleus) en boucle fermée, avec une rétroaction basée sur un correcteur P ou PI, en boucle ouverte, par les termes d'anticipation d'inversion directe, et par la compensation des perturbations (encadré rouge en pointillés de la Figure III.8). Cette structure d'inversion est issue du Backstepping et permet de borner l'énergie accumulée lors des suivis de référence, et donc d'imposer les conditions de stabilité définies par les théorèmes de Lyapunov-Barbălat définies §I.2.d [Khalil 01].
- Les éléments de couplage, qui répartissent l'énergie au sein d'un nœud, sont finalement inversés au moyen d'entrées de répartition qui proviennent des stratégies de gestions de l'énergie (doubles parallélogrammes bleus) [Lhomme 14]. Ici, l'utilisation de cette règle d'inversion se justifie parce que les éléments de couplage n'accumulent pas d'énergie. Pour la suite de la thèse, il est important de vérifier que cette opération ne compromet pas la stabilité démontrée par les théories de Lyapunov. Notons que dans le cas de notre véhicule couplé PàC/SC, les inversions des couplages par pondération où les variables de réglages sont moins nombreuses

que les variables à contrôler et où des compromis sur la commande doivent être réalisés ne sont pas présentes. Les règles ici établies seront vérifiées et pourront être appliquées lorsque le nombre d'entrées de réglage est suffisant.

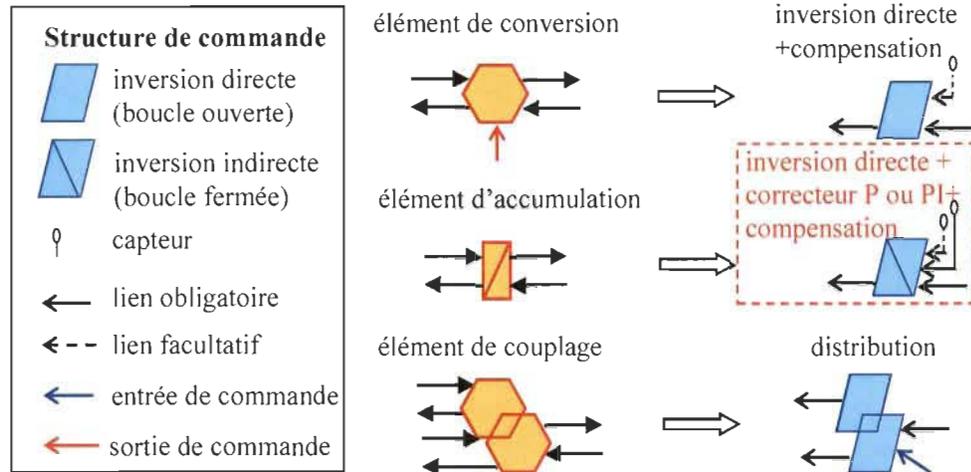


Figure III.8 Règles de combinaison de la REM et du Backstepping

Les commandes par inversion combinée déduites de ces règles possèdent une structure systématique (grâce à la REM) intrinsèquement stable (grâce au Backstepping). La commande combinée indique également l'emplacement des correcteurs, des capteurs à mettre en place, et enfin l'emplacement des entrées de commande fournies par les stratégies. Ces règles seront appliquées, puis vérifiées dans la partie qui suit.

III.2.d Structure de commande du véhicule complet

La partie qui suit traite de la commande par inversion du véhicule PàC/SC complet, suivant les règles établies §III.2.c.

1. Les REM des sous-systèmes PàC/SC et de la traction ont été couplées suivant les principes de causalité de la REM (Figure III.5) et des modèles dynamiques et quasi-statiques du véhicule PàC/SC décrits §III.1.a.

2. Deux objectifs de commande gouvernent le fonctionnement du véhicule PàC/SC. Tout d'abord, la tension de bus u_{bus} doit être régulée par la PàC et le banc de SC. Dans un second temps, la motorisation électrique et les freins mécaniques permettent au véhicule de suivre un cycle de vitesse de référence v_{ev-ref} . Suivant ces objectifs, les chaînes de réglage, qui lient les entrées de réglage m_{hpac} , m_{hsc} , $C_{mas-ref}$ et F_{f-ref} aux variables énergétiques u_{bus} ,

i_{pac} , i_{sc} et v_{ve} sont définies (Figure III.9a). Ainsi, la chaîne de réglage de vitesse peut utiliser la force de freinage F_{f-ref} et le couple de la MAS $C_{mas-ref}$ pour contrôler v_{ve} (partie droite de la Figure III.9a). Le contrôle du bus continu u_{bus} dépend des deux rapports de modulation m_{hpac} et m_{hsc} . Ainsi, le réglage indépendant de la tension entraîne le réglage des courants suivant deux chaînes de réglages imbriquées.

3. Les chaînes de réglage sont inversées pour obtenir les chaînes de commande du véhicule (Figure III.9b). Les variables de sortie à contrôler u_{bus} et v_{ve} deviennent alors des entrées de commande de référence $u_{bus-ref}$ et v_{ve-ref} .

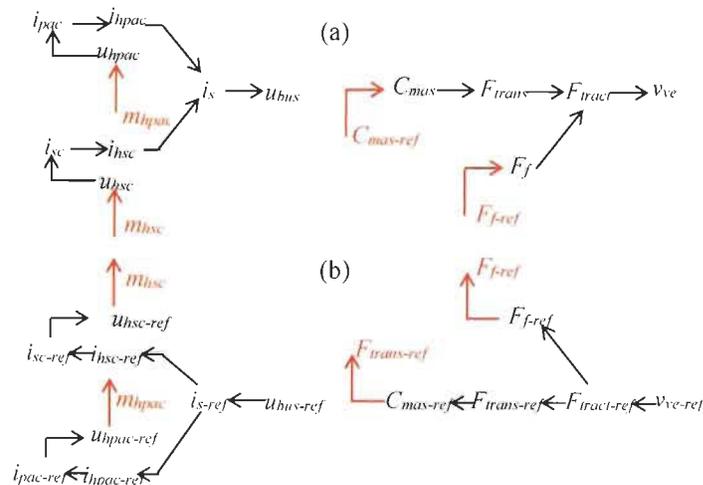


Figure III.9 (a) Chaînes de réglage et (b) chaînes de commande du VE PàC/SC

4. Une structure maximale de commande du système est finalement déduite par inversion de la REM (partie basse de la Figure III.10). Celle-ci est structurée suivant les pictogrammes bleus et se compose de correcteurs PI associés à des inversions directes des éléments de couplage (pictogrammes barrés), d'inversions directes (parallélogrammes) et d'éléments de répartition (parallélogrammes imbriqués), suivant les règles d'inversion décrites §III.2.c. Toutefois, la stabilité liée à la gestion des couplages suivant les règles d'inversion de la REM n'a pas encore été vérifiée. Une vérification par Backstepping est proposée pour le cas particulier du sous-système de traction.

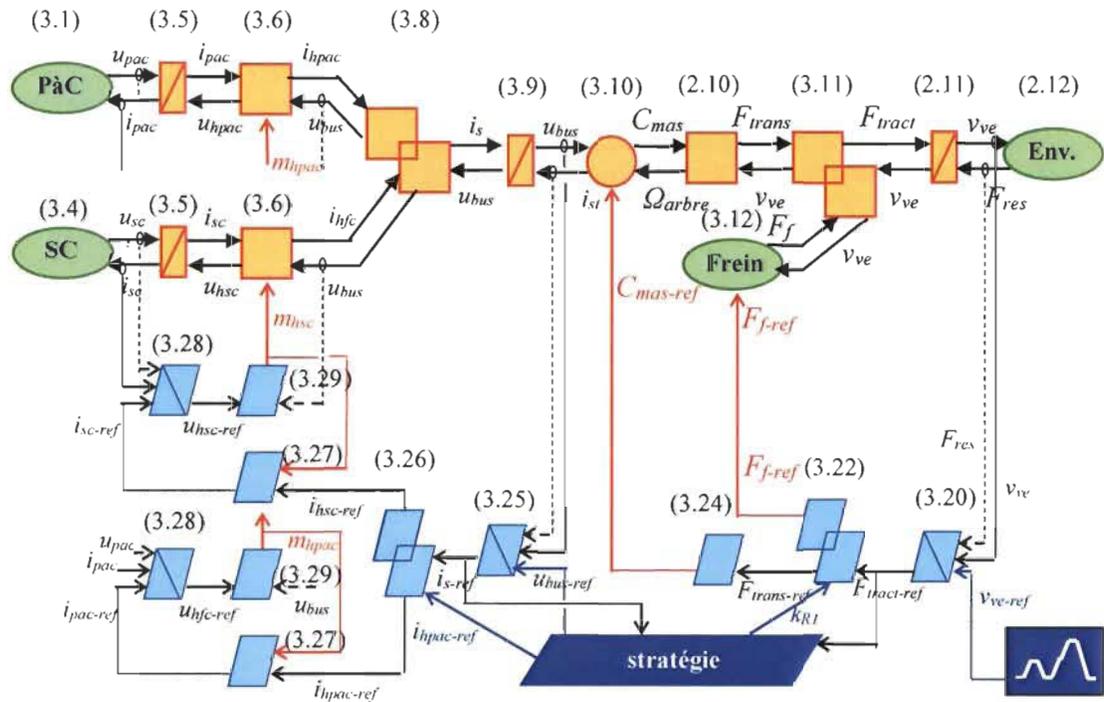


Figure III.10 REM et commande déduite par inversion du système étudié

Inversion du châssis – transmission – Il est proposé de vérifier que la gestion des couplages ne déstabilise pas les lois de commande définies par le Backstepping. Pour cela, il est nécessaire de vérifier que la dérivé de la *lcf* dV_1/dt de la boucle de vitesse reste négative. Suivant la représentation d'état du sous-système de traction définie (3.13), la commande du châssis et de la transmission est réalisée par Backstepping adaptatif :

L'erreur e_1 est définie, en respect avec les critères de Lyapunov-Barbălat (1.14) :

$$\begin{cases} e_1 = v_{ve-ref} - v_{ve} \\ \frac{d}{dt} e_1 = \frac{d}{dt} v_{ve-ref} - \frac{d}{dt} v_{ve} \end{cases} \quad (3.15)$$

$$\text{donc } \frac{d}{dt} e_1 = \frac{d}{dt} v_{ve-ref} - \frac{k_g}{M_{tot} R_{roue}} C_{mas} - \frac{F_f}{M_{tot}} + \frac{F_{res}}{M_{tot}} - \theta_1 \quad (3.16)$$

θ_1 est composé de l'effet de la variation ou de l'incertitude sur les paramètres du sous-système. Ainsi, sous l'hypothèse où le terme inconnu θ_1 varie lentement, la fonction candidate de Lyapunov V_1 et sa dérivée sont définies :

$$\begin{cases} V_1 = \frac{1}{2} M_{tot} e_1^2 + \frac{1}{2} \Delta\theta_1 \Gamma_1^{-1} \Delta\theta_1 \\ \frac{d}{dt} V_1 = M_{tot} e_1 \frac{d}{dt} e_1 - \Delta\theta_1 \Gamma_1^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 \end{cases} \quad (3.17)$$

où Γ_1 est une constante positive calculée suivant la méthode de placement de pôles proposée §II.3.b. Ici, $C_{mas} = C_{mas-ref}$, on obtient :

$$\frac{d}{dt} V_1 = e_1 \left(M_{tot} \frac{d}{dt} v_{ve-ref} - \frac{k_g}{R_{roue}} C_{mas-ref} - F_f + F_{res} + \int M_{tot}^2 e_1 \Gamma_1 dt \right) \quad (3.18)$$

Le signe de dV_1/dt est souhaité négatif pour que la commande soit stable. Un terme $c_1 e_1$, avec $c_1 \geq 0$ est alors introduit tel que $dV_1/dt = -c_1 e_1^2$:

$$-c_1 e_1 = M_{tot} \frac{d}{dt} v_{ve-ref} - \frac{k_g}{R_{roue}} C_{mas-ref} - F_f + F_{res} + \int M_{tot}^2 e_1 \Gamma_1 dt \quad (3.19)$$

$$\begin{aligned} C_{mas-ref} &= \frac{R_{roue}}{k_g} \left(c_1 e_1 + M_{tot} \frac{d}{dt} v_{ve-ref} - F_f + F_{res} + \int M_{tot}^2 e_1 \Gamma_1 dt \right) \\ \text{et donc} \quad &= \frac{R_{roue}}{k_g} \left(C_{PI1}(t) (v_{ve-ref} - v_{ve-mes}) + F_{res-mes} - F_{f-mes} + M_{tot} \frac{d}{dt} v_{ve-ref} \right) \\ &= \frac{R_{roue}}{k_g} F_{tracl-ref} \end{aligned} \quad (3.20)$$

avec $C_{PI1}(t)$ un correcteur PI (voir §II.3.c) et dV_1/dt la dérivée de la fonction candidate de Lyapunov tel que :

$$\frac{d}{dt} V_1 = -c_1 e_1^2 \quad (3.21)$$

2. Couplage mécanique et transmission - À ce stade, la force de freinage F_f est vue comme une perturbation, et non comme une variable de réglage supplémentaire. En effet, (3.20) contient le modèle mathématique du couplage (3.12), qui additionne les forces de transmission et de freinage. Dans le cas de la commande du sous-système de traction, il n'est alors pas possible de gérer la récupération d'énergie au freinage, ce qui peut devenir problématique en cas de saturation du courant de recharge par exemple. La solution est d'utiliser les règles d'inversion établies dans la partie précédente. À partir de la chaîne de réglage présentée Figure III.9, nous proposons d'utiliser les règles d'inversion de la REM.

Ici, le couplage mécanique dispose des deux variables de réglage $F_{trans-ref}$ et F_{f-ref} pour contrôler la force de traction F_{tract} . Une inversion par répartition est alors réalisée. Une entrée de répartition k_{R1} est utilisée pour exprimer les forces de transmissions $F_{trans-ref}$ et de freinage F_{f-ref} en fonction de la référence de la force de transmission $F_{tract-ref}$:

$$\begin{cases} F_{trans-ref} = k_{R1} F_{tract-ref} \\ F_{f-ref} = (1 - k_{R1}) F_{tract-ref} \end{cases} \quad (3.22)$$

Ainsi, en combinant les équations (3.20) et (3.22), il est possible de décrire une loi de commande de la traction qui exprime les deux variables de réglage locales $C_{mas-ref}$ et F_{f-ref} en fonction de l'entrée de répartition k_{R1} :

$$\begin{cases} C_{mas-ref} = \frac{R_{roue}}{k_g} \left(k_{R1} \left(C_{PI1}(s) (v_{ve-ref} - v_{ve-mes}) + F_{res-mes} + M_{tot} \frac{d}{dt} v_{ve-ref} \right) \right) \\ F_{f-ref} = (1 - k_{R1}) \left(C_{PI1}(s) (v_{ve-ref} - v_{ve-mes}) + F_{res-mes} + M_{tot} \frac{d}{dt} v_{ve-ref} \right) \end{cases} \quad (3.23)$$

Ici, $F_f = F_{f-ref}$. De cette façon, si les valeurs de $C_{mas-ref}$ et de F_{f-ref} de la lcf dV_1/dt (3.18) sont remplacées par les valeurs définies par les règles de couplage (3.23), $dV_1/dt = -c_{te} l^2$ et reste négative en tout temps. Les règles d'inversion de la REM permettent donc de traiter la gestion des couplages sans interférer avec la stabilité définie par les critères de Lyapunov. Les règles d'inversion établies §III.2.c sont donc validées dans le cas d'une inversion par répartition, où le nombre de variables de réglage est supérieur au nombre de variable à contrôler. Ces règles peuvent désormais être utilisées pour le véhicule complet.

Suivant les règles d'inversion combinée, le modèle de la transmission est inversé de manière directe tel que :

$$C_{mas-ref} = \frac{F_{trans-ref}}{(k_g / R_{roue})} \quad (3.24)$$

Inversion de l'ESS – Le condensateur de bus étant un élément d'accumulation, l'inversion de son modèle nécessite un correcteur pour définir i_{s-ref} en fonction de $u_{bus-ref}$. La structure du correcteur est définie par les règles d'inversion combinées établies en début de chapitre. Un correcteur PI, associé à l'inversion directe du modèle du condensateur, assurent alors la stabilité du système tel que :

$$i_{s-ref} = C_{PI5}(t)(u_{bus-ref} - u_{bus-mes}) + i_{st-mes} + C_{bus} \frac{d}{dt} u_{bus-ref} \quad (3.25)$$

Le couplage électrique, qui additionne les courants des hacheurs i_{hpac} et i_{hsc} , est inversé suivant un courant de référence $i_{hpac-ref}$ qui est une entrée de réglage qui provient d'une stratégie qui sera définie par la suite.

$$i_{hsc-ref} = i_{s-ref} - i_{hpac-ref} \quad (3.26)$$

De cette façon, la puissance de traction est fournie par la PàC lorsque $i_{hpac-ref} = i_{s-ref}$ et par le SC quand $i_{hpac-ref} = 0$. Dans les autres cas, la puissance est répartie entre la PàC et le SC.

Ensuite, la relation (3.6), qui modélise les hacheurs élévateurs de la PàC et du SC, est inversée pour obtenir les courants de référence $i_{pac.sc-ref}$.

$$i_{X-ref} = \frac{i_{X-ref}}{m_{hX}}, \text{ avec } X \in [pac, sc] \quad (3.27)$$

Les courants de PàC et de SC sont ensuite contrôlés par un correcteur PI, la compensation des tensions de PàC et de SC et par l'inversion des modèles des bobines :

$$u_{hX-ref} = C_{PI6,7}(t)(i_{X-ref} - i_{X-mes}) + u_{X-mes} + L_X \frac{d}{dt} i_{X-ref} + r_X i_{X-ref}, \text{ avec } X \in [pac, sc] \quad (3.28)$$

Finalement les rapports de modulation de référence $m_{hpac.sc}$ sont obtenus par une dernière inversion directe des hacheurs :

$$m_{hX} = \frac{u_{hX-ref}}{u_{bus}}, \text{ avec } X \in [pac, sc] \quad (3.29)$$

Une structure de commande du véhicule PàC/SC complet a été développée de façon systématique grâce aux règles combinées de l'inversion de la REM et du Backstepping (Figure III.10). La stabilité est démontrée de façon intrinsèque suivant les théorèmes de Lyapunov-Barbălat ce qui permet de s'abstenir d'une étape de vérification de stabilité qui peut être complexe dans le cas d'un système couplé et non-linéaire.

III.3 Validation

Cette partie vise à valider la commande du véhicule en temps réel. Toutefois, ni le L2EP, ni le GREI ne possèdent de PàC de 20 kW. Il n'est pas non plus question de modifier la Tazzari Zero parce qu'il s'agit d'un véhicule commercial commun à plusieurs travaux du groupe MEGEVH. La validation est donc divisée en deux étapes. La première est une simulation. Le comportement du véhicule, à pleine échelle, y est reproduit. Les résultats de simulations viseront alors à vérifier que la commande et la gestion énergétique sont réalisables et à étudier le comportement global du véhicule. Une seconde phase d'expérimentation à échelle réduite vérifiera quant à elle la portabilité de la commande par inversion combinée dans des conditions réelles. L'émulation à échelle réduite sera réalisée en plateforme « eV » du laboratoire L2EP (Lille, France) (voir Annexes J et K).

III.3.a Simulation à pleine échelle du véhicule PàC/SC

Un programme de simulation est développé sous le logiciel Matlab Simulink. Les lois de commandes déduites §II.2.d sont appliquées au modèle du véhicule complet. De la même façon que pour le §II.2.c, les caractéristiques mécaniques sont inspirées de la Tazzari Zero. Les paramètres du sous-système PàC/SC sont issus du dimensionnement décrit §I.3.c et en Annexe B. Les paramètres du véhicule sont rappelées Tableau 1-5. Une étude sur deux cycles de vitesses différents est proposée. Ces cycles correspondent à différents scénarios de fonctionnement auxquels le véhicule peut être confronté. Il s'agit :

1. D'un cycle WLTC (« Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedures ») de classe 2 (Figure III.11a). Le cycle WLTC est un cycle standard pour l'homologation des véhicules légers. Utilisé depuis 2015, ce cycle harmonise les caractéristiques de conduites du monde entier en combinant les cycles européens (NEDC, 1970), américain (FTP-75, 1978) et japonais (JC08, 1983) [Tutuianu 13]. Il en existe trois variantes choisies suivant le véhicule testé. Ainsi, le cycle WLTC de classe 2 est utilisé pour les véhicules de puissance moyenne, comme la Tazzari Zero, dont la vitesse maximale est inférieure à 90 km/h ;
2. D'un cycle de vitesse urbain, issu d'un test de conduite de la Tazzari Zero autour de l'Université de Lille1, en France (Figure III.11b). Ce cycle permet de reproduire le comportement du véhicule étudié.

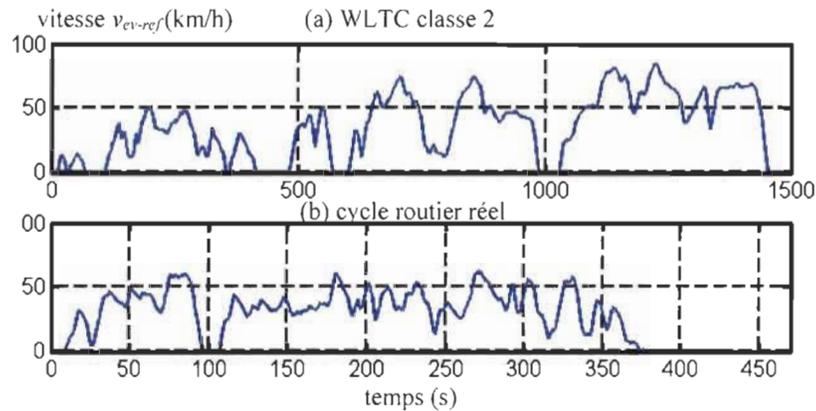


Figure III.11 Cycles de vitesse considérés pour la simulation

Trois entrées stratégiques sont définies (sorties du pictogramme « Stratégie » de la Figure III.10). Il s'agit du coefficient de répartition des forces k_{RI} , de la référence de tension de bus $u_{bus-ref}$, et du courant $i_{hpac-ref}$.

Distribution des forces – Une répartition des forces de freinage est proposée tel que :

$$\begin{aligned} k_{RI} &= 1 \text{ si } F_{tract-ref} > 0 \\ k_{RI} &= 0,5 \text{ si } F_{tract-ref} \leq 0 \end{aligned} \quad (3.30)$$

Les puissances de freinage sont alors réparties de façon égale entre les freins mécaniques qui équipent les roues avant et la MAS qui est mécaniquement couplée aux roues arrière du véhicule. Ici, la stratégie suppose que la machine de traction ne sature pas et que le banc de SC est capable d'absorber l'énergie de freinage.

Référence de tension de bus continu – La tension de bus est fixée à la tension d'alimentation de la MAS de traction de la Tazzari Zero, soit 80 V. Cette tension correspond à la tension nominale de sortie des batteries du véhicule. De cette façon, réguler la tension de bus à 80 V permet de coupler l'ESS à la Tazzari Zero tout en gardant les performances initiales du véhicule électrique.

Distribution des courants de source et recharge du SC – La stratégie de filtrage décrite §I.3.c distribue les puissances entre la PàC et le SC. On peut noter que des stratégies plus avancées ont été proposées dans MEGEVH [Castaings 16a]. Cette thèse étant focalisée sur les structures de commande, une stratégie simple est préférée pour mieux analyser la commande proposée. Le courant de source de référence i_{s-ref} est alors filtré à la fréquence

$f_c=15$ mHz (correspond à une constante de temps d'environ 10s) pour éviter de dégrader ou de sous-alimenter la PaC (Figure III.12) [Agbli 08] [Ibrahim 15]. Le taux de variation du courant $i_{hpac-ref}$ est également limité à 20 A/s [Liso 14] (Figure III.12).

Le courant $i_{hpac-ref}$ intègre également un courant de charge qui est ajouté pour compenser les pertes énergétiques de la bobine de lissage et du hacheur élévateur du SC. L'état de charge, et donc la tension du SC sont alors maintenus à un niveau sécuritaire [Lhomme 05]. Le SC est chargé suivant une stratégie thermostat. La PaC fournit un courant de recharge $i_{rech}=100$ A lorsque le SC atteint une tension minimale $u_{sc-min}=30$ V. La charge s'arrête lorsque la tension de sortie du SC devient supérieure à $u_{sc-max}=40$ V (Figure III.13).

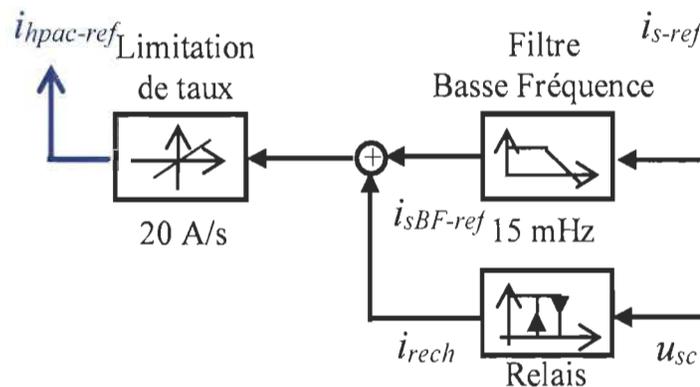


Figure III.12 Principe de la stratégie de distribution utilisée

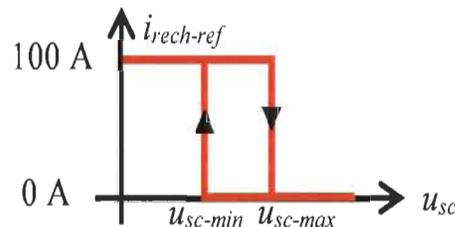


Figure III.13 Stratégie thermostat pour la recharge du banc de SC

Les paramètres des correcteurs ont été synthétisés par la méthode de placement de pôles décrite §II.3.b. Ils ont été calculés en fonction du temps de réponse souhaité pour chaque boucle du système (Tableau III-1). Le système est modélisé et contrôlé en continu, puis simulé par le logiciel Matlab Simulink. Les calculs sont réalisés avec un pas fixe (1 ms).

Tableau III-1 Temps de réponse souhaités

Boucle	t_s
v_{ve}	1 s
u_{bus}	0,1 s
$\dot{i}_{pac.sc}$	0,0167 s

Résultats de simulation – Dans un premier temps, les résultats de simulation, dans le cas d'un cycle de vitesse issu d'un test réel sur route (Figure III.11b), sont présentés Figure III.14. La boucle de traction suit correctement son cycle de vitesse de référence (Figure III.14a). La puissance de traction est correctement distribuée entre la PàC et le SC (Figure III.14b). Le SC partage la même dynamique que celle du bus de tension (courbes rouges et vertes), tandis que la PàC possède une dynamique plus lente (courbe bleue). Ainsi, les variations de courant de PàC i_{pac} sont bornées autour de ± 20 A/s (Figure III.14e). La tension de bus est proche de sa référence de 80 V, même lors des forts appels de puissance (Figure III.14c). Finalement, les tensions de PàC et de SC varient en fonction des puissances fournies (Figure III.14d). Ainsi, le SC possède une tension de sortie u_{sc} initiale de 50 V, et une tension en fin de cycle égale à 46 V (courbe en tirets rouges Figure III.14d). Cette diminution traduit des pertes énergétiques au niveau des bobines de lissages et des hacheurs élévateurs. Même si, dans un cas idéal, le bilan énergétique de la stratégie de filtrage est nul pour le SC [Akli 07], en pratique, le SC perdra de l'énergie dans sa bobine de lissage et son hacheur élévateur. Le SC sera rechargé par la PàC lorsque sa tension sera trop faible, suivant la stratégie thermostat définie plus haut. Ici, la tension de SC est restée suffisamment haute pour ne pas solliciter sa recharge.

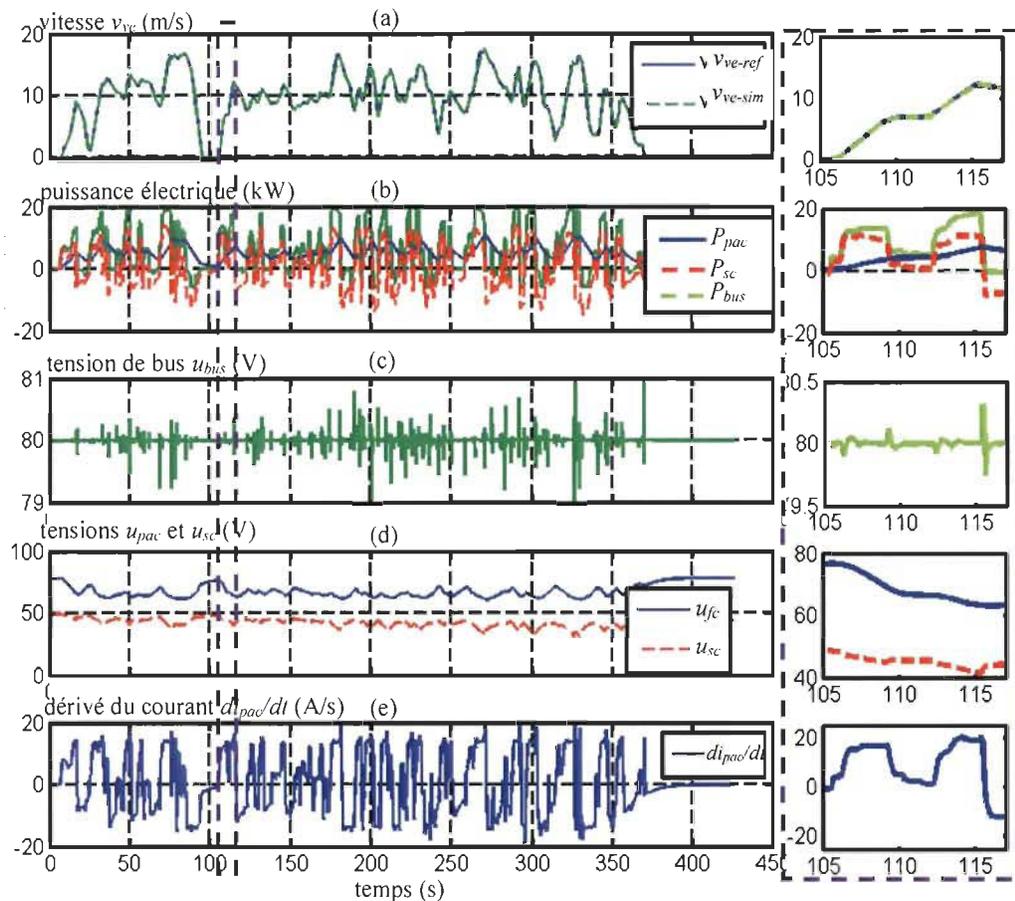


Figure III.14 Simulation du véhicule PàC/SC sur un cycle de vitesse réel

La distribution des puissances de traction entre la PàC et le banc de SC, la variation de la tension de bus et des sources et les variations de courants sont présentées pour le cycle WLTC de classe 2 Figure III.15. De la même façon que pour le cycle urbain, la commande gère efficacement l'énergie pour maintenir constante la tension de bus u_{bus} à 80 V. Aussi, le cycle de vitesse le plus contraignant, en termes de flux de puissance (Figure III.14b), est le cycle réel présenté précédemment. Pour le cycle réel, les puissances de traction atteignent 20 kW contre 12-15 kW pour le cycle WLTC. La tension de bus fluctue alors dans une plage acceptable de tension de l'ordre de 1 V.

Dans un cadre plus général, les paramètres de consommation et d'autonomie du système PàC, suivant le cycle considéré, sont exposés Tableau III-2. La simulation est alors mise à profit pour sortir du cadre de la commande et s'intéresser à des informations liées à l'utilisation du véhicule. Le cycle réel est celui qui affiche le plus de contraintes. En effet, il est plus énergivore parce que le système PàC consomme 7,87 gH₂/km, soit environ 10 % de

plus que le cycle normalisé WLTC. Ainsi, sous l'hypothèse où les cycles sont répétés, l'autonomie du véhicule sur cycle WLTC est supérieure de 69 km au cycle réel. Le véhicule peut alors rouler 767 km avant de devoir faire le plein.

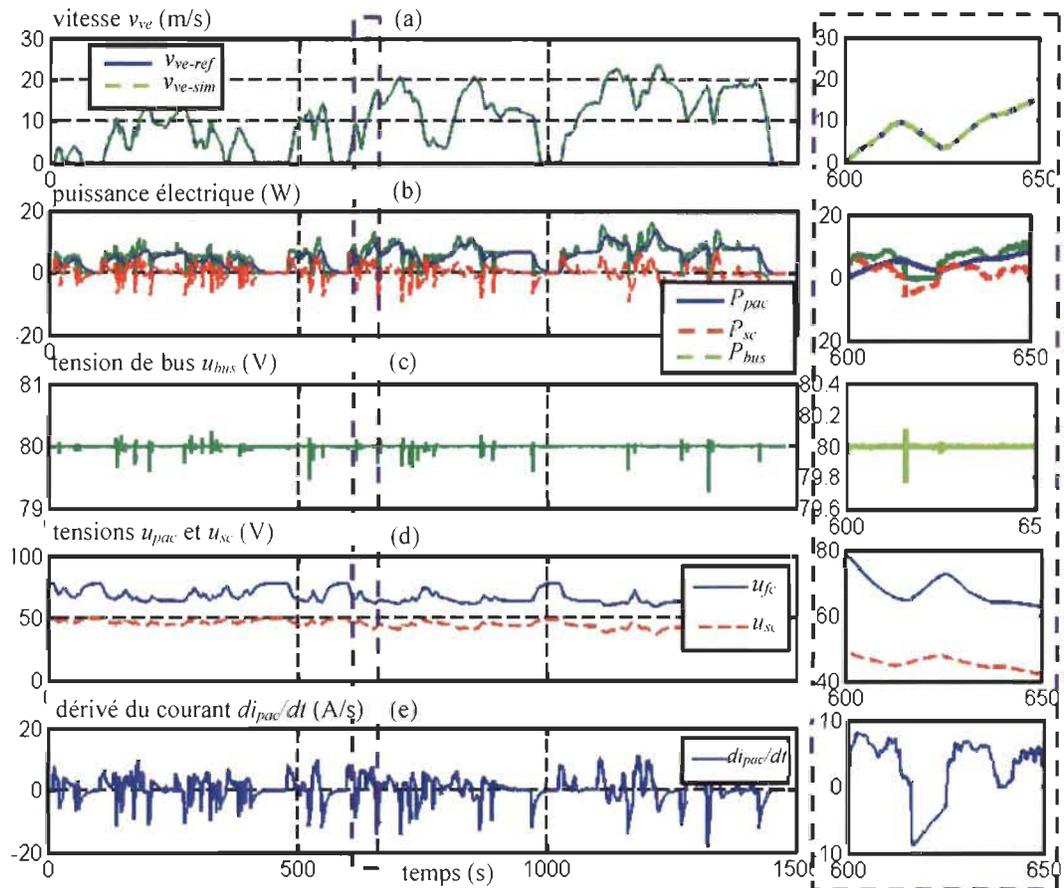


Figure III.15 Simulation du véhicule PàC/SC (cycle WLTC)

Les résultats de simulation présentés attestent des choix effectués pour le dimensionnement ainsi que la bonne gestion énergétique associée à la commande par inversion développée. La commande proposée possède finalement de bonnes performances en terme de suivies pour deux cycles de vitesse différents tandis que sa stabilité est démontrée intrinsèquement par les théorèmes de Lyapunov-Barbălat.

Tableau III-2 Paramètres généraux de consommation et d'autonomie

Cycle	Cons. (g/km)	Autonomie (km)
WLTC	7,17	767
Réel	7,87	698

III.3.b Émulation à échelle réduite du véhicule PàC/SC

Dans un contexte d'application en temps réel, les limitations du véhicule sont à prendre en compte. En effet, il est important de limiter les appels de puissance susceptibles de détériorer les sources énergétiques et la machine de traction. Une fonction non-linéaire de saturation est alors mise en place au niveau du correcteur du châssis. Celui-ci adapte alors la force de référence $F_{tract-ref}$ et la puissance mécanique (Figure III.16).

$$F_{tract-adapt} = sat(F_{tract-ref}) = \begin{cases} sign(F_{tract-ref})F_M & \text{si } |F_{tract-ref}| \geq F_M \\ F_{tract-ref} & \text{si } |F_{tract-ref}| < F_M \end{cases} \quad (3.31)$$

ou

$$\begin{cases} sign(F_{tract-ref}) \frac{P_M}{v_{ve}} & \text{si } |P_{tract}| \geq P_M \\ F_{tract-ref} & \text{si } |P_{tract}| < P_M \end{cases}$$

où $F_M = 2000$ N et $P_M = 15$ kW sont les valeurs maximales de la force et de la puissance de traction, et :

$$\Delta F_{tract} = F_{tract-adapt} - F_{tract-ref} \quad (3.32)$$

Toutefois, si la saturation n'est pas prise en compte par la commande, le terme intégral du correcteur de vitesse $C_{PII}(s)$, développé §III.2.d, accumule des charges et déstabilise le système (partie en tirets rouges de la Figure III.16a) [Hu 00] [Espina 09] [Tarbouriech 09]. Ce phénomène d'accumulation de charges est défini par le terme anglophone « windup ». La Figure III.16b présente la forme du correcteur de vitesse, qui tient compte de la saturation de force $F_{tract-ref}$. Son développement par Backstepping adaptatif est présenté en Annexe I. Ainsi, cette structure de correcteur est innovante, car elle utilise le Backstepping pour assurer la stabilité même en cas de saturation. La limitation physique de la force de traction est alors ramenée dans la boucle de commande par la prise en compte de $\Delta F_{tract} /$

\hat{M}_{101} (partie verte de la Figure III.16b), qui représente la saturation du signal de commande ramenée dans le domaine de sortie du sous-système commandé. Cette nouvelle boucle fait alors office d'« anti-windup ». Celui-ci assure la stabilité du système (suivant les théories de Lyapunov, voir Annexe I) tout en respectant ses contraintes physiques. Ainsi, la force de traction de référence, $F_{tract-ref}$, est définie en fonction de la vitesse du véhicule désirée, de la vitesse mesurée, de la force résistive, et finalement de la valeur maximale des forces et des puissances de traction tel que :

$$F_{tract-ref} = C_{PI1}(s)(v_{ve-ref} - v_{ve} + \Delta F_{tract} / \hat{M}_{101}) + F_{res} + \hat{M}_{101} \frac{d}{dt}(v_{ve-ref} + \Delta F_{tract} / \hat{M}_{101}) - \Delta F_{tract} \quad (3.33)$$

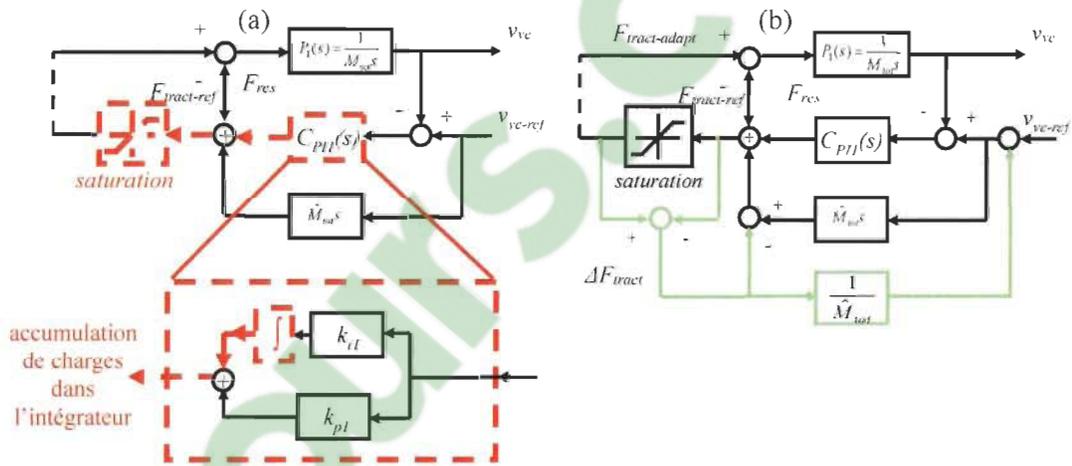


Figure III.16 Structure du correcteur de vitesse (a) sans et (b) avec prise en compte des saturations

Une nouvelle référence de vitesse est proposée et sera testée par la suite pour atteindre les limites de fonctionnement du véhicule. Un test d'accélération et de décélération est mis en place sous la forme d'un échelon de vitesse de référence (Figure III.17).

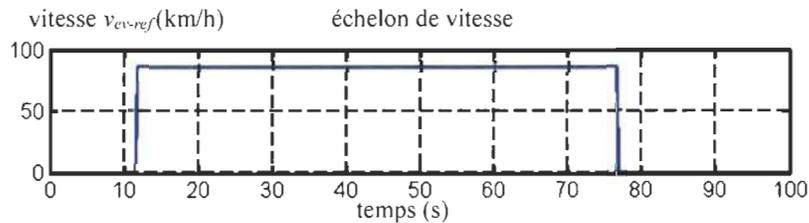


Figure III.17 Test d'accélération utilisé

Du point de vue des sources énergétiques, la traction du véhicule peut être considérée comme une source de courant de traction i_{st} réversible et contrôlée en fonction d'un cycle de vitesse. L'implémentation de la commande et de la gestion énergétique des ESS pourra donc se faire au moyen d'un émulateur. L'émulateur reproduira alors le comportement électrique de la traction de la Tazzari Zero, suivant la simulation du modèle de la traction et de la commande associée (Figure III.18).

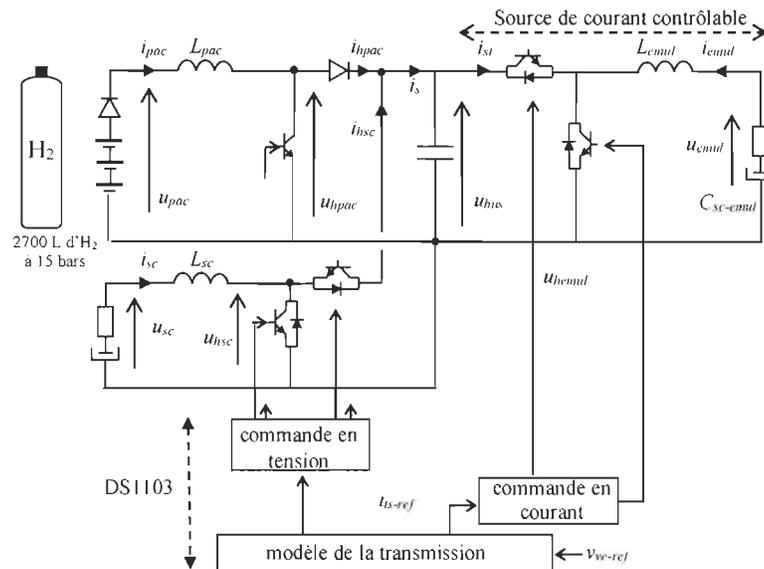


Figure III.18 Structure de l'émulation du véhicule PàC/SC

Dans notre étude, la source contrôlable se compose d'un SC de capacité $C_{sc-emul}$, d'une bobine de lissage L_{emul} et d'un hacheur réversible en courant (partie droite de la Figure III.18). Toutefois, la validation de la portabilité de la commande ne requiert pas que le système atteigne les puissances pleines échelles du véhicule réel puisque la structure de commande peut être conservée à plus petite échelle [Bouscayrol 10] [Letrouvé 12]. Il est ici proposé de réaliser l'émulation du VE PàC/SC avec une réduction du courant de traction d'échelle 1/40^{ème}. La plateforme développée ne prétend donc pas au dimensionnement du véhicule, mais à la validation de la portabilité en temps réel de la commande et de la gestion énergétique. Ainsi, la plateforme d'émulation se compose d'un système pile à combustible Ballard 22-50 V de 1,2 kW, d'un banc de trois supercondensateurs Maxwell 58 F-15 V connectés en série pour l'ESS, d'inductances de lissage, de convertisseurs statiques réversibles, d'un condensateur de bus, de la source de courant contrôlable et d'un

microcontrôleur dSPACE 1103 (Tableau III-3) (Figure III.19). Finalement, la plateforme est sécurisée par des fusibles qui limitent les courants à 20 A.



Figure III.19 Plateforme expérimentale utilisée

Tableau III-3 Paramètres de la plateforme d'émulation

Supercondensateurs (ESS)	$u_{max} = 45 \text{ V}$, $u_{min} = 25 \text{ V}$; $C_{sc} = 19,3 \text{ F}$
SC d'émulation	$u_{max} = 54 \text{ V}$; $C_{sc-emul} = 130 \text{ F}$
Inductances de lissage	$L_{pac.sc} = 840 \mu\text{H}$; $r_{L,pac.sc} = 0,2 \Omega$
Inductances de lissage d'émulation	$L_{emul} = 213 \text{ mH}$; $r_L = 0,922 \Omega$
Bus DC	$u_{bus} = 80 \text{ V}$; $C_{bus} = 2200 \mu\text{F}$
Tension à vide de la PàC	$u_{pac} = 40 \text{ V}$
Fréquence de commutation	$f_{exp} = 5000 \text{ Hz}$
Fréquence de filtrage des courants de source	$f_c = 15 \text{ mHz}$

La REM et la commande de l'émulateur du VE sont décrites Figure III.20 (voir Annexe K). La source de courant contrôlable et le modèle de simulation du sous-système de traction sont incorporés à la structure de commande. Le lecteur intéressé trouvera le détail de la procédure d'utilisation du système PàC et du développement de l'émulateur en Annexes J et K.

Seules les parties bleues, magenta et l'élément d'adaptation de puissance de la REM présentée Figure III.20 sont implémentées dans le microcontrôleur dSPACE 1103 (Figure III.21). Les pictogrammes orange de la Figure III.20 représentent les composants physiques de la plateforme, par exemple un hacheur élévateur. Finalement, une interface homme-machine a été développée pour piloter l'émulation du véhicule (Figure III.22). En terme de sécurité, l'expérimentateur peut activer des contacteurs qui relient les composants de la plateforme à partir de l'interface ou sélectionner le cycle de conduite tout en ayant accès aux mesures expérimentales en temps réel. La fréquence de calcul du microcontrôleur est fixée à 5 kHz. Aussi, par rapport à la simulation, le courant de recharge du SC i_{rech} (imposé par la PàC au SC en cas de tension u_{sc} faiblement critique) est fixé à 2,5 A et non 100 A.

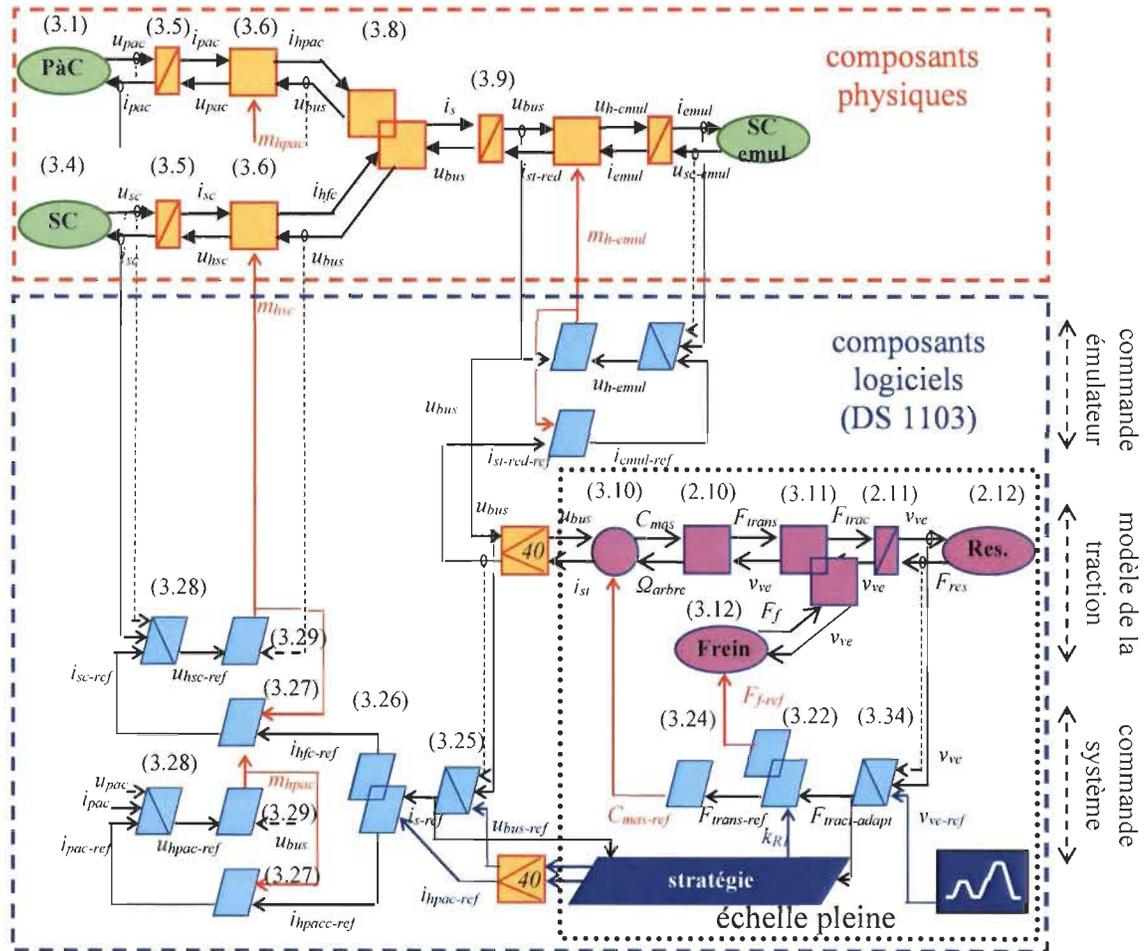


Figure III.20 REM et commande par inversion de l'émulateur à échelle réduite du véhicule PàC/SC

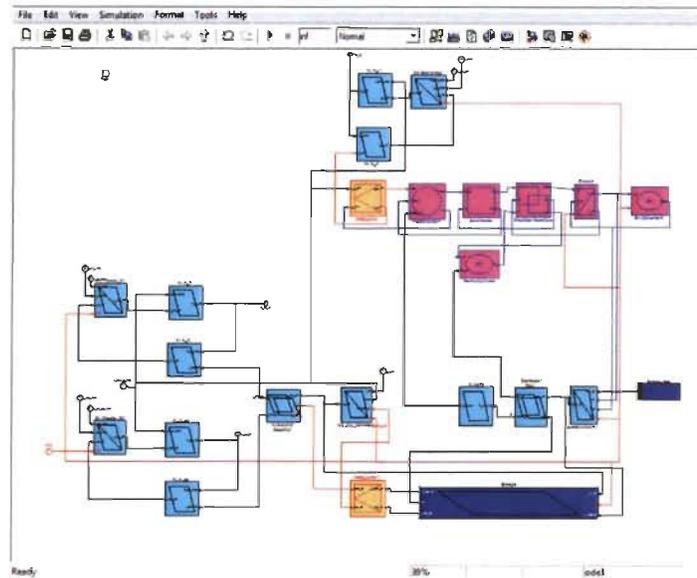


Figure III.21 Programme Simulink de l'émulation du véhicule PàC/SC

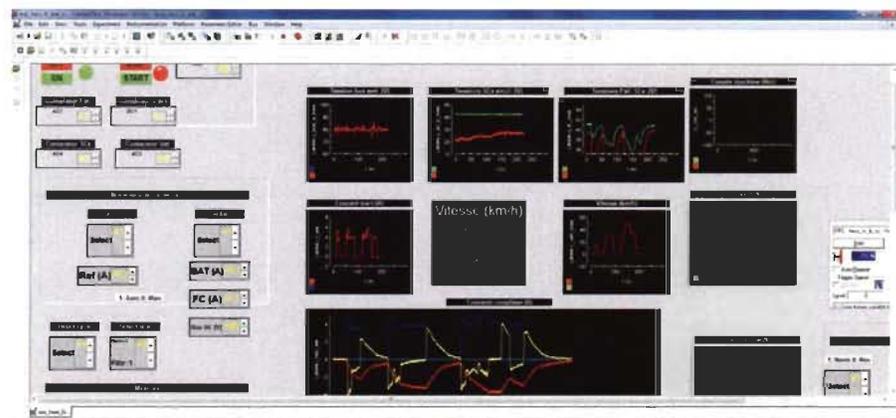


Figure III.22 Tableau de contrôle de la procédure expérimentale d'émulation du véhicule PàC/SC

Résultats d'expérimentation – Un test d'accélération est proposé de façon à tester les performances du véhicule dans sa limite de fonctionnement. La référence de vitesse est alors un échelon 0-85 km/h à 10s puis 85-0 km/h à 75s (courbe bleu Figure III.23a).

Le véhicule émulé met environ 20 secondes pour passer de 0 à 85 km et environ 15 secondes pour freiner. Ici, il ne s'agit pas d'un freinage d'urgence. Durant le freinage, les freins mécaniques et électriques partagent la consigne de freinage de référence $F_{tract-adapt}$ et donc les mêmes limitations de force et de puissance. Deux phases sont à distinguer lors de l'accélération et du freinage. Dans un premier temps, c'est la force de traction F_{tract} qui est

saturée (zones vertes 1 et 5 de la Figure III.23.b). Durant ces phases, le correcteur de vitesse détecte une saturation de force et met à jour sa consigne de vitesse $v_{ve-ref} + \Delta F_{tract} / \hat{M}_{101}$ (voir Figure III.16). La puissance maximale est atteinte dans les parties orange hachurées (zones 2 et 4 Figure III.23.c). Lorsque le véhicule atteint sa vitesse de référence, le système se stabilise sans dépasser sa consigne (zone 3). Enfin, la source de courant reproduit un courant de traction à échelle réduite i_{st-red} en temps réel en tenant compte du rendement de la traction électrique (Figure III.23d).

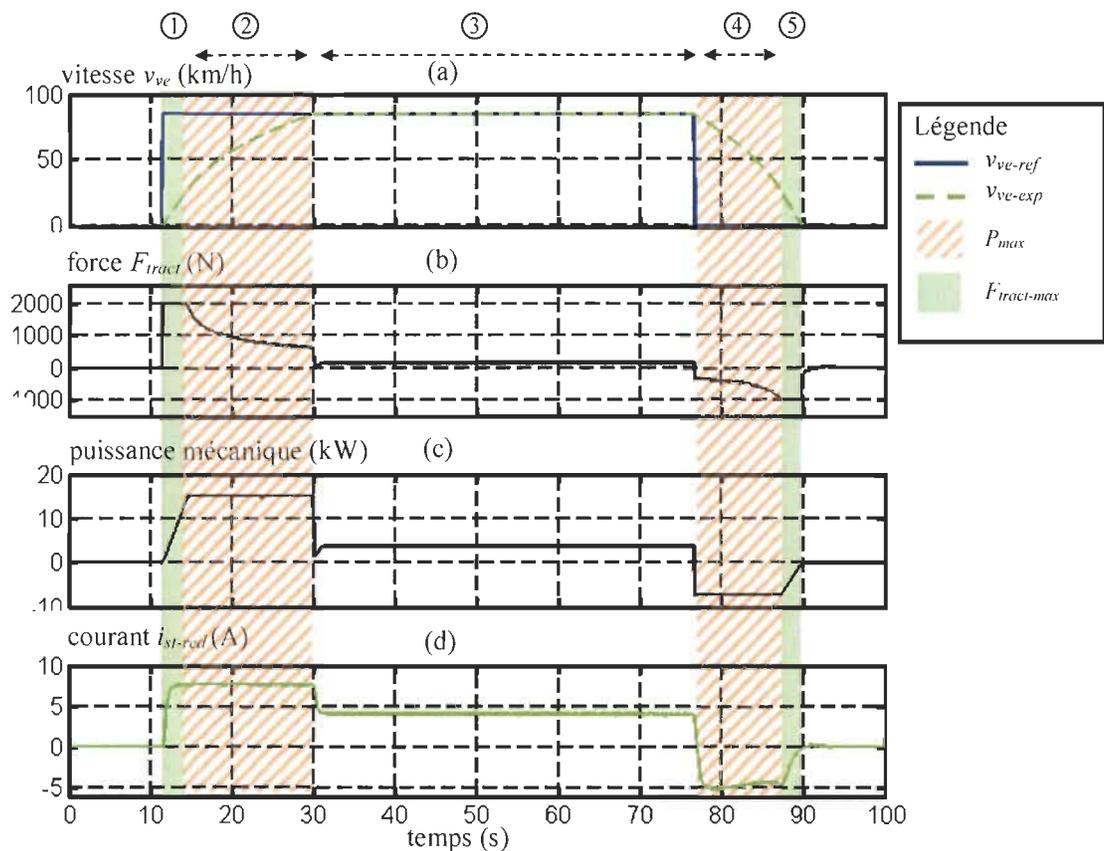


Figure III.23 Résultats expérimentaux pour un test d'accélération, partie traction

Sur le même cycle de vitesse, le comportement général de l'ESS est observé Figure III.24. La puissance de traction ($P_{bus} = u_{bus} i_{st-red}$, représentée en vert Figure III.24b) est toujours égale à la somme de la puissance de PaC P_{pac} (trait continu bleu) et de la puissance du SC P_{sc} (trait discontinu rouge). P_{pac} est une puissance lissée, c'est-à-dire qu'elle ne connaît pas de phases de montées ou de descentes trop abruptes. La puissance de la pile est également toujours positive. P_{sc} suit le comportement de la puissance de traction. Les SC

prennent en charge les phases d'accélération et de freinage régénératif du véhicule. La tension de bus u_{bus} est contrôlée à 80V (Figure III.24c). Il apparaît toutefois des variations de ± 5 V lors des phases d'accélération et de freinage, où les appels de puissance sont les plus importants. La Figure III.24d présente les tensions respectives de la PàC et du SC. La tension de PàC u_{pac} varie en fonction du courant qui lui est imposé. La tension d'un supercondensateur varie en fonction de son état de charge. Ici, u_{sc} retrouve sa valeur initiale de 43 V en fin de cycle. Sur ce cycle, les pertes dans la bobine de lissage et le convertisseur statique sont négligeables. Finalement, le courant de la PàC i_{pac} atteint une valeur maximale de 10 A (courbe bleue de la Figure III.24e).

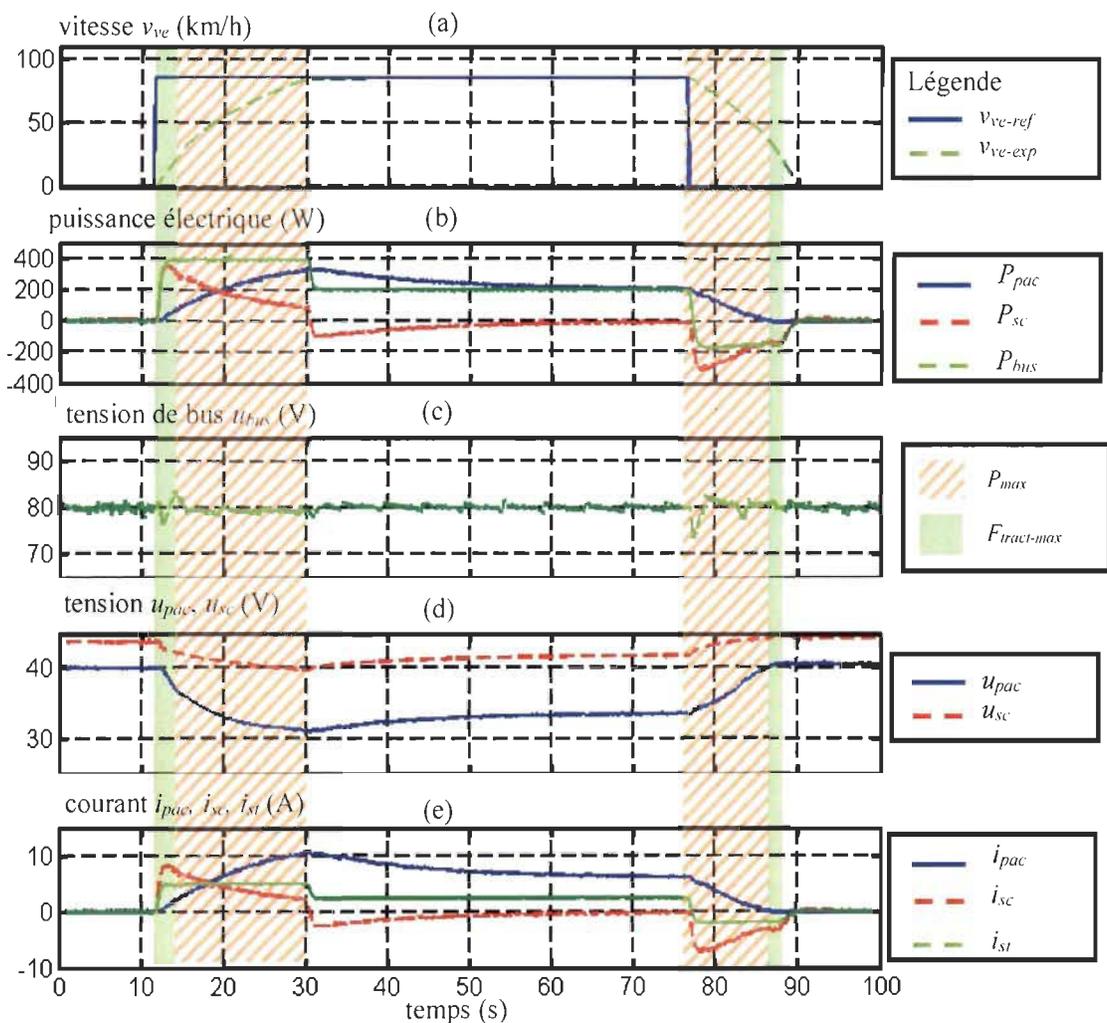


Figure III.24 Émulation à échelle réduite du sous-système PàC/SC commandé par inversion, consigne d'échelon de vitesse (échelle 1/40)

Le choix de l'échelle 1/40^{ème} est ici justifié. En effet, les courants sont limités à 20 A par les fusibles, il n'aurait par exemple pas été possible d'effectuer le même test à une échelle 1/20^{ème} sur cette plateforme. Outre le choix de l'échelle, ce sont les saturations de puissance et de force de traction qui permettent de ne pas atteindre les limites de courants des fusibles. Si ces saturations n'avaient pas été mises en place, la boucle de vitesse aurait tenté d'atteindre la consigne de vitesse pour passer de 0 à 85 km/h en 1 s (voir Tableau III-1). Évidemment, les courants d'appel requis auraient dépassé les limites de fonctionnement ce qui aurait fait fondre les fusibles. Ainsi, les saturations apportent des non-linéarités au système. Celles-ci ont été correctement considérées par la commande par Backstepping pour aboutir à une commande saturée intrinsèquement stable. La commande aurait été instable si les saturations n'avaient pas été considérées (voir Annexe I).

Dans un cadre plus général, les cycles WLTC de classe 2 et réel sont considérés. Une attention particulière est portée sur la distribution des puissances (Figure III.25) et sur la régulation de la tension de bus (Figure III.26). De la même façon que pour la simulation, la commande gère efficacement l'énergie pour maintenir constant la tension de bus u_{bus} à 80 V. Toutefois, cette tension est plus bruitée qu'en simulation parce que le système réel fait face à des perturbations, par exemple à des bruits de mesure, qui ne sont pas considérés en simulation. Les puissances de traction atteignent 400 W, ce qui correspond à la valeur limite de puissance de traction (15 kW), en tenant compte de la réduction d'échelle de 1/40^{ème} et des pertes du modèle statique de la MAS.

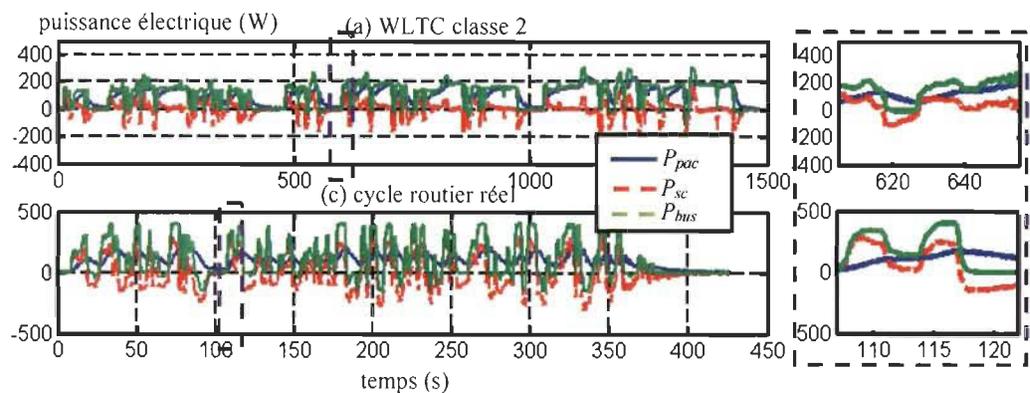


Figure III.25 Transits des puissances de l'ESS (échelle 1/40)

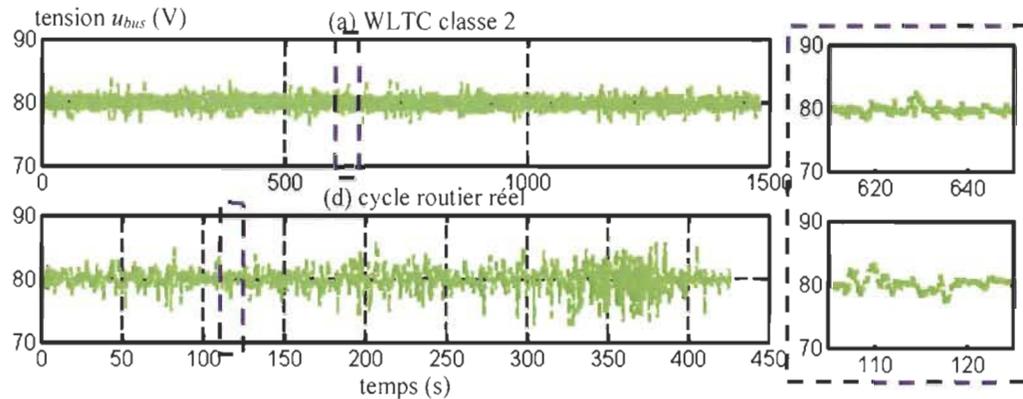


Figure III.26 Tensions de bus (échelle 1/40)

L'intérêt de l'architecture PàC/SC est ici présenté expérimentalement : la PàC fournit une puissance positive lissée tandis que le SC fournit la dynamique nécessaire à la traction du véhicule tout en récupérant l'énergie de freinage. La PàC subit alors un stress modéré grâce aux limitations des forces, des puissances et des gradients de courant qui la traverse. Le montage expérimental et les tests proposés valident finalement la portabilité en temps réel de la commande par inversion et la cohérence des résultats proposés.

III.3.c Discussion

Les résultats de simulation et d'expérimentation ont démontré que l'application de la commande par inversion est 1) réalisable en temps réel et 2) possède de bonnes performances de suivi (en vitesse et en tension). La stabilité est quant à elle démontrée intrinsèquement par les théories de Lyapunov et par la mise en place des correcteurs issus du Backstepping. Le lecteur intéressé trouvera le développement complet de la commande du système PàC/SC par Backstepping dans [Dépature 16b]. La stabilité de la commande saturée a également été vérifiée par la simulation en fin de l'Annexe I. Aussi, il est possible de se demander si les performances du système auraient été les mêmes si l'anticipation de la référence n'avait pas été prise en compte, c'est-à-dire si l'inversion des éléments d'accumulation avait utilisé de simples correcteurs PI. En d'autres mots, cela revient à comparer les performances des commandes déduites du Backstepping, suivant les règles d'inversion combinées établies §III.2.c, et les performances de la SMC issue de l'inversion de la REM, avec correcteurs PI et un antiwindup pour le correcteur de vitesse.

Ainsi, la Figure III.27 compare les performances de régulation expérimentale de la tension du bus de tension u_{bus} , suivant la commande utilisée et en fonction de plusieurs cycles de vitesses. Les performances de suivi sont assez proches. Toutefois, la commande par SMC qui utilise de simples correcteurs PI (courbes rouges) montre des oscillations de tension plus importantes, notamment dans certaines phases où la dynamique des flux de puissances est importante (zones encadrées mauves de la Figure III.27). Ici, le système émulé a été correctement dimensionné, le contrôle des boucles respecte également les constantes de temps du système parce qu'une expertise du système a été construite au cours de la thèse. Il est donc logique (et même préférable) que les deux commandes possèdent des performances globales similaires. Dans un cas moins favorable, par exemple où les boucles énergétiques possèderaient des constantes de temps proches, en cas de dégradation ou de défaut, la commande par inversion issue de la combinaison de la REM et du Backstepping se démarquera davantage d'une commande qui utilise de simples correcteurs (un cas de figure où les constantes de temps sont proche est simulé en Annexe E). La commande par inversion proposée dans cette thèse est robuste et intrinsèquement stable (voir Annexes H et I).

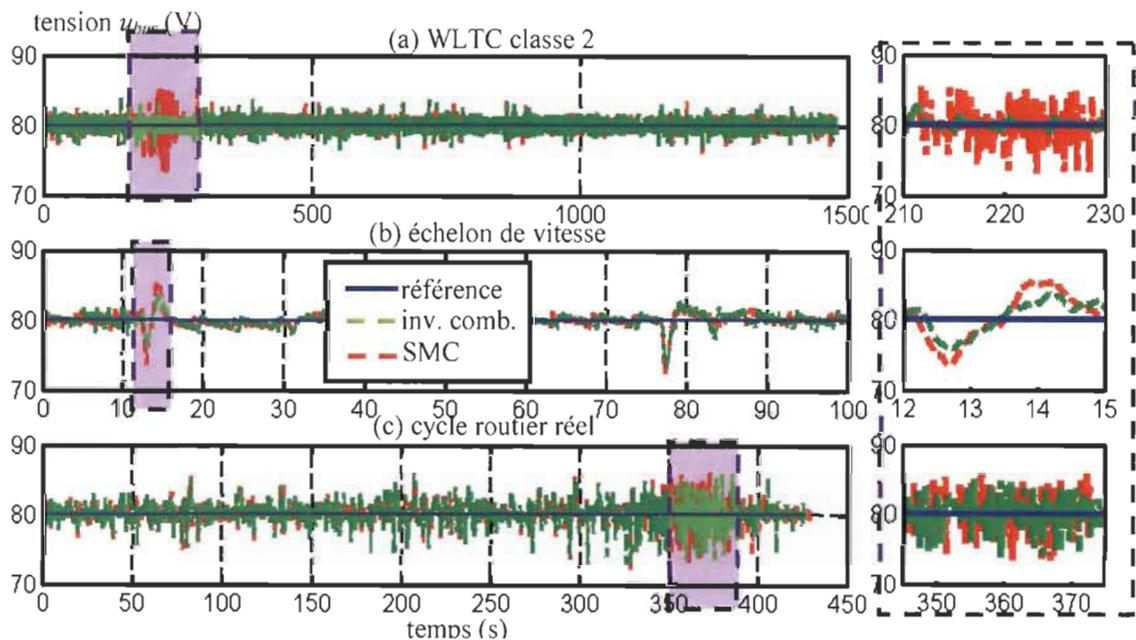


Figure III.27 Tensions de bus pour l'émulation à échelle réduite du sous-système PàC/SC commandé par inversion (échelle 1/40)

III.4 Conclusion

Le fonctionnement du véhicule PàC/SC est organisé par les interactions de ses organes. Les non-linéarités, les limitations physiques et les couplages énergétiques rendent complexe la définition d'une commande à la fois stable et capable de répartir les flux de puissance.

Pour ce faire, les apports mutuels de la REM et du Backstepping ont été développés en début de ce chapitre. L'intégration du Backstepping dans la REM lui apporte l'assurance d'une stabilité intrinsèque démontrée par les théorèmes de Lyapunov-Barbălat et de meilleures performances, notamment en termes de suivi et de robustesse. Les principes de la REM permettent quant à eux de structurer et d'organiser le développement et la mise en place de la commande par Backstepping. Un des apports de ce chapitre est également que la répartition des puissances au sein des couplages peut être gérée par Backstepping à l'aide des règles d'inversion de la REM.

Fort de ces apports, une procédure de commande par inversion a été proposée par la combinaison des commandes par inversion de la REM et du Backstepping. Cette procédure garde les étapes d'inversion de la REM mais n'autorise pas le libre choix des correcteurs. En effet, la démonstration de stabilité requiert le choix d'une fonction candidate de Lyapunov dont la convergence est démontrée pour des classes de contrôleurs qui sont difficiles à identifier (la procédure ne débute pas avec le correcteur, mais se termine par le choix d'un correcteur avec une structure stabilisante). Il existe de très nombreuses possibilités. Ainsi, les éléments d'accumulation du système étudié sont inversés de façon indirecte à l'aide de correcteurs P ou PI et de façon directe par l'inversion de la fonction de transfert du premier ordre qui le caractérise. Ainsi, une commande par inversion du véhicule PàC/SC complet a été déterminée. Des étapes de simulation et de validation expérimentale, avec prise en compte des saturations, ont démontré les performances de la commande par inversion proposée dans cette thèse. Les couplages énergétiques et les non-linéarités du véhicule PàC/SC sont alors correctement pris en compte par la commande dans des conditions réelles d'utilisation. En effet, les résultats montrent que la commande par inversion proposée possède de bonnes performances de suivi tandis que sa stabilité est

démontrée par les théorèmes de Lyapunov-Barbălat. Les puissances de PàC et de SC sont également bien distribuées en temps réel.

Conclusion générale

Les commandes classiques appliquées aux véhicules électriques à Pile à Combustible (PàC) et SuperCondensateurs (SC) démontrent de façon indépendante de bonnes performances en termes de stabilité, de gestion de l'énergie ou d'application en temps réel. Toutefois, elles ne garantissent pas ces trois critères en même temps. Dans ce cadre, l'objectif de la thèse est de concevoir une commande par inversion d'un véhicule PàC/SC dont la stabilité est démontrée de façon intrinsèque tout en assurant une répartition des puissances en temps réel. La commande par inversion de la REM et la commande par Backstepping ont été utilisées afin d'aboutir à une méthode de commande par inversion conjointe.

Le chapitre I a détaillé le concept du véhicule électrique à PàC. Les dynamiques de puissance élevées requises pour la traction nécessitent de coupler la PàC à un système de stockage d'énergie secondaire. Plusieurs hybridations ont été présentées. Le couplage de la PàC avec un banc de SC, associé à une stratégie de gestion énergétique par filtrage, a finalement été retenu dans l'objectif d'améliorer la durée de vie du système, de récupérer l'énergie de freinage et d'atteindre des puissances de traction élevées. Cependant, la commande du véhicule PàC/SC doit considérer les contraintes liées à l'association de ses organes, comme les couplages et les comportements non-linéaires, qui peuvent affecter la stabilité du système. La REM et le Backstepping ont alors été identifiés comme des formalismes de commande qui peuvent répondre au cahier des charges de la thèse. Ainsi, la REM permet de structurer une commande par inversion de façon systématique. Toutefois, son formalisme laisse libre le choix du correcteur, ce qui ne permet pas de garantir la stabilité d'un système non-linéaire complexe comme le véhicule à PàC/SC. Une étude *a posteriori* est donc nécessaire. La commande par Backstepping assure, quant à elle, la stabilité de larges classes de systèmes non-linéaires mais ne fournit pas de solutions pour distribuer l'énergie des systèmes couplés. Ainsi, la thèse s'inscrit dans la continuité des

travaux du Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance de Lille (L2EP) sur la REM. La commande par Backstepping nécessite les compétences du Groupe de Recherche en Électronique industrielle (GREI) de l'Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR). La thèse s'inscrit donc dans le cadre d'une cotutelle franco-québécoise. Ses travaux s'articulent autour de la plateforme expérimentale « électricité et Véhicules » (eV) et le véhicule commercial Tazzari Zero du L2EP. La thèse rentre, de plus, dans le cadre du réseau national français MEGEVH (Modélisation Énergétique et Gestion d'Énergie des Véhicules Hybrides et électriques).

Le chapitre II a permis de comparer les commandes déduites de l'inversion de la REM et du Backstepping adaptatif, appliquées à la traction de la Tazzari Zero qui est équipée d'une Machine ASynchrone (MAS). Dans les deux cas, des représentations causales ont été nécessaires à leur développement. Une représentation énergétique de la traction a été utilisée pour déduire une commande par inversion de la REM et une représentation d'état pour la commande par Backstepping adaptatif. En termes de structure, la commande par Backstepping de la traction est identique à celle de la commande par inversion de la REM. Toutefois, elle demande un type de correcteur spécifique, composé d'un correcteur Proportionnel Intégral (PI) et d'une commande en boucle ouverte, basée sur l'inverse des modèles du système. En ce qui concerne la stabilité, la commande déduite de la REM passe par la linéarisation du modèle, qui vérifie la stabilité locale autour d'un point d'équilibre choisi. La stabilité de la commande déduite du Backstepping est quant à elle intrinsèque, c'est-à-dire qu'elle est démontrée dès la conception de la commande. Une simulation et une validation expérimentale HIL, à pleine échelle, ont finalement validé les qualités et la portabilité en temps réel des commandes développées, dans des conditions de fonctionnement proches des contraintes réelles. À l'issue de ce chapitre, des points similaires entre la REM et le Backstepping ont été mis en avant.

Le chapitre III a tout d'abord énuméré les apports mutuels de la REM et du Backstepping. En limitant l'étude aux modèles continus utilisés, l'intégration du Backstepping dans la REM lui apporte ainsi l'assurance d'une stabilité intrinsèque démontrée par les théorèmes de Lyapunov-Barbālat et de bonnes performances, notamment en termes de robustesse. Les principes de la REM permettent quant à eux de structurer et d'organiser le développement et la mise en place de la commande par Backstepping et de

gérer les couplages énergétiques. Une procédure combinée de commande par inversion a ensuite été proposée par la combinaison des commandes par inversion de la REM et du Backstepping. Cette procédure conserve les étapes d'inversion de la REM mais fixe le choix des correcteurs via le Backstepping. Ainsi, les éléments qui stockent de l'énergie sont inversés de façon indirecte à l'aide de correcteurs P ou PI et de façon directe par l'inversion de la fonction de transfert qui la caractérise. Cette approche combinée assure alors une stabilité intrinsèque à la REM et apporte une solution pour la gestion des couplages de la commande par Backstepping. Une commande par inversion du véhicule PàC/SC complet a ensuite été déterminée. Des étapes de simulation et de validation expérimentales, avec prise en compte des saturations, ont validé la portabilité en temps réel de la commande proposée par inversion combinée.

Les travaux présentés dans cette thèse se sont démarqués sur trois points.

- Ils ont montré que le formalisme de la REM peut organiser une structure de commande stable d'un système énergétique sensible suivant certaines règles d'inversion. En effet, c'est en comparant, puis en combinant la REM au Backstepping que des règles d'inversion combinées ont été proposées et appliquées au véhicule PàC/SC complet. La méthode conjointe impose la structure des blocs correcteurs là où leurs contenus restent à la discrétion du concepteur de la commande pour la REM seule.

- Le Backstepping en lui-même ne définit pas méthode pour définir les performances de la commande développées (temps de réponse, dépassement, etc.). Une méthode a été développée pour la synthèse de ses correcteurs, basée sur la décomposition des boucles, et d'une méthode par placement de pôles. La répartition des puissances au sein des couplages peut également être gérée par Backstepping à l'aide des règles d'inversion de la REM. Cette thèse présente une validation expérimentale en temps réel de la commande et de la gestion énergétique par Backstepping adaptatif, via l'approche par inversion combinée, d'un système énergétique couplé.

- Finalement, au même titre que la REM, la commande par inversion combinée développée dans cette thèse peut s'appliquer à d'autres systèmes comme l'éolien ou des systèmes multi-machine, puisqu'elle se base sur la causalité.

La conception d'une commande par inversion systématique et intrinsèquement stable d'un véhicule couplé PàC/SC a été réalisée dans cette thèse. Les perspectives de recherches sont essentiellement liées aux nouvelles questions apportées par ce travail, et notamment en terme de formalisme de commande. À court terme, les règles d'inversion proposées pourraient être incorporées au formalisme REM. Il suffit pour cela d'émettre des conditions sur la structure des correcteurs en fonction d'objectifs.

À moyen ou long terme, la méthode de synthèse des paramètres de commande pourrait être optimisée. En effet, la procédure de commande par Backstepping donne des restrictions sur la valeur des paramètres des correcteurs. En généralisant, on arrive à des restrictions du type c et $\Gamma > 0$. Les fonctions de transfert entrée-sortie des sous-systèmes commandés sont unitaires. Ainsi, si la trajectoire d'entrée est continue et différentiable un certain nombre de fois, alors un suivi de consigne sans erreur est théoriquement possible. Cependant, si ces conditions ne sont pas satisfaites, le comportement dynamique sera lié aux modes du système qui se caractérisent par les racines de l'équation caractéristique avant simplification avec les zéros. Le positionnement des pôles, amené par la méthode de synthèse proposée dans cette thèse, est ainsi important. L'autre élément que le Backstepping ne compense pas est l'effet de tout écart sur la mesure des perturbations, et l'effet des perturbations ni mesurées ni estimées. Encore une fois, dans ce cas, le choix des modes est important, ainsi que les relations obtenues entre ces entrées de perturbation et la sortie. De meilleures performances peuvent être obtenues en ne considérant pas seulement les modes, mais en considérant également l'effet des zéros. Il s'agit alors d'établir des critères qui pénalisent les sorties ou les erreurs en fonction des différentes entrées de perturbation, incluant la consigne qui ne respecte par toutes les conditions de dérivabilité. On se retrouverait alors devant un problème d'optimisation où la fonction de coût devrait être pensée en fonction de l'importance relative des erreurs associées aux différentes incertitudes ou entrées de perturbation.

Il pourrait également être intéressant de prendre en compte les saturations dans l'élaboration des règles d'inversion. Dans cette thèse, les limites de fonctionnement de la traction ont été prises en compte. Une commande stable qui tient compte des saturations mécaniques du véhicule a ainsi été développée à l'aide du Backstepping adaptatif. Les développements apportés par la thèse sont encore préliminaires mais prometteurs. Cette

démarche pourrait alors être poursuivie afin d'aboutir à des règles de conceptions de commande saturée grâce à la REM. Ces règles pourraient alors être appliquées à des systèmes énergétiques redondants (applications militaires par exemple), hybrides ou même pour la prise en compte de défauts ou de dégradation des systèmes.

L'application des règles combinées d'inversion à des systèmes qui possèdent moins de variables de réglage que de sorties à maîtriser, pourrait être étudiée. Il peut s'agir par exemple de deux machines alimentées par la même tension et que l'on souhaite contrôler différemment pour des raisons économiques. Un compromis au sein de la commande doit alors utiliser des critères de pondération.

Enfin, l'amélioration des performances du véhicule électrique hybride à PàC peut être étudiée. Cette perspective a été entamée par MEGEVH. Il est envisageable d'intégrer une batterie pour aboutir à un véhicule PàC/SC/Batt ou de remplacer le banc de SC par les batteries. Des couplages avec gestions optimales [Castaings 16a] ou qui incorporent d'autres stratégies que le filtrage proposé dans cette thèse peuvent être développés pour réduire au maximum les coûts d'utilisation.

Annexe A – Commandes par inversion de la REM et du Backstepping adaptatif d'une MCC

Exemple d'étude - Un exemple de système électromécanique simple est considéré afin de présenter les méthodes de commande par inversion de la REM et du Backstepping adaptatif. Une source d'alimentation continue parfaite alimente une Machine à Courant Continu (MCC) à aimants permanents par l'intermédiaire d'un hacheur réversible supposé parfait (Figure A.1). Le flux généré par les aimants est supposé constant. La MCC entraîne un arbre mécanique relié à une charge quelconque avec pour couple résistant C_{res} . Le Tableau A-1 regroupe les modèles mathématiques du système étudié (voir la liste des symboles pour la signification des termes).

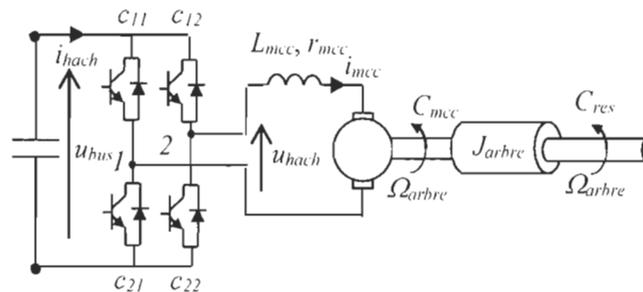


Figure A.1 Système électromécanique considéré

Commande par inversion de la REM

1. La première étape de structuration de la commande est de définir la REM du système électromécanique (partie haute de la Figure A.2) à partir des modèles établis Tableau A-1. Le système est alors organisé en pictogrammes connectés suivant le principe d'action-réaction (voir §I.2.c). Le bus de tension continu et la charge mécanique sont considérés comme des éléments de source énergétiques (pictogrammes ovales verts de la Figure A.2) Le hacheur est un élément de conversion mono-domaine décrit par un carré orange. La partie électromécanique de la MCC effectue une transformation multi-domaine

(cercle orange). Enfin, l'enroulement d'induit et l'arbre mécanique sont des éléments d'accumulation décrits par des rectangles orange barrés. Ils imposent le courant i_{mcc} et la vitesse de rotation de l'arbre Ω_{arbre} comme variables énergétiques.

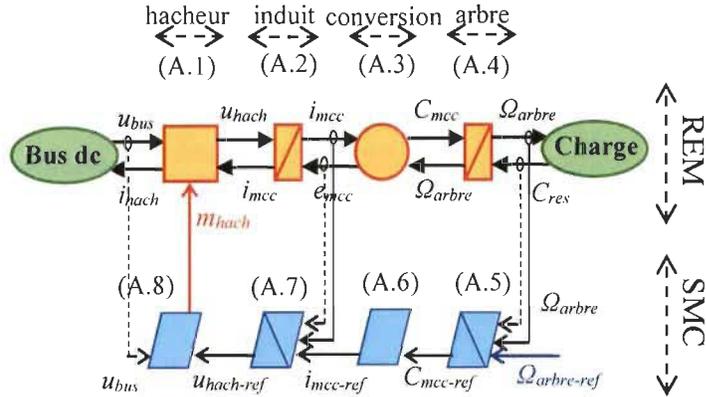


Figure A.2 REM du système électromécanique considéré et sa structure maximale de commande

Tableau A-1 Modèle du système électromécanique considéré

Hacheur	$\begin{cases} u_{hach} = m_{hach} u_{bus} \\ i_{hach} = m_{hach} i_{mcc} \end{cases}$
Enroulement de l'induit	$u_{hach} - e_{mcc} = L_{mcc} \frac{d}{dt} i_{mcc} + r_{mcc}$
Conversion électromécanique	$\begin{cases} e_{mcc} = k_{mcc} \Omega_{arbre} \\ C_{mcc} = k_{mcc} i_{mcc} \end{cases}$
Arbre mécanique	$C_{mcc} - C_{res} = J_{arbre} \frac{d}{dt} \Omega_{arbre}$

2. La seconde étape consiste à déterminer les objectifs de la commande. Ici, l'objectif est d'assurer que l'arbre suive sa référence de vitesse $\Omega_{arbre-ref}$. La chaîne de réglage, qui lie les entrées de réglage aux variables énergétiques à contrôler, est ensuite identifiée. Une chaîne de réglage est déduite de la REM de la traction (Figure A.3a). Elle relie la variable de réglages m_{hach} à la variable énergétique à contrôler Ω_{arbre} .

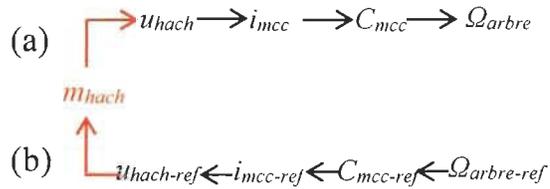


Figure A.3 (a) Chaîne de réglage et (b) chaîne de commande du système électromécanique considéré

3. Dans une quatrième étape, la chaîne de réglage est inversée pour obtenir la chaîne de commande. La variable de sortie à contrôler Ω_{arbre} devient alors une entrée de commande de référence $\Omega_{arbre-ref}$ (Figure A.3b).

4. Finalement, sous l'hypothèse où toutes les variables sont mesurables et que toutes les opérations sont inversibles, la Structure Maximale de Commande (SMC) est construite en suivant la chaîne de commande et en inversant les éléments de la REM.

L'arbre mécanique est représenté par un élément qui accumule de l'énergie cinétique. Son inversion est donc indirecte. Sa commande est alors réalisée en boucle fermée (pictogramme barré bleu). À partir de la vitesse désirée $\Omega_{arbre-ref}$, de la vitesse mesurée $\Omega_{arbre-mes}$ et de la compensation du couple résistant mesuré $C_{res-mes}$, l'expression du couple de référence $C_{mcc-ref}$ est déduite de (A.5) tel que :

$$C_{mcc-ref} = C_{\Omega}(t)(\Omega_{arbre-ref} - \Omega_{arbre-mes}) + C_{res-mes} \quad (A.5)$$

où $C_{\Omega}(t)$ est un correcteur. Aucune règle ne spécifie le type de correcteur à utiliser, celui-ci peut être de type Proportionnel (P), Proportionnel Intégral (PI), ou autre.

Le modèle de la conversion électromécanique (A.3) est inversé de façon directe (parallélogramme bleu) pour déduire le courant de référence $i_{mcc-ref}$ du couple $C_{mcc-ref}$:

$$i_{mcc-ref} = \frac{1}{k_{mcc}} C_{mcc-ref} \quad (A.6)$$

(A.2) définit une accumulation d'énergie au sein de l'enroulement d'induit. Un correcteur $C_i(t)$ est alors utilisé pour définir de façon indirecte $u_{hach-ref}$ en fonction de $i_{mcc-ref}$:

$$u_{hach-ref} = C_i(t)(i_{mcc-ref} - i_{mcc-mes}) + e_{mcc-mes} \quad (A.7)$$

Finalement, la relation (A.1), qui modélise le hacheur, est directement inversée tel que :

$$m_{hach-ref} = \frac{u_{hach-ref}}{u_{bus-mes}} \quad (A.8)$$

Deux correcteurs asservissent les boucles de vitesse Ω_{arbre} et de courant i_{mcc} . En théorie, cinq capteurs (pour les variables Ω_{arbre} , C_{res} , i_{mcc} , e_{mcc} et u_{bus}) sont nécessaires à la commande. En pratique, toutes les variables ne sont pas mesurables et certaines mesures sont facultatives (en fonction de la synthèse des correcteurs), comme celles utilisées pour la compensation du couple résistant C_{res} ou de la FEM e_{mcc} . Toutefois, la mesure des variables énergétiques est indispensable pour pouvoir refermer les boucles des correcteurs.

Commande par Backstepping adaptatif - Les modèles décrits par le Tableau A-1 ne sont valables que sous l'hypothèse où les paramètres du système sont connus et invariant. Les perturbations doivent également être clairement identifiées. Une représentation d'état du système électromécanique est proposée dans ce sens. Celle-ci organise le modèle du système en fonction des constantes de temps des sous-systèmes qui le composent, de ses variables d'état Ω_{arbre} et i_{mcc} , de commande m_{hach} , d'entrées u_{bus} et C_{res} et de sorties locales Ω_{arbre} et i_{mcc} . Elle prend également en compte l'ensemble des inconnus qui régissent le système θ_1 et θ_2 (Figure A.4 et (A.9)). Notons qu'avec cette représentation, les inconnus sont tous groupés, englobant une partie constante et éventuellement des termes dynamiques. La loi de commande devrait permettre d'estimer et de compenser la partie constante et les parties qui varient avec une dynamique lente.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Omega_{arbre} = \frac{k_{mcc} i_{mcc}}{J_{arbre}} - \frac{C_{res}}{J_{arbre}} + \theta_1 \\ \frac{d}{dt} i_{mcc} = \frac{m_{hach} u_{bus}}{L_{mcc}} - \frac{e_{mcc}}{L_{mcc}} - \frac{r_{mcc} i_{mcc}}{L_{mcc}} + \theta_2 \end{array} \right., \text{ donc } \left\{ \begin{array}{l} \Omega_{arbre} = G_{1-mcc} (k_{mcc} i_{mcc} - C_{res} + J_{arbre} \theta_1) \\ i_{mcc} = G_{2-mcc} (m_{hach} u_{bus} - e_{mcc} + L_{mcc} \theta_2) \end{array} \right. \quad (A.9)$$

$$\text{avec } G_{1-mcc} = \frac{1}{J_{arbre} s} \text{ et } G_{2-mcc} = \frac{1/r_{mcc}}{1 + (L_{mcc}/r_{mcc})s}.$$

1. Arbre mécanique-conversion électromécanique - Le sous-système dont la constante de temps est la plus lente est considéré. L'objectif est de déduire une loi de commande locale pour contrôler la vitesse Ω_{arbre} via le courant i_{mcc} . La référence de vitesse $\Omega_{arbre-ref}$ provient d'un cycle de vitesse de référence quelconque.

L'erreur e_1 est définie en respect avec les critères de Lyapunov-Barbălat (1.14) :

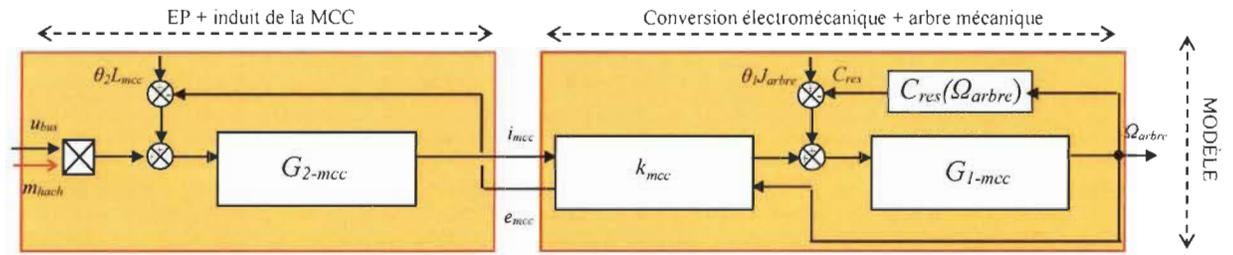


Figure A.4 Structure du modèle du système électromécanique considéré

$$\begin{cases} e_1 = \Omega_{arbre-ref} - \Omega_{arbre} \\ \frac{d}{dt} e_1 = \frac{d}{dt} \Omega_{arbre-ref} - \frac{d}{dt} \Omega_{arbre} \end{cases} \quad (A.10)$$

$$\text{donc } \frac{d}{dt} e_1 = \frac{d}{dt} \Omega_{arbre-ref} - \frac{k_{mcc} i_{mcc}}{J_{arbre}} + \frac{C_{res}}{J_{arbre}} - \theta_1 \quad (A.11)$$

La variable de commande locale $i_{mcc-ref}$ est introduite :

$$e_2 = i_{mcc-ref} - i_{mcc} \quad (A.12)$$

$$\frac{d}{dt} e_1 = \frac{d}{dt} \Omega_{arbre-ref} - \frac{k_{mcc} (i_{mcc-ref} - e_2)}{J_{arbre}} + \frac{C_{res}}{J_{arbre}} - \theta_1 \quad (A.13)$$

θ_1 étant inconnu, son estimation $\hat{\theta}_1$ est introduite de telle sorte que :

$$\Delta\theta_1 = \theta_1 - \hat{\theta}_1 \quad (A.14)$$

Ainsi, sous l'hypothèse où les variations de θ_1 sont lentes, la fonction candidate de Lyapunov V_1 et sa dérivée sont définies par (Figure A.5a) :

$$\begin{cases} V_1 = \frac{1}{2} J_{arbre} e_1^2 + \frac{1}{2} \Delta\theta_1 \Gamma_1^{-1} \Delta\theta_1 \\ \frac{d}{dt} V_1 = J_{arbre} e_1 \frac{d}{dt} e_1 - \Delta\theta_1 \Gamma_1^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 \end{cases} \quad (A.15)$$

où Γ_1 est une constante positive qui sera calculée lors d'une étape de synthèse. Elle représente le « gain adaptatif » du sous-système contrôlé [Krstic 96]. On obtient alors :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}V_1 = e_1 & \left(J_{arbre} \frac{d}{dt} \Omega_{arbre-ref} - k_{mcc} i_{mcc-ref} + C_{res} - J_{arbre} \hat{\theta}_1 \right) \\ & + k_{mcc} e_1 e_2 - J_{arbre} e_1 \Delta\theta_1 - \Delta\theta_1 \Gamma_1^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 \end{aligned} \quad (\text{A.16})$$

Le signe de dV_1/dt est souhaité négatif pour imposer la stabilité de Lyapunov (Figure A.5a). Dans un premier temps, un terme $c_1 e_1$, avec $c_1 \geq 0$ est introduit :

$$-c_1 e_1 = J_{arbre} \frac{d}{dt} \Omega_{arbre-ref} - k_{mcc} i_{mcc-ref} + C_{res} - J_{arbre} \hat{\theta}_1 \quad (\text{A.17})$$

$$\text{et donc } i_{mcc-ref} = \left(c_1 e_1 + J_{arbre} \frac{d}{dt} \Omega_{arbre-ref} + C_{res} - J_{arbre} \hat{\theta}_1 \right) / k_{mcc} \quad (\text{A.18})$$

$i_{mcc-ref}$ est fonction de c_1 , de $\hat{\theta}_1$, et des équations qui modélisent l'arbre (A.4) et la conversion électromécanique de la MCC (A.3) (Figure A.5b).

À cette étape, il est nécessaire de déterminer $\hat{\theta}_1$. Avec (A.17), (A.16) est développée :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}V_1 &= -c_1 e_1^2 + k_{mcc} e_1 e_2 - J_{arbre} e_1 \Delta\theta_1 - \Delta\theta_1 \Gamma_1^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 \\ &= -c_1 e_1^2 + k_{mcc} e_1 e_2 - J_{arbre} e_1 \Gamma_1 \Gamma_1^{-1} \Delta\theta_1 - \Delta\theta_1 \Gamma_1^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 \\ &= -c_1 e_1^2 + k_{mcc} e_1 e_2 - \Gamma_1^{-1} \Delta\theta_1 \left(J_{arbre} e_1 \Gamma_1 + \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 \right) \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

Le signe de dV_1/dt est souhaité négatif, pour cela, la solution la plus directe est de rendre la partie $\Gamma_1^{-1} \Delta\theta_1 \left(J_{arbre} e_1 \Gamma_1 + \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 \right)$ nulle. Aussi, la contribution du terme qui est fonction de $e_1 e_2$ est pour le moment supposée négligeable. Les conditions qui satisfont cette hypothèse seront traitées à la fin de la procédure.

$$\text{Donc } J_{arbre} e_1 \Gamma_1 + \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 = 0, \text{ et donc } J_{arbre} e_1 \Gamma_1 = -\frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 \quad (\text{A.20})$$

$$\text{Ainsi, l'estimation du terme inconnu vaut } \hat{\theta}_1 = -\int J_{arbre} e_1 \Gamma_1 dt \text{ (Figure A.5c).} \quad (\text{A.21})$$

2. Électronique de puissance + induit - Une loi de commande locale est déduite pour le contrôle du courant i_{mcc} par le rapport de modulation m_{hach} . La référence de courant $i_{mcc-ref}$ provient de la boucle de commande amont suivant (A.18) (Figure A.6a). L'erreur e_2 est définie en respect avec les critères de Lyapunov-Barbălat :

$$\begin{cases} e_2 = i_{mcc-ref} - i_{mcc} \\ \frac{d}{dt} e_2 = \frac{d}{dt} i_{mcc-ref} - \frac{d}{dt} i_{mcc} \end{cases} \quad (\text{A.22})$$

$$\frac{d}{dt} e_2 = \frac{d}{dt} i_{mcc-ref} - \frac{m_{hach} u_{bus}}{L_{mcc}} + \frac{r_{mcc}}{L_{mcc}} i_{mcc} + \frac{e_{mcc}}{L_{mcc}} - \theta_2 \quad (\text{A.23})$$

V_2 est posé de la façon suivante :

$$\begin{cases} V_2 = \frac{1}{2} L_{mcc} e_2^2 + \frac{1}{2} \Delta\theta_2 \Gamma_2^{-1} \Delta\theta_2 + V_1 \\ \frac{d}{dt} V_2 = L_{mcc} e_2 \frac{d}{dt} e_2 - \Delta\theta_2 \Gamma_2^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_2 + \frac{d}{dt} V_1 \end{cases} \quad (\text{A.24})$$

où Γ_2 est un vecteur positif et $\Delta\theta_2 = \theta_2 - \hat{\theta}_2$, dV_2/dt devient :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} V_2 = e_2 \left(L_{mcc} \frac{d}{dt} i_{mcc-ref} - m_{hach} u_{bus} + r_{mcc} i_{mcc-ref} - r_{mcc} e_2 + e_{mcc} - L_{mcc} \hat{\theta}_2 \right) \\ - L_{mcc} \Delta\theta_2 - \Delta\theta_2 \Gamma_2^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_2 + \frac{d}{dt} V_1 \end{aligned} \quad (\text{A.25})$$

Un coefficient c_2 positif est introduit pour imposer la stabilité de Lyapunov tel que :

$$\frac{d}{dt} V_2 = -c_1 e_1^2 - c_2 e_2^2 + k_{mcc} e_1 e_2 \quad (\text{A.26})$$

De la même façon que pour la boucle précédente, la loi de commande locale est déduite (Figure A.6b) :

$$m_{hach} = \frac{1}{u_{bus}} \left((c_2 - r_{mcc}) e_2 + r_{mcc} i_{mcc-ref} + L_{mcc} \frac{d}{dt} i_{mcc-ref} + e_{mcc} - L_{mcc} \hat{\theta}_2 \right) \quad (\text{A.27})$$

$$\text{avec } \hat{\theta}_2 = -\int e_2 L_{mcc} \Gamma_2 dt \quad (\text{Figure A.6c}). \quad (\text{A.28})$$

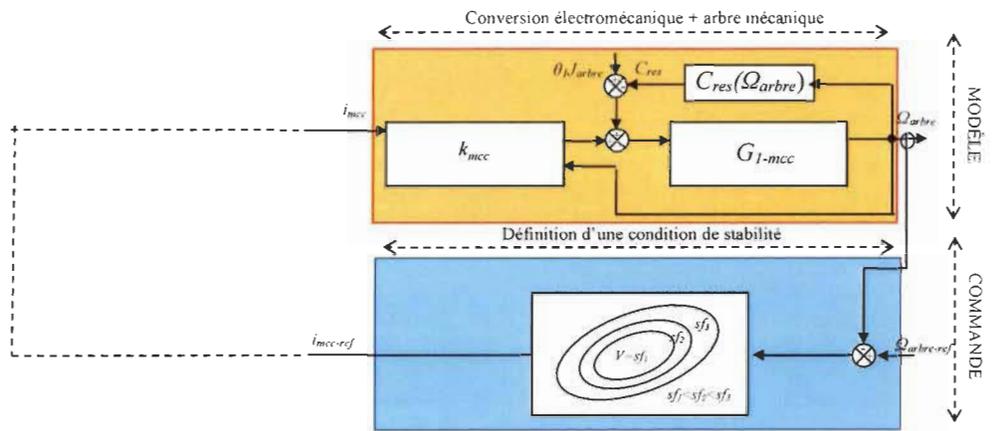
3. Conditions de stabilité - Le système électromécanique global est stable au sens de Lyapunov si la fonction candidate $dV_2 / dt \leq 0$. Or, d'après (A.26) :

$$\frac{d}{dt} V_2 = -[e_1 \quad e_2] A \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.29})$$

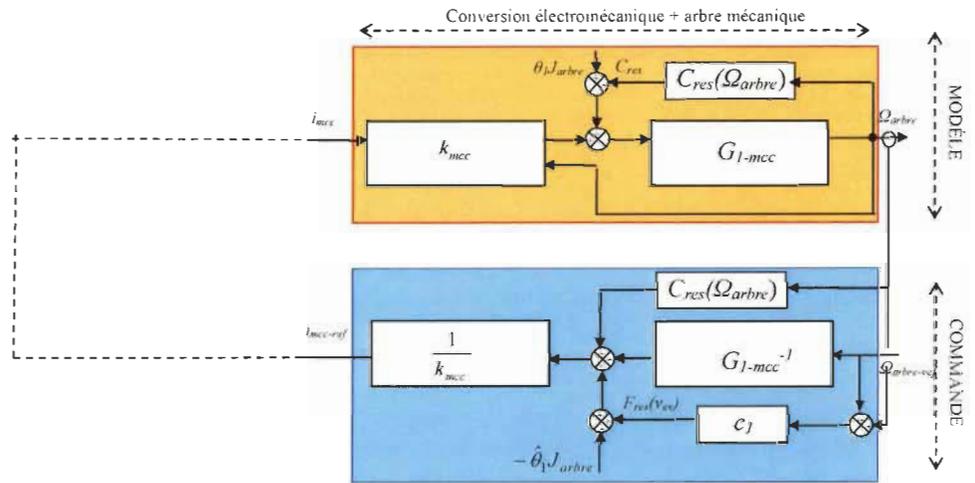
$$\text{avec } A = \begin{bmatrix} c_1 & -k_{mcc}/2 \\ -k_{mcc}/2 & c_2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.30})$$

Remarquons que A est une matrice symétrique (c'est une matrice carrée égale à sa transposée). $dV_2/dt \leq 0$ si A est une matrice positive et donc, d'après le critère de Sylvester [Horn 13], si les déterminants des matrices $(a_{i,j})_{1 \leq i,j \leq k}$, pour k compris entre 1 et 2, sont positifs, c'est-à-dire si :

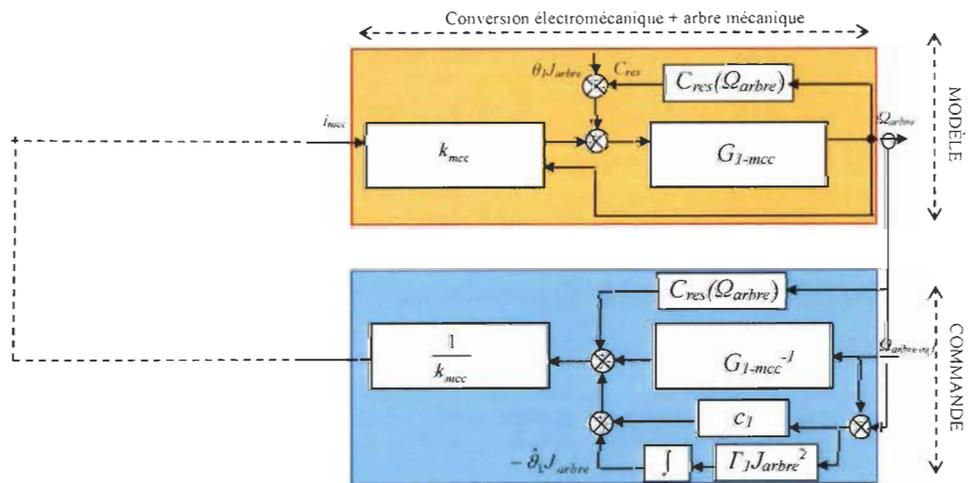
$$\begin{cases} c_1 > 0 \\ c_2 > 0 \\ c_1 c_2 > \frac{1}{4} k_{mcc}^2 \end{cases} \quad (\text{A.31})$$



(a) Étape 1.1 - Définition d'une fonction stabilisatrice pour la boucle

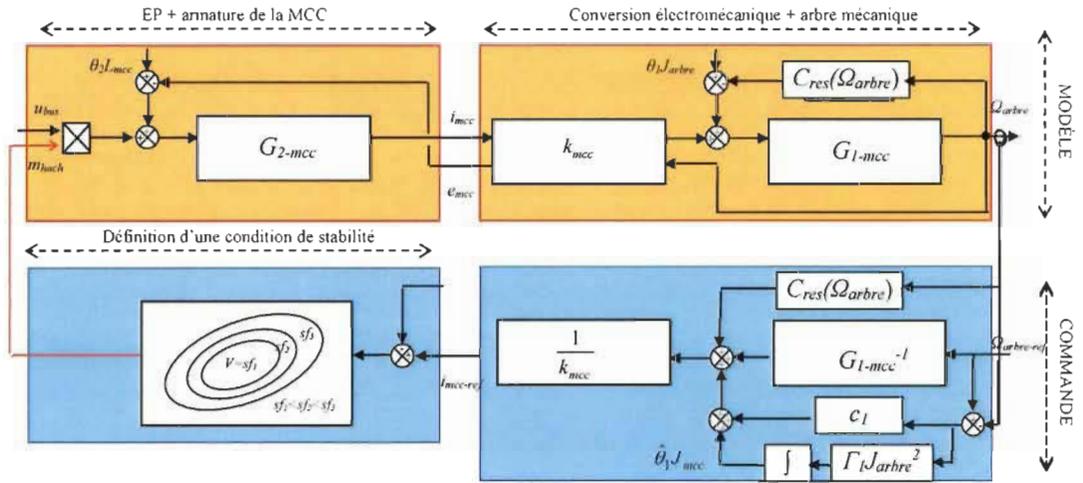


(b) Étape 1.2 - Première loi de commande fictive sans estimation des inconnus θ_1

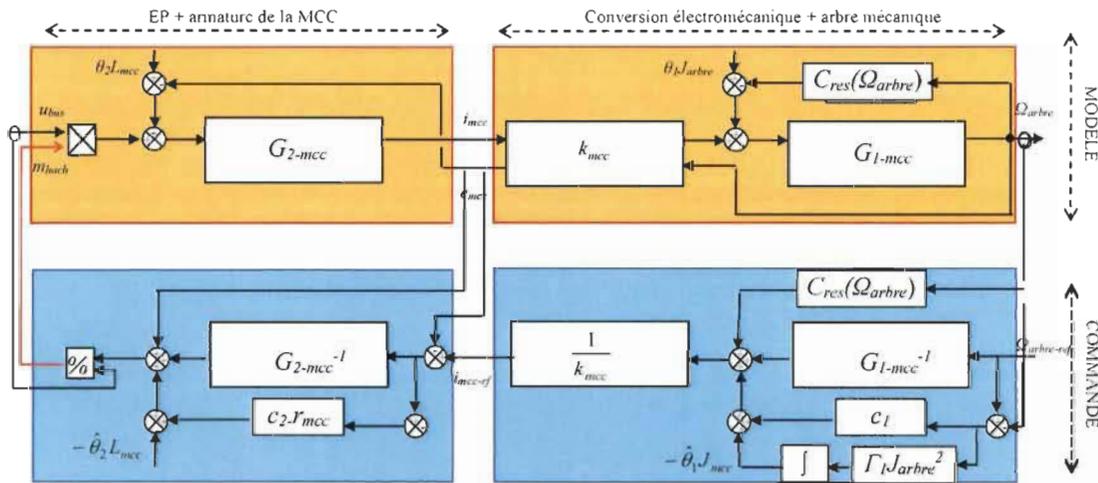


(c) Étape 1.3 - Première loi de commande fictive avec estimation des inconnus θ_1

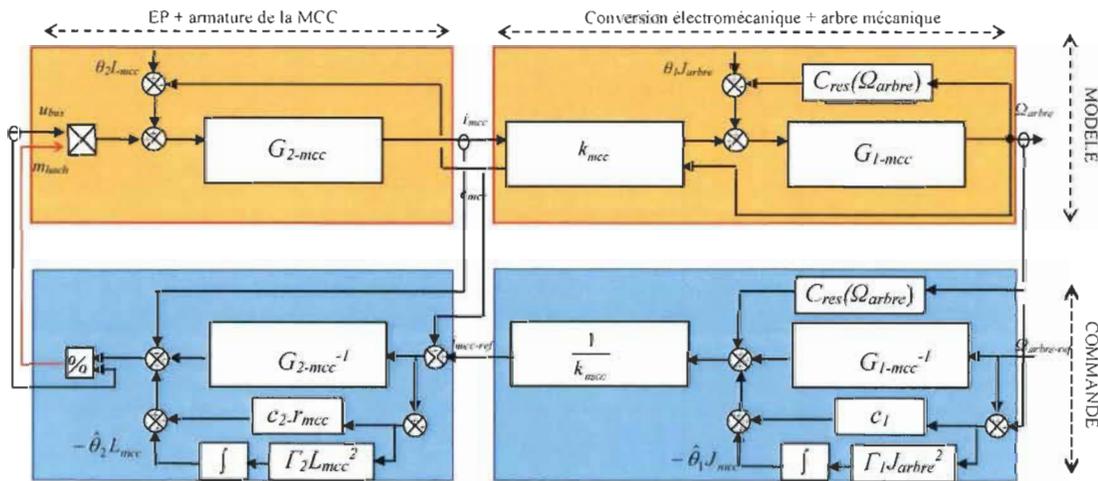
Figure A.5 Structuration de la commande par Backstepping adaptatif de la boucle externe



(a) Etape 2.1 - Définition d'une fonction stabilisatrice pour la boucle interne



(b) Etape 2.2 - Première loi de commande fictive sans estimation des inconnus θ_1



(c) Etape 2.3 - Première loi de commande fictive avec estimation des inconnus θ_1

Figure A.6 Structuration de la commande par Backstepping adaptatif du système électromécanique considéré

Annexe B – Dimensionnement du condensateur et des bobines

Dimensionner le condensateur de bus continu C_{bus} et les bobines de lissage L_{pac} et L_{sc} du véhicule PàC/SC revient à dimensionner les composants des hacheurs élévateurs qui lient la PàC et le SC au bus de tension continu. Le schéma électrique équivalent du système est présenté Figure B.7. La structure des hacheurs élévateurs se compose des bobines L_{pac} et L_{sc} , de transistors IGBT et de diodes. Ici, les tensions u_{pac} et u_{sc} des sources sont supposées continues et constantes, les composants sont parfaits et le sous-système de traction est vu comme une résistance fixe $R_{tract}=266\text{ m}\Omega$ (correspond à une charge $P_{max}=24\text{ kW}$). Pour l'étude de dimensionnement, nous faisons l'hypothèse que le système fonctionne en conduction continue. Même s'ils ne sont pas soumis aux mêmes contraintes dynamiques, les hacheurs de la PàC et du SC possèdent ici les mêmes performances parce que les flux de

puissance qui les traversent sont similaires. L'étude peut alors porter sur un seul hacheur.

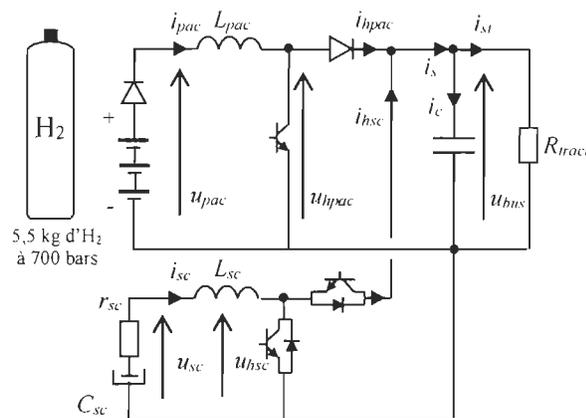


Figure B.7 Structure du système de stockage étudié

Bobines de lissage - Le hacheur élévateur de la PàC est considéré. Celui-ci converti la tension de PàC u_{pac} en tension plus élevée, il s'agit de la tension de bus u_{bus} . Deux phases de fonctionnement sont à distinguer : la phase active et la phase de roue libre.

Durant la phase active, l'IGBT est fermé au temps $t=0$ pendant une durée αT , avec α le rapport cyclique compris entre 0 et 1, et T la période de découpage du convertisseur. La tension de la bobine est alors égale à u_{pac} et le courant i_{pac} qui la traverse vaut :

$$i_{pac} = \frac{u_{pac}}{L_{pac}} t + i_{pac-min} \quad (B.32)$$

avec $i_{pac-min}$ la valeur initial du courant en début de phase active.

La phase de roue libre voit l'IGBT s'ouvrir pendant que la diode conduit de l'instant $t=\alpha T$ à T . Le courant i_{pac} peut alors s'exprimer tel que :

$$i_{pac} = \frac{u_{pac} - u_{bus}}{L_{pac}} (t - \alpha T) + i_{pac-max} \quad (B.33)$$

avec $i_{pac-max}$ la valeur initial du courant en début de phase de roue libre. Aussi, la valeur moyenne de la tension de sortie du hacheur $\langle u_{bus} \rangle$ peut être considérée comme égale à sa valeur instantanée et s'exprime en fonction de u_{pac} et de α .

$$u_{bus} = \langle u_{bus} \rangle = \frac{u_{pac}}{(1 - \alpha)} \quad (B.34)$$

Au temps $t=\alpha T$, l'ondulation du courant $\Delta i_{pac} = i_{pac-max} - i_{pac-min}$ peut s'exprimer en fonction des relations (B.32), (B.33) et (B. 34) et est maximale lorsque $\alpha=0,5$. Il est alors possible de déterminer la valeur d'inductance L_{pac} de façon à ne pas dépasser une certaine ondulation de courant :

$$L_{pac} = L_{sc} \geq \frac{u_{bus} T}{4 \Delta i_{pac}} \quad (B.35)$$

La résistance interne de la bobine est choisie de façon à respecter la constante de temps en boucle ouverte $\tau_{Lpac} = 50$ ms. Les constantes de temps électriques des sources sont alors au moins 20 fois plus petites que les constantes de temps mécaniques du véhicule. Ainsi, $r_{pac} = L_{pac} / \tau_{Lpac}$.

Condensateur de bus - La tension de bus u_{bus} peut être exprimée en fonction du courant de traction i_{st} supposé constant à l'échelle de la période de découpage :

$$u_{bus} = -\frac{i_{st}}{C_{bus}} t + u_{bus-max} \text{ pour } 0 \leq t \leq \alpha T \text{ car } i_c = -i_{st} \quad (\text{B.36})$$

$$u_{bus} = u_{bus-min} = -\frac{i_{st}}{C_{bus}} \alpha T + u_{bus-max} \text{ à } t = \alpha T$$

avec $u_{bus-min}$ et $u_{bus-max}$ les valeurs minimales et maximales de la tension. Ainsi, l'ondulation de la tension du bus continu Δu_{bus} peut s'écrire :

$$\Delta u_{bus} = \frac{i_{st}}{C_{bus}} \alpha T = \frac{u_{bus}}{R_{tract} C_{bus}} \alpha T \quad (\text{B.37})$$

La valeur minimale du condensateur de bus C_{bus} respecte alors la condition :

$$C_{bus} \geq \frac{u_{bus}}{R_{tract} \Delta u_{bus}} T, \text{ pour } \alpha=1 \quad (\text{B.38})$$

Annexe C – Représentation d'état du sous-système de traction linéarisé

L'analyse de stabilité d'un système par des outils linéaires nécessite de définir la représentation d'état du système étudié. Une représentation d'état matricielle du sous-système de traction du véhicule PàC commandé par inversion de la REM est proposée dans cette annexe. Pour ce faire, la partie « onduleur-transformation de Park » n'est pas considérée parce que la tension de bus est supposée régulée, les FEM parfaitement compensées et $V_{sd,q-ref} = V_{sd,q}$. Ici, nous supposons que la MAS de traction fonctionne à flux constant ϕ_{rd-nom} . Le modèle du système est alors linéarisé autour de ce point de fonctionnement.

La commande en boucle fermée du système est régie par les équations :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{sX} = (V_{sX} - e_{sX}) \frac{K_Y}{\tau_Y} - i_{sX} \frac{1}{\tau_Y} \\ \frac{d}{dt} (V_{sX} - e_{sX}) = \frac{d}{dt} i_{sX-ref} k_{pY} + i_{sX-ref} k_{iY} - \frac{d}{dt} i_{sX} k_{pY} - i_{sX} k_{iY} \end{cases}, \text{ avec } X \in [d, q] \text{ et } Y \in [3, 4] \quad (C.39)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \phi_{rd} = \frac{M_{sr}}{\tau_2} i_{sd} - \phi_{rd} \frac{1}{\tau_2} \\ \frac{d}{dt} i_{sd-ref} = \frac{d}{dt} \phi_{rd-ref} k_{p2} + \phi_{rd-ref} k_{i2} - \frac{d}{dt} \phi_{rd} k_{p2} - \phi_{rd} k_{i2} \end{cases} \quad (C.40)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} v_{ve} = \frac{1}{M_{tot}} \left(\frac{k_g p M_{sr} \phi_{rd-nom}}{R_{roue} L_r} i_{sq} + F_f - F_{res} \right) \\ \frac{d}{dt} C_{mas-ref} = \frac{R_{roue}}{k_g} \left(\frac{d}{dt} v_{ve-ref} k_{p1} + v_{ve-ref} k_{i1} - \frac{d}{dt} v_{ve} k_{p1} - v_{ve} k_{i1} \right) \end{cases} \quad (C.41)$$

Il est alors possible de combiner (C.39), (C.40) et (C.41) pour obtenir la représentation d'état (2.83) de §II.4.a.

Annexe D – Commandes par inversion de la REM et par Backstepping d'un système simple

La plupart des systèmes SISO (Single Input / Single Output) peuvent être réduits en un système d'équations différentielles du premier ordre, dont les fonctions de transfert se présentent sous la forme $P(s) = K/(1+\tau s)$ [Levine 96] [Ogata 02]. Un sous-système énergétique générique peut donc être défini tel que :

$$\text{dans le domaine temporel : } \frac{d}{dt} y_1 = (K(u - y_2) - y_1) \frac{1}{\tau} \quad (\text{E.42})$$

$$\text{et, dans le domaine de Laplace : } y_1 = (u - y_2) P_1(s) \text{ avec } P_1(s) = \frac{K}{1 + \tau s}. \quad (\text{E.43})$$

avec τ la constante de temps du sous-système, K son le gain statique, u la variable de réglage, y_1 la sortie et y_2 une perturbation. Une REM du sous-système est proposée (Figure D.8b). Elle se caractérise par la variable énergétique de sortie y_1 qui s'accumule dans le sous-système à commander, et les entrées u et y_2 .

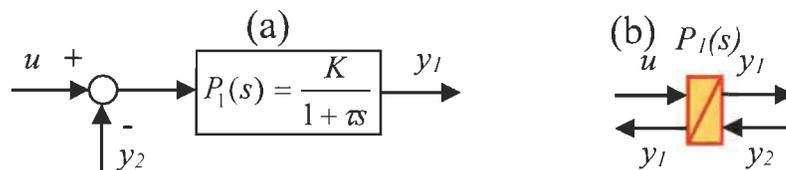


Figure D.8 (a) Représentation par schéma bloc et (b) REM d'un sous-système énergétique générique

Dans un premier temps, la commande du sous-système du premier ordre est construite par inversion de la REM, suivant les règles établies §I.2.c (Figure D.9). Un correcteur Proportionnel Intégral (PI) $C_I(s)$ est choisi pour contrôler la boucle de sortie y_1 , de la même façon que pour la commande vectorielle de la MAS de traction. Ainsi, sous l'hypothèse où toutes les variables sont mesurables, deux capteurs sont nécessaires à sa réalisation ($y_{1\text{-mes}}$ et $y_{2\text{-mes}}$). La structure du correcteur général R_{IREM} est (Figure D.9) :

$$R_{1REM}(s) = C_1(s)(y_{1-ref} - y_{1-mes}) + y_{2-mes} \quad (E.44)$$

$$\text{avec } C_1(s) = \frac{k_{p1}s + k_{i1}}{s} \quad (E.45)$$

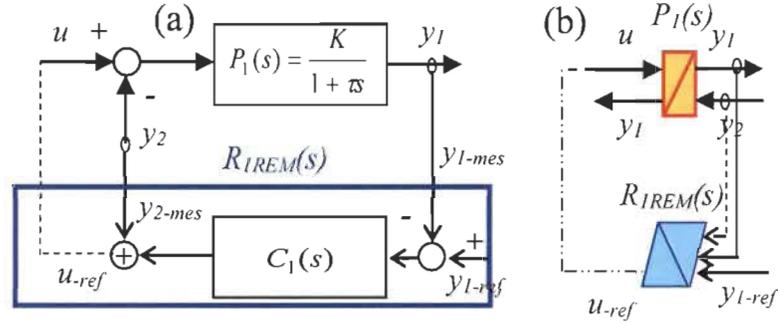


Figure D.9 Structure de commande par inversion indirecte issue de la REM. (a) représentation par schémas de blocs, (b) REM

La dépendance entre la variable indépendante de référence y_{1-ref} et la variable dépendante de sortie y_1 est définie par la fonction de transfert en boucle fermée T_{IREM} :

$$T_{IREM}(s) = \frac{y_1}{y_{1-ref}} = \frac{C_1 P_1}{1 + C_1 P_1} = \frac{\frac{k_{p1}}{k_{i1}} s + 1}{\frac{\tau}{Kk_{i1}} s^2 + \left(\frac{Kk_{p1} + 1}{Kk_{i1}}\right) s + 1} = \frac{\frac{Kk_{p1}}{\tau} s + \frac{Kk_{i1}}{\tau}}{s^2 + \left(\frac{Kk_{p1} + 1}{\tau}\right) s + \frac{Kk_{i1}}{\tau}} \quad (E.46)$$

Une seconde commande par inversion du système énergétique est déduite des règles du Backstepping adaptatif. Ainsi, d'après les conclusions du chapitre II, la loi de commande déduite de la commande par Backstepping adaptatif R_{1back} (E.50) complète le correcteur $R_{1REM}(s)$ avec une inversion directe \hat{P}_1^{-1} basée sur l'estimation des paramètres du modèle :

$$R_{1back}(s) = C_1(s)(y_{1-ref} - y_{1-mes}) + y_{2-mes} + \hat{P}_1^{-1} y_{1-ref} = R_{1REM}(s) + \hat{P}_1^{-1} y_{1-ref} \quad (E.47)$$

La fonction de transfert en boucle fermée T_{1back} est :

$$T_{1back}(s) = \frac{y_1}{y_{1-ref}} = \frac{P_1 \hat{P}_1^{-1} + C_1 P_1}{1 + C_1 P_1} = \frac{(\hat{\tau} / \hat{K}) s^2 + (k_{p1} + 1 / \hat{K}) s + k_{i1}}{(\tau / K) s^2 + (k_{p1} + 1 / K) s + k_{i1}} \quad (E.48)$$

avec \hat{K} et $\hat{\tau}$ les valeurs estimées de K et τ .

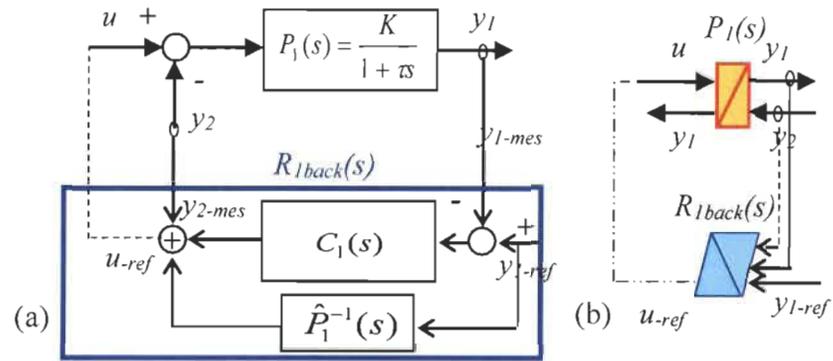


Figure D.10 Commande par inversion directe et indirecte issu de la commande par Backstepping adaptatif. (a) représentation par schémas blocs, (b) REM

Annexe E – Stabilité d’un système multi-boucles commandé par inversion

On s’intéresse dans cette partie à un système énergétique constitué de plusieurs sous-systèmes énergétiques en interconnexion. En effet, les commandes déduites de l’inversion de la REM et du Backstepping donnent toutes les deux des structures de commande en cascade. L’objectif est d’analyser la stabilité de la commande de ce type de système en fonction des constantes de temps qui les séparent, et du coefficient d’amortissement choisi pour la synthèse. Dans le cas de la MAS de traction du véhicule PàC/SC étudié, il peut par exemple s’agir de l’étude de la connexion entre les inductances statoriques et l’enroulement magnétique. Ici, nous décidons de généraliser l’étude. Les gains K des fonctions de transfert du premier ordre sont considérés comme unitaires. Cette hypothèse permettra d’alléger les calculs et les analyses de stabilité.

Soit un système constitué de deux boucles imbriquées telles que :

$$y_2 = (y_1 - y_3)P_2(s) \text{ avec } P_2(s) = \frac{1}{1 + k_2\tau s} \quad (\text{F.49})$$

$$y_1 = (u - y_2)P_1(s) \text{ avec } P_1(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{F.50})$$

avec $k_2 \geq 1$ un coefficient de constante de temps de la boucle externe (la plus lente). Le système est contrôlé en boucle fermée par les correcteurs $R_1(s)$ et $R_2(s)$ (Figure E.11).

La structure des correcteurs est de la forme de (E.47), ou (E.50), suivant la commande choisie (inversion de la REM ou Backstepping adaptatif). La synthèse des paramètres de $C_1(s)$ et $C_2(s)$ est effectuée par la méthode de placement de pôles décrite §II.3 avec, pour chaque boucle, le temps de réponse $t_{r1} = \tau/3$ et $t_{r2} = k_2\tau/3$.

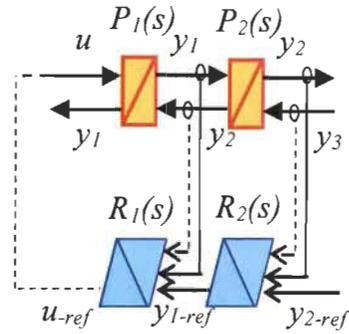


Figure E.11 REM et commande d'un système énergétique constitué de deux boucles imbriquées

On s'intéresse désormais à la stabilité du système contrôlé en boucle fermée. La stabilité de la structure de commande déduite par Backstepping adaptatif (Figure D.10) est assurée par les théories de Lyapunov, elle n'a donc pas à être redémontrée dans cette partie. Dans le cas des commandes déduites de la REM (Figure D.9), nous choisissons d'étudier la stabilité par la représentation d'état. Ainsi, le système est stable si les valeurs propres de sa matrice d'état sont à parties réelles négatives. De cette façon, la représentation d'état du système commandé par inversion de la REM est la suivante (on suppose une compensation parfaite des perturbations y_2 et y_3) :

$$\text{soit } \begin{cases} y_2 = y_1 \left(\frac{1}{1 + k_2 s} \right) \\ y_1 = u \left(\frac{1}{1 + s} \right) \\ (y_{1-ref} - y_1) \left(\frac{k_{p1}s + k_{i1}}{s} \right) = u \\ (y_{2-ref} - y_2) \left(\frac{k_{p2}s + k_{i2}}{s} \right) = y_{1-ref} \end{cases} \quad (\text{F.51})$$

$$\text{on en déduit } \begin{cases} \begin{pmatrix} \frac{d}{dt} y_2 \\ \frac{d}{dt} y_1 \\ \frac{d}{dt} u \\ \frac{d}{dt} y_{1-ref} \end{pmatrix} = A_2 \begin{pmatrix} y_2 \\ y_1 \\ u \\ y_{1-ref} \end{pmatrix} + B_2 \begin{pmatrix} y_{2-ref} \\ \frac{d}{dt} y_{2-ref} \end{pmatrix} \\ y_2 = C_2 \begin{pmatrix} y_2 \\ y_1 \\ u \\ y_{1-ref} \end{pmatrix} + D_2 \begin{pmatrix} y_{2-ref} \\ \frac{d}{dt} y_{2-ref} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (\text{F.52})$$

$$\text{avec } A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{k_2\tau} & \frac{1}{k_2\tau} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\tau} & \frac{1}{\tau} & 0 \\ \frac{k_{p1}k_{p2}}{k_2\tau} - k_{p1}k_{i2} & -\frac{k_{p1}k_{p2}}{k_2\tau} + \frac{k_{p1}}{\tau} - k_{i1} & -\frac{k_{p1}}{\tau} & k_{i1} \\ \frac{k_{p2}}{k_2\tau} - k_{i2} & -\frac{k_{p2}}{k_2\tau} & 0 & 0 \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ k_{i2}k_{p1} & k_{p1}k_{p2} \\ k_{i2} & k_{p2} \end{bmatrix}, C_2 = [1 \ 0 \ 0 \ 0] \text{ et } D_2 = [0 \ 0].$$

Suivant le critère de stabilité de Routh-Hurwitz, le système est stable si les racines de l'équation $\det|sI - A_2| = 0$ sont négatives [Rohrs 93b], avec I une matrice identité.

La stabilité du système commandé par inversion de la REM par correcteurs PI est donc fonction du coefficient de constante de temps de la boucle externe k_2 et des paramètres des correcteurs $k_{p1,2}$ et $k_{i1,2}$. La Figure E.12 définit les conditions de stabilité du système en fonction des constantes de temps qui séparent $P_1(s)$ et $P_2(s)$ et du coefficient d'amortissement ξ choisi pour la synthèse des paramètres. Ces conditions caractéristiques ont été obtenues suivant une méthode récursive qui varient des jeux de paramètres k_2 et ξ , pour $\tau = 1$, puis calcule les racines de l'équation $\det|sI - A_2| = 0$ pour conclure sur la stabilité.

Plusieurs cas de figure sont identifiés :

- $\xi \geq 0,7$: le système est stable pour toutes les valeurs de k_2 . La boucle externe peut posséder la même constante de temps que la boucle interne ;
- $0,3 \leq \xi < 0,7$: le système est stable si la boucle la plus lente respecte certaines conditions (frontière entre les zones rouges et vertes). Un coefficient $k_2 \geq 2$ assure la stabilité ;
- $0,3 < \xi$: le système est instable quelles que soient les constantes de temps.

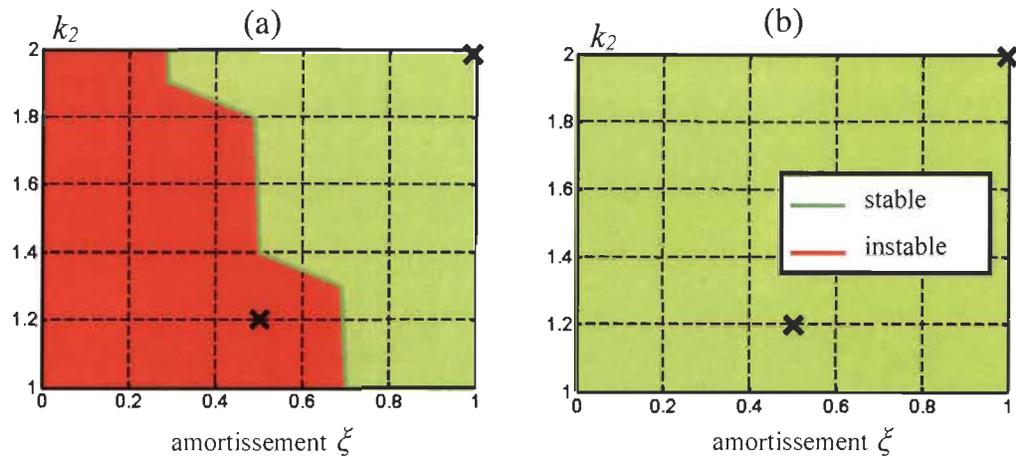


Figure E.12 Stabilité d'un système de deux boucles commandées (a) par inversion de la REM et (b) par Backstepping adaptatif, pour $\tau = 1$

En complément, une étude temporelle des réponses du système commandé par Backstepping et par inversion de la REM est proposée pour différentes combinaisons de k_2 et ζ (croix noires de la Figure E.12). La référence y_{2-ref} choisie est alors soit un échelon, pour étudier le comportement en régime transitoire et permanent, soit une sinusoïde pour étudier le comportement en régime dynamique. Ainsi, le système est effectivement stable lorsque $k_2 = 2$ (boucle externe deux fois plus lente que la boucle interne) et $\zeta = 1$ (Figure E.13). Les dépassements et les temps de réponse sont similaires pour les deux commandes malgré quelques différences en régime transitoire (Figure E.13a). Les performances de la commande déduite par Backstepping sont toutefois meilleures en haute fréquence (Figure E.13b). Le déphasage est nul tandis que le gain est proche de 1.

Le système commandé par inversion de la REM est instable lorsque $k_2 = 1,2$ et $\zeta = 0,5$ (Figure E.14). La réponse indicielle oscille de façon croissante (Figure E.14a). Le système contrôlé par Backstepping est stable et connaît quant à lui un extremum avant d'atteindre $\pm 5\%$ de sa valeur finale. Les performances de la commande par Backstepping ne sont pas altérées en hautes fréquences (Figure E.14b).

La stabilité d'un système multi boucle commandé par inversion indirecte est donc tributaire de ses constantes de temps et des performances choisies pour la synthèse de ses correcteurs. Un découplage des modes doit alors être effectué (le dimensionnement d'un système énergétique bouclé est donc une étape importante). Une commande issue de la méthode du Backstepping assure la stabilité systématique du système (Figure E.12).

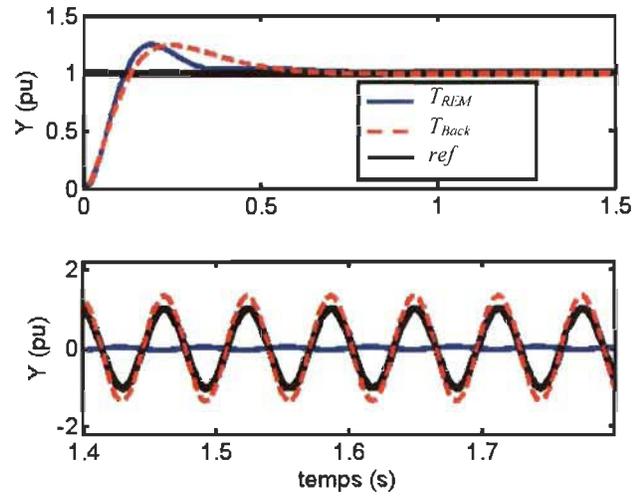


Figure E.13 Analyse temporelle pour $\tau=1$, $t_{r1}=1/3s$, $t_{r2}=2/3s$, $k_2=2$ et $\zeta=1$

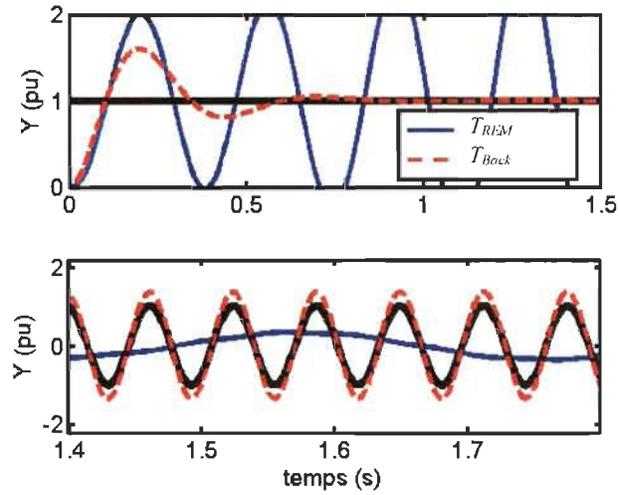


Figure E.14 Analyse temporelle pour $\tau=1$, $t_{r1}=1/3s$, $t_{r2}=1,2/3s$, $k_2=1,2$ et $\zeta=0,5$

Annexe F – Développement de la plateforme d'émulation de la traction

Une plateforme expérimentale d'émulation à pleine échelle a été développée. Cette plateforme se compose d'un banc de machines, composée d'une MAS à cage d'écureuil de 20 kW dont le modèle a été défini §II.1.a, couplée mécaniquement à une Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) de 20 kW, d'un bus de tension continu, de convertisseurs statiques et d'un microcontrôleur dSPACE 1005 (Figure F.15).

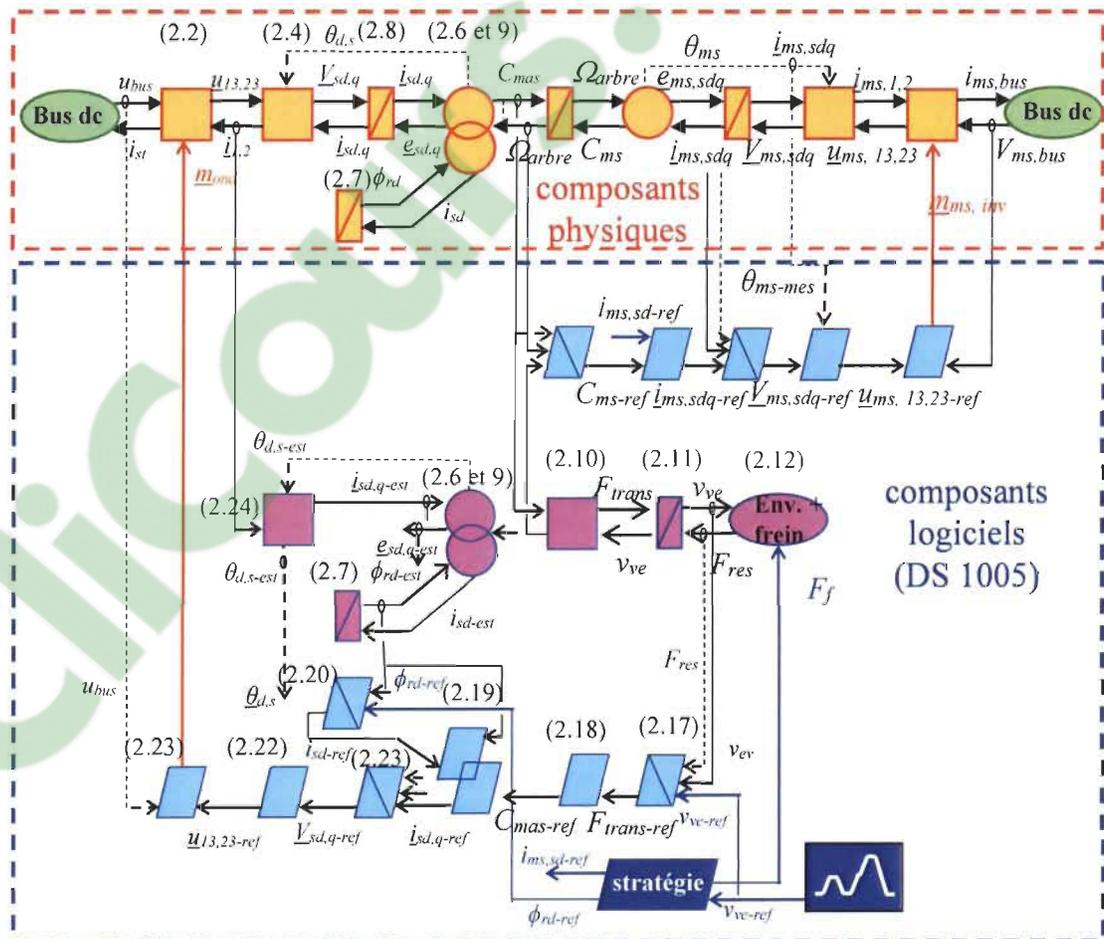


Figure F.15 SPC de l'émulation du sous-système de traction.

Couplage mécanique - Un arbre mécanique connecte la MAS à la MSAP de charge (rectangle barré orange). La MAS et la MSAP partagent donc la même vitesse de rotation $\Omega_{ms} = \Omega_{arbre}$, qui dépend de la simulation du modèle de la transmission mécanique. L'arbre mécanique commun impose sa vitesse de rotation Ω_{arbre} suivant les couples de la MAS C_{mas} et le couple de la MSAP C_{ms} tel que :

$$J_{arbre} \frac{d}{dt} \Omega_{arbre} = C_{mas} - C_{ms} - f_{arbre} \Omega_{arbre} \quad (D.53)$$

avec J_{arbre} et f_{arbre} les inerties et le coefficient de friction de l'arbre du banc de machines.

Simulation de la transmission - Les modèles de la MAS et des parties mécaniques du véhicule ont été renseignés §II.1.a. La transmission mécanique est simulée dans le microcontrôleur par les équations (2.10), (2.11) et (2.12). La mesure, ou l'estimation [Bastiaensen 08], du couple C_{mas} est imposée au modèle de la partie mécanique du VE, qui réagit en générant une vitesse de rotation de référence $\Omega_{arbre-ref}$ à la MSAP de charge. Celle-ci reproduit alors le comportement de la partie mécanique de la Tazzari Zero.

Machine Synchrone de charge - La principale différence entre la MAS et la MS et que, dans le cas de la MS, la pulsation électrique rotorique ω est identique à la pulsation statorique $\omega_{d/s}$ ($\omega = p_{ms} \Omega_{arbre}$). Le couple de la MS est déduit des courants $i_{ms, sd, q}$, la FEM est quant à elle liée à la vitesse de rotation suivant une relation électromécanique (cercle orange) :

$$\begin{cases} C_{ms} = p_{ms} i_{ms, sq} [\phi_{ap} + (L_{ms, sd} - L_{ms, sq}) i_{ms, sd}] \\ e_{ms, sd, q} = f(\phi_{ap}, i_{ms, sd, q}, \omega) \end{cases} \quad (D.54)$$

avec ϕ_{ap} le flux des aimants permanents. L'inductance d'armature accumule de l'énergie électrique (rectangle orange barré), elle génère des courants d'armature $i_{ms, sd, q}$ à partir de la FEM $e_{ms, sd, q}$ et de la tension $V_{ms, sd, q}$:

$$\underline{L}_{ms, sd, q} \frac{d}{dt} i_{ms, sd, q} = -R_s i_{ms, sd, q} + \underline{V}_{ms, sd, q} - e_{ms, sd, q} \quad (D.55)$$

La transformée de Park et l'onduleur sont finalement modélisés par les équations mono-domaines (2.4) et (2.2). Ils sont représentés par des carrés orange. Le bus de tension continu (ovale vert) alimente finalement la machine de charge.

De la même façon que pour la MAS, la commande de la MSAP est obtenue par inversion de la REM et par Backstepping adaptatif suivant les lois de commande définies Tableau II-3. Étant donné que le flux de la MSAP dépend de ses aimants, son unique entrée stratégie est sa référence de courant statorique direct $i_{ms, sd-ref}$. En effet, la part de $i_{ms, sd}$ dans la création du couple C_{ms} est négligeable. Lorsque la machine fonctionne à flux constant, le courant statorique de référence $i_{ms, sd-ref}$ est choisi nul pour réduire la valeur efficace des courants statoriques, et donc pour réduire les pertes cuivres dans le stator.

Tableau D-2 Lois de commande par Backstepping adaptatif de la commande en vitesse de la Machine Synchrones à Aimants Permanents

Sous-système	Inversion de la REM	Backstepping adaptatif
Arbre mécanique	$C_{ms-ref} = C_{mas-mes} - C_{\Omega}(s)(\Omega_{arbre-ref} - \Omega_{arbre})$	$C_{ms-ref} = C_{mas-mes} - C_{\Omega}(s)(\Omega_{arbre-ref} - \Omega_{arbre}) - f_{arbre}\Omega_{arbre-ref} - J_{arbre}\frac{d}{dt}\Omega_{arbre-ref}$
Conversion électro-mécanique	$i_{ms, sq-ref} = \frac{C_{ms}}{p_{ms}[\phi_{ap} + (L_{ms, sd} - L_{ms, sq})i_{ms, sd}]}$	
Enroulements statoriques	$\underline{V}_{ms, sd, q-ref} = C_i(s)(i_{ms, sd, q-ref} - i_{ms, sd, q-mes}) + e_{ms, sdq}$	$\underline{V}_{ms, sd, q-ref} = C_i(s)(i_{ms, sd, q-ref} - i_{ms, sd, q-mes}) + e_{ms, sdq} + L_{ms, sd, q}\frac{d}{dt}i_{ms, sd, q-ref} + R_s i_{ms, sd, q-ref}$
Trans. de Park	$\underline{u}_{ms, 13, 23-ref} = [K_{vu} \mathbf{C}]^{-1} [T(\theta_{ms-mes})]^T \underline{V}_{ms, sd, q-ref}$	
Onduleur	$\underline{m}_{ms, ond} = \frac{[K_{ond-inv}] \underline{u}_{ms, 13, 23-ref}}{V_{ms, bus-mes}}$	

où $C_{\Omega}(s) = k_{p\Omega} + k_{i\Omega}/s$ et $C_i(s) = k_{pi} + k_{ii}/s$, et avec $k_{p\Omega}$, $k_{i\Omega}$, k_{pi} et k_{ii} calculés suivant la méthode de placement de pôles décrite §II.3.

Annexe G – Modèle statique de la traction de la Tazzari Zero

Une méthode sur route, qui détermine une cartographie de rendement de la traction d'un véhicule électrique, a été développée dans [Dépature 14b]. Deux problématiques ont dû être résolues. La première est que les variables requises à l'élaboration de cette cartographie, comme le couple que fournit la machine électrique, ne sont généralement pas mesurables. La seconde est qu'il n'est pas possible d'atteindre le régime permanent.

Pour répondre aux problèmes énoncés ci-dessus, des capteurs globaux ont été implantés. Ceux-ci n'altèrent pas le fonctionnement du véhicule (mesures non-intrusives). Ainsi, les mesures de tension et de courant de batterie ont été réalisées à l'aide de capteurs dédiés. Les mesures de la vitesse de rotation et du couple de la machine électrique sont pour leur part plus problématiques. Un GPS (Système de Positionnement par Géolocalisation) peut être utilisé pour mesurer la vitesse v_{ve} et l'altitude (converti en pente α). Notons que ces mesures sont éloignées des entrées et sorties mécaniques de la motorisation électrique, Ω_{arbre} et C_{mas} .

Ainsi, la vitesse de rotation Ω_{arbre} peut être estimée à partir de la mesure de vitesse v_{ve} (Figure G.16) :

$$\Omega_{arbre-est} = \left(k_g / R_{roue} \right) v_{ve-mes} \quad (G.56)$$

Comme en général la stratégie de freinage des véhicules commerciaux est inconnue des utilisateurs, seul le mode de traction est étudié pour établir la cartographie de rendement. La cartographie est alors définie dans le premier quadrant du repère couple-vitesse de la motorisation. Dans ce mode de fonctionnement, le couple de la MAS C_{mas} peut être estimé à partir des équations (2.10), (2.11) et (2.12) et des mesures de la vitesse v_{ve} et de l'angle α .

$$C_{mas-est} = \frac{R_{roue}}{\eta_g^n k_g} \left[M_{tot} \left(\frac{dv_{ve-mes}}{dt} \right)_{est} + 0,5 \rho c_x A v_{ve-mes}^2 + M_{tot} g (\sin \alpha_{mes} + f_r) \right] \quad (G.57)$$

Cette estimation nécessite de dériver la vitesse ce qui induit des approximations. Le rendement de la motorisation électrique peut être déduit des estimations $\Omega_{arbre-est}$ et $C_{mas-est}$ et des mesures $u_{bus-mes}$ et i_{st-mes} tel que :

$$\eta_{me-est}(C_{mas-est}, \Omega_{arbre-est}) = \frac{\Omega_{arbre-est} C_{mas-est}}{u_{bus-mes} i_{st-mes}} \quad (G.58)$$

Durant la traction du véhicule, les points de fonctionnement couple-vitesse et courant-tension sont acquis de façon désordonnée et inégale. Le cycle de conduite doit alors être aussi varié que possible pour obtenir des points de fonctionnement qui recouvrent l'ensemble du quadrant couple-vitesse de la motorisation. Une méthode algorithmique hors-ligne a été proposée dans [Départure 14b] pour obtenir une cartographie de rendement complète, qui distribue de façon uniforme les informations de fonctionnement (les vecteurs de couple estimé $\underline{C}_{mas-est}$, de vitesse $\underline{\Omega}_{arbre-est}$ et le rendement résultant $\underline{\eta}_{me-est}$) suivant les étapes suivantes :

1. Arrondir les valeurs de couple et de vitesse suivant la précision désirée ;
2. Trier les données et moyenner les rendements pour les points de fonctionnement répétés ;
3. Supprimer les valeurs erronées (par exemple les rendements négatifs) ;
4. Définir les rendements manquants suivant une linéarisation linéaire ;
5. Compléter les valeurs en bordure de cartographie en imposant la dernière valeur de rendement comme extremum.

La méthode routière a été appliquée au véhicule électrique commercial Tazzari Zero. Un cycle de conduite urbain/extra-urbain a été réalisé à l'intérieur et autour de l'Université de Lille 1, en France. Le système d'acquisition embarqué y a enregistré la tension de batterie u_{bus} (Figure G.17a), le courant de batterie i_{st} (Figure G.17b), la vitesse du véhicule v_{ve} (Figure G.17c) et l'altitude (Figure G.17d). La Tazzari Zero atteint la vitesse maximum de 80 km/h (22 m/s). À partir de ces données, la vitesse de rotation et le couple sont estimés hors-ligne suivants (G.56) et (G.57). Le rendement est ensuite calculé pour chaque point d'opération en utilisant l'équation (G.58). Une première cartographie de rendement peut être construite pour les points de fonctionnement du cycle de conduite (Figure G.18a). Notons que les points de fonctionnement couvrent la majorité du quadrant couple/vitesse.

L'algorithme hors ligne de cinq étapes décrit précédemment est ensuite utilisé pour obtenir la cartographie de rendement finale (Figure G.18b). Cette cartographie peut alors être utilisée en simulation.

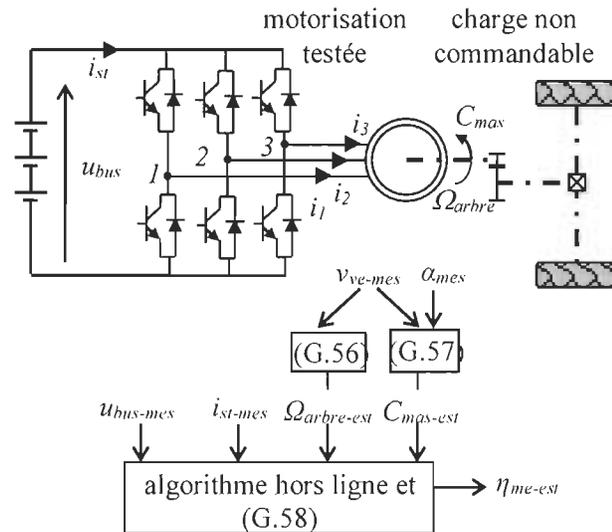


Figure G.16 Principe de la méthode routière de définition de cartographie de rendement d'une motorisation électrique

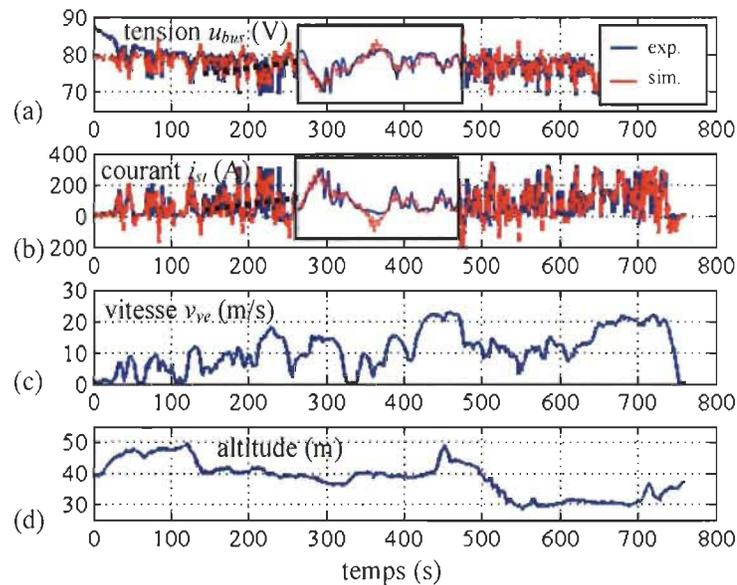


Figure G.17 Résultats pour : (a) tension de batterie u_{bus} , (b) courant de batterie i_{st} , (c) vitesse du véhicule v_{ve} et (d) altitude de la route

Comparés aux résultats expérimentaux, les résultats de simulation obtenus avec la cartographie de rendement possèdent des erreurs dynamiques (Figure G.17). L'erreur

moyenne sur le courant de traction est de 2 % sur toute la durée du cycle de conduite (Figure G.17b). Cette erreur est inférieure à 3,5 % en ce qui concerne la consommation d'énergie. Finalement, un second test sur route (Figure G.19b) a été réalisé afin de complètement valider la cartographie de rendement obtenue en Figure G.18b. Ce cycle est différent de celui utilisé pour définir la cartographie Figure G.18b. La cartographie de rendement est alors testée en simulation pour des points de fonctionnement différents. La comparaison entre les résultats expérimentaux et de simulation indique une erreur moyenne de 3 % pour le courant (Figure G.19a) et de 2,6 % pour la consommation énergétique (Figure G.19c). La bonne précision des résultats obtenus permet de valider la cartographie de rendement obtenue par la méthode routière proposée.

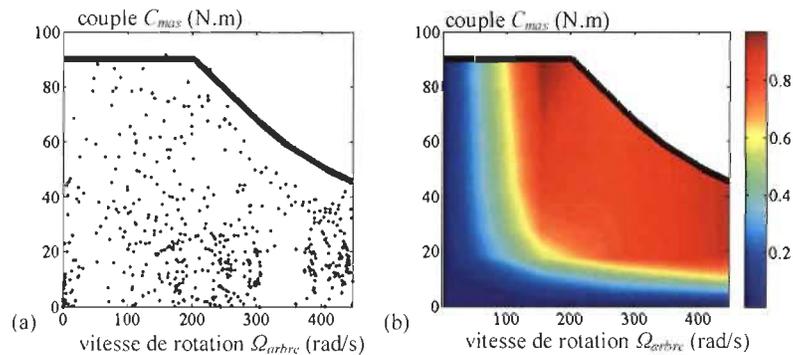


Figure G.18 Cartographie de rendement routière (couple / vitesse de rotation) : (a) points d'opérations du test routier, (b) cartographie de rendement finale après traitement algorithmique

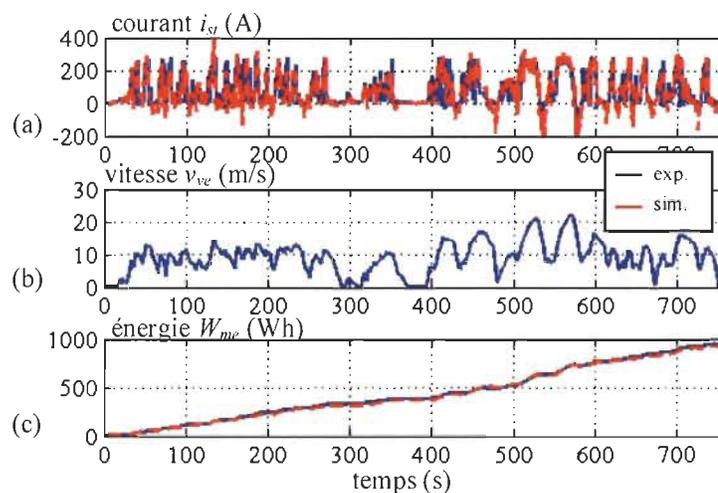


Figure G.19 Résultats de simulation avec la cartographie de rendement de la Figure G.18b et résultats expérimentaux pour un cycle de conduite différent. (a) courant i_{st} , (b) vitesse v_{ve} , (c) consommation énergétique W_{me}

Annexe H – Analyse de sensibilité des commandes d’un système simple

Deux types de sensibilités sont à considérer : la sensibilité aux variations de paramètres de modélisation et la sensibilité aux perturbations [Rohrs 93d] [Tesfaye 00] [Li 07]. En effet, les valeurs réelles des paramètres d’un système diffèrent généralement des valeurs utilisées par son modèle $P(s)$ (variation de masse, de résistance, etc.). Il est important de vérifier que les performances des commandes sont conservées quelles que soient ces modifications. Ainsi, l’impact des variations de certains paramètres peut se caractériser par une fonction de sensibilité S . De cette façon, la sensibilité d’un système en boucle fermée, caractérisé par sa fonction de transfert $T(s)$, aux variations ∂ d’un paramètre X ou d’une fonction $X(s)$, s’exprime par [Looze 96] :

$$S_{X}^T(s) = \frac{\% \text{ de changement dans la fonction de transfert}}{\% \text{ de changement dans le procédé}} = \frac{\partial T(s)}{\partial X(s)} \frac{X(s)}{T(s)} \quad (\text{H.59})$$

Aussi, il est possible d’écrire que $S_X^T(s) = S_X^{numT}(s) - S_X^{denT}$ (H.60)

avec $numT$ et $denT$ les numérateur et dénominateur de la fonction de transfert $T(s)$.

Dans le cas d’un sous-système du premier ordre $K/(1+\tau s)$ de l’Annexe D, les paramètres qui sont amenés à varier sont la constante de temps τ et le gain K de $P_I(s)$. Dans un premier temps, la fonction de sensibilité $S_{\tau}^{T_{REM}}(s)$ de la fonction de transfert en boucle fermée de la commande par inversion de la REM $T_{REM}(s)$, par rapport à la constante de temps τ , est étudiée tel que :

$$S_{\tau}^{T_{REM}}(s) = S_{\tau}^{num_{T_{REM}}}(s) - S_{\tau}^{den_{T_{REM}}} \quad (\text{H.61})$$

$$S_{\tau}^{T1REM}(s) = \frac{\partial \left(\frac{k_{p1}}{k_{i1}} s + 1 \right)}{\partial \tau} \frac{\tau}{\left(\frac{k_{p1}}{k_{i1}} s + 1 \right)} - \frac{\partial \left(1 + \frac{Kk_{p1} + 1}{Kk_{i1}} s + \frac{\tau}{Kk_{i1}} s^2 \right)}{\partial \tau} \frac{\tau}{\left(1 + \frac{Kk_{p1} + 1}{Kk_{i1}} s + \frac{\tau}{Kk_{i1}} s^2 \right)} \quad (\text{H.62})$$

$$S_{\tau}^{T1REM}(s) = 0 - \frac{\tau^2}{\tau^2 + (Kk_{p1} + 1)s + Kk_{i1}} \quad (\text{H.63})$$

De la même façon pour le système contrôlé par Backstepping adaptatif :

$$S_{\tau}^{T1back}(s) = \frac{\partial \left((\hat{\tau} / \hat{K}) s^2 + (k_{p1} + 1 / \hat{K}) s + k_{i1} \right)}{\partial \tau} \frac{\tau}{\left((\hat{\tau} / \hat{K}) s^2 + (k_{p1} + 1 / \hat{K}) s + k_{i1} \right)} - \frac{\partial \left((\tau / K) s^2 + (k_{p1} + 1 / K) s + k_{i1} \right)}{\partial \tau} \frac{\tau}{\left((\tau / K) s^2 + (k_{p1} + 1 / K) s + k_{i1} \right)} \quad (\text{H.64})$$

$$S_{\tau}^{T1back}(s) = 0 - \frac{\tau^2}{\tau^2 + (Kk_{p1} + 1)s + Kk_{i1}} \quad \text{donc } S_{\tau}^{T1back}(s) = S_{\tau}^{T1REM}(s) = S_{\tau}(s) \quad (\text{H.65})$$

Il en est de même pour le gain K :

$$S_K^{T1back}(s) = S_K^{T1REM}(s) = S_K(s) = - \frac{\tau^2 + s}{\tau^2 + (Kk_{p1} + 1)s + Kk_{i1}} \quad (\text{H.66})$$

(H.65) et (H.66) démontrent que les commandes déduites de la REM et du Backstepping sont affectées de la même façon par des variations de la constante de temps τ et du gain K parce que les numérateurs des fonctions de sensibilité sont indépendants de K et de τ .

En ce qui concerne les perturbations, elles peuvent se traduire par des bruits de mesures (la mesure de la réponse $y_{1\text{-mes}}$ dans le cas de l'étude du sous-système générique) ou par une mauvaise compensation des perturbations connus ($y_{2\text{-mes}}$). Dans un cas plus général, ces perturbations peuvent être regroupées par une variation de la variable de réglage Δu . La dépendance de y_1 par rapport aux variations de la variable de réglage u est alors définie pour la REM et le Backstepping par la fonction de transfert en boucle fermée $y_1 / \Delta u$:

$$\frac{y_1}{\Delta u} = \frac{P_1}{1 + P_1 C_1} = \frac{s}{\tau^2 + (Kk_{p1} + 1)s + Kk_{i1}} \quad (\text{H.67})$$

La Figure H.20 présente l'analyse fréquentielle des fonctions de transfert T_{IREM} , T_{Iback} , $y_l/\Delta u$ et des fonctions de sensibilité S_τ et S_K , pour l'exemple de l'enroulement statorique d'axe direct de la MAS de traction. Les paramètres des commandes déduites de la REM et du Backstepping sont synthétisées suivant la méthode par placement de pôles définie §II.3, sous l'hypothèse où $\tau = \hat{\tau} = 0,03$, $K = \hat{K} = 2,86$, $\xi=1$ et $t_s=\tau/3$.

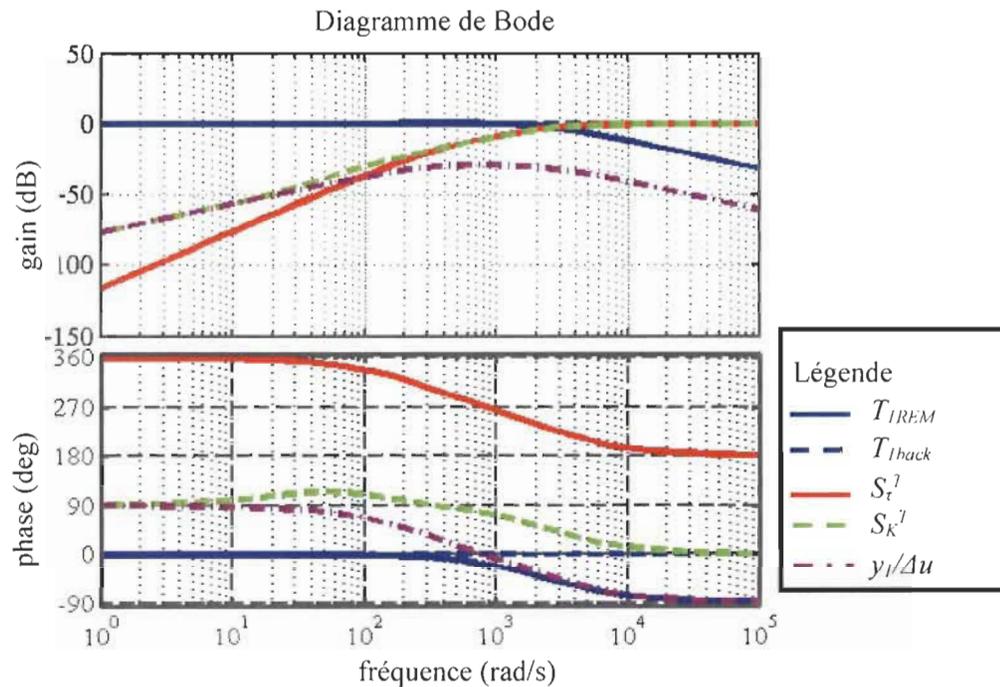


Figure H.20 Analyse fréquentielle de sensibilité de l'inductance statorique d'axe direct de la MAS de traction pour $\xi=1$ et $t_s=\tau/3$.

Le gain de la fonction de transfert T_{Iback} de l'enroulement commandée par Backstepping est unitaire, car $\hat{\tau}$ et τ , et K et \hat{K} sont identiques (courbe en pointillées bleus de la Figure H.20). Elle ne connaît également aucun déphasage. T_{IREM} possède quant à elle une fréquence de coupure de $\omega_{n1} = \sqrt{Kk_{v1}/\tau} = 800$ rad/s (donc $f_{n1} = 127$ Hz). Les performances du système ne sont donc pas atténuées quand il fonctionne aux fréquences inférieures à 127 Hz, et donc en régime de fonctionnement permanent. Ces fréquences caractérisent la bande passante du sous-système contrôlé avec un unique correcteur PI. T_{IREM} connaît ensuite une augmentation de son gain ainsi qu'un déphasage négatif autour de la fréquence de coupure. L'asymptote en haute fréquence est alors de -20 dB/ décade pour un déphasage de -90° . Aussi, les marges de gains des sous-systèmes commandés en boucle ouverte sont infinies

puisque le déphasage n'atteint jamais 180° (Figure H.21). Les marges de phase sont respectivement de 85° , à 2600 rad.s^{-1} , pour la REM et de 180° pour le Backstepping. Ces marges correspondent aux facteurs de gains et aux angles de déphasage pour lesquelles les systèmes peuvent être modifiés avant d'être instables [Stefani 96a]. Ici, les marges sont importantes (elles sont supérieures à 45° , qui est une marge minimum couramment souhaitée), les commandes sont donc stables. La stabilité du sous-système énergétique bouclé est donc aussi garantie par l'inversion de la REM, mais la robustesse est moins bonne que la commande par Backstepping en régime transitoire (hautes fréquences).

Les deux commandes sont touchées de la même façon par les variations du modèle (courbes rouges et vertes de la Figure H.20). Les gains et phases de T_{1REM} et T_{1back} sont impactés à partir des fréquences de coupure. La bande passante du système (les basses fréquences, et donc le régime permanent) ne sera pas affectée. Le sous-système d'enroulement statorique sera donc essentiellement impacté durant les phases transitoires caractérisées par des fréquences plus élevées que la fréquence de coupure. La stabilité du système n'est pas impactée. La sensibilité aux perturbations est très faible sur toute la plage de fréquence (courbe mauve de la Figure H.20). Les perturbations n'auront que peu d'impact sur les performances du système.

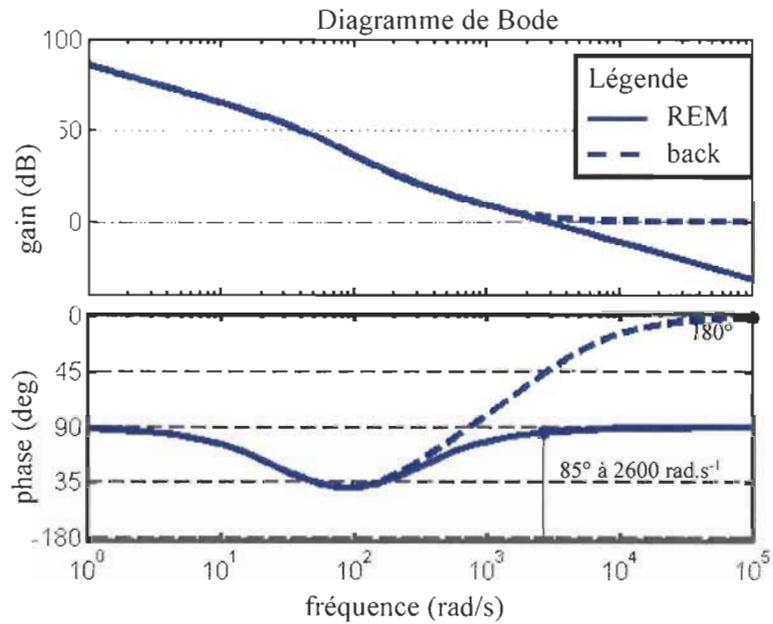


Figure H.21 Marges de gain et de phase des commandes en boucles ouvertes

Il a été montré qu'un système énergétique simple (sans bouclage) est toujours stable quelque soit la structure de son correcteur (issu de la REM ou du Backstepping) et suivant la méthode de placement de pôles. Ainsi, les commandes déduites de la REM et du Backstepping adaptatif sont affectées de la même façon par une variation de paramètre du système. La sensibilité aux perturbations extérieures est très faible.

Annexe I – Commande par Backstepping adaptatif d'un système saturé

Système considéré – Un système énergétique générique du premier ordre similaire à celui décrit en Annexe D est étudié (Figure I.22a). Le système est donc défini tel que :

$$\text{dans le domaine temporel (avec inconnu) : } \frac{d}{dt}y_1 = ((u(v) - y_2)K_1 - y_1)\frac{1}{\tau_1} + \theta_1 \quad (1.68)$$

$$\text{dans le domaine de Laplace : } Y_1 = (U(v) - Y_2)P_1(s) \text{ avec } P_1(s) = \frac{K_1}{1 + \tau_1 s} \quad (1.69)$$

avec τ_1 la constante de temps du système, K_1 son gain statique, y_2 une perturbation, θ_1 les inconnus qui régissent le système et $u(v)$ la variable de réglage bornée tel que :

$$u(v) = \text{sat}(v) = \begin{cases} \text{sign}(v)u_M & \text{si } |v| \geq u_M \\ v & \text{si } |v| < u_M \end{cases} \text{ et } \Delta u = u(v) - v \quad (1.70)$$

où u_M est une valeur bornée connue de v .

Une REM du système est proposée (Figure I.22b). Elle se caractérise par la variable énergétique de sortie y_1 à commander et des entrées $u(v)$ et y_2 .

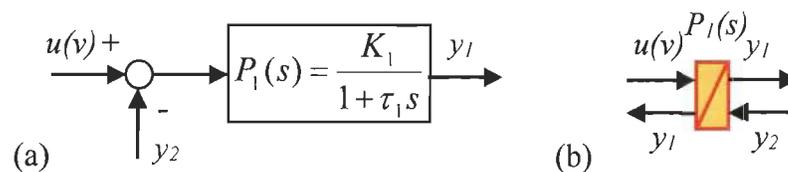


Figure I.22 (a) représentation par schéma bloc et (b) REM d'un système énergétique générique saturé

Commande par Backstepping adaptatif – Le système $P_1(s)$ est considéré. Suivant la méthode du Backstepping, l'objectif est de déduire une loi de commande locale pour contrôler la variable y_1 via $u(v)$. La consigne y_{1-ref} dépend d'un cahier des charges. L'erreur

e_1 est choisie pour compenser les effets de saturation. La saturation du signal de commande est alors ramenée dans la boucle de commande par la prise en compte de $\Delta u K_1$, qui représente la saturation du signal de commande ramenée dans le domaine de y_1 :

$$\begin{cases} e_1 = y_{1-ref} - y_1 + \Delta u K_1 \\ \frac{d}{dt} e_1 = \frac{d}{dt} y_{1-ref} - \frac{d}{dt} y_1 + \frac{d}{dt} \Delta u K_1 \end{cases} \quad (I.71)$$

$$\text{avec } \Delta u = u(v) - v \quad (I.72)$$

$$\text{donc, } \frac{d}{dt} e_1 = \frac{d}{dt} y_{1-ref} - ((\Delta u + v - y_2) K_1 - y_1) \frac{1}{\tau_1} - \theta_1 + \frac{d}{dt} \Delta u K_1 \quad (I.73)$$

θ_1 étant inconnu, son estimation $\hat{\theta}_1$ est introduite de telle sorte que :

$$\Delta \theta_1 = \theta_1 - \hat{\theta}_1 \quad (I.74)$$

Sous l'hypothèse où θ_1 varie lentement, la fonction candidate de Lyapunov V_1 et sa dérivée sont définies en respect avec les critères de Lyapunov-Barbălat :

$$\begin{cases} V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} \Delta \theta_1 \Gamma_1^{-1} \Delta \theta_1 \\ \frac{d}{dt} V_1 = e_1 \frac{d}{dt} e_1 - \Delta \theta_1 \Gamma_1^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 \end{cases} \quad (I.75)$$

où Γ_1 est une constante positive calculée lors de l'étape de synthèse. On obtient :

$$\frac{d}{dt} V_1 = e_1 \left(\frac{d}{dt} y_{1-ref} - ((\Delta u + v - y_2) K_1 - y_1) \frac{1}{\tau_1} - \theta_1 + \frac{d}{dt} \Delta u K_1 \right) - \Delta \theta_1 \Gamma_1^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 \quad (I.76)$$

avec $y_1 = y_{1-ref} - e_1 + \Delta u K_1$, donc

$$\frac{d}{dt} V_1 = e_1 \left(\frac{d}{dt} y_{1-ref} - ((\Delta u + v - y_2) K_1 - y_{1-ref} + e_1 - \Delta u K_1) \frac{1}{\tau_1} - \theta_1 + \frac{d}{dt} \Delta u K_1 \right) - \Delta \theta_1 \Gamma_1^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 \quad (I.77)$$

Comme θ_1 est inconnu, sa valeur estimée $\hat{\theta}_1$ le remplace. Or, $\theta_1 = \hat{\theta}_1 + \Delta \theta_1$. dV_1/dt devient :

$$\frac{d}{dt} V_1 = e_1 \left(\frac{d}{dt} y_{1-ref} - ((\Delta u + v - y_2) K_1 - y_{1-ref} + e_1 - \Delta u K_1) \frac{1}{\tau_1} - \hat{\theta}_1 + \frac{d}{dt} \Delta u K_1 \right) - e_1 \Delta \theta_1 - \Delta \theta_1 \Gamma_1^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 \quad (I.78)$$

Pour pouvoir conclure sur le signe de dV_1/dt , que l'on souhaite négatif, un terme $c_I e_I$, avec $c_I \geq 0$ est introduit tel que :

$$-c_I e_I = \frac{d}{dt} y_{1-ref} - \left((v - y_2) K_1 - y_{1-ref} + e_I \right) \frac{1}{\tau_1} - \hat{\theta}_1 + \frac{d}{dt} \Delta u K_1 \quad (I.79)$$

$$\text{et donc } v = c_I e_I \frac{\tau_1}{K_1} + \frac{d}{dt} \Delta u \tau_1 - \hat{\theta}_1 \frac{\tau_1}{K_1} + \frac{d}{dt} y_{1-ref} \frac{\tau_1}{K_1} + \frac{y_{1-ref}}{K_1} - \frac{e_I}{K_1} + y_2 \quad (I.80)$$

$$v = e_I \frac{(\tau_1 c_I - 1)}{K_1} + y_{1-ref} \left(\frac{\tau_1 s + 1}{K_1} \right) - \hat{\theta}_1 \frac{\tau_1}{K_1} + y_2 + \Delta u s \tau_1 \quad (I.81)$$

À cette étape, il est nécessaire de déterminer $\hat{\theta}_1$.

$$\frac{d}{dt} V_1 = e_I \left(\frac{d}{dt} y_{1-ref} - \left((v - y_2) K_1 - y_{1-ref} + e_I \right) \frac{1}{\tau_1} - \hat{\theta}_1 + \frac{d}{dt} \Delta u K_1 \right) - e_I \Delta \theta_1 - \Delta \theta_1 \Gamma_1^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 \quad (I.82)$$

$$\frac{d}{dt} V_1 = -c_I e_I^2 - e_I \Delta \theta_1 - \Delta \theta_1' \Gamma_1^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 = -c_I e_I^2 - e_I \Gamma_1 \Gamma_1^{-1} \Delta \theta_1 + \Delta \theta_1 \Gamma_1^{-1} \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 \quad (I.83)$$

$$\frac{d}{dt} V_1 = -c_I e_I^2 - \Gamma_1^{-1} \Delta \theta_1 \left(e_I \Gamma_1 + \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 \right) \quad (I.84)$$

Le signe de dV_1/dt est souhaité négatif, pour cela, le choix le plus simple est de rendre la partie $\Gamma_1^{-1} \Delta \theta_1 \left(e_I \Gamma_1 + \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 \right)$ nulle. Donc :

$$e_I \Gamma_1 + \frac{d}{dt} \hat{\theta}_1 = 0 \quad (I.85)$$

L'estimation du terme inconnu $\hat{\theta}_1$ vaut alors :

$$\hat{\theta}_1 = -\int e_I \Gamma_1 dt = -\frac{1}{s} e_I \Gamma_1 \quad (I.86)$$

La loi de commande du système devient :

$$v = e_I \frac{(\hat{\tau}_1 c_I - 1)}{\hat{K}_1} + y_{1-ref} \left(\frac{\hat{\tau}_1 s + 1}{\hat{K}_1} \right) + \frac{1}{s} \frac{e_I \Gamma_1 \hat{\tau}_1}{\hat{K}_1} + y_2 + \Delta u s \hat{\tau}_1 \quad (I.87)$$

$$v = y_{1-ref} \hat{p}_1^{-1} + y_2 + e_I k_{p1} + \frac{1}{s} e_I' k_{i1} + \Delta u s \hat{\tau}_1 \quad (I.88)$$

avec $(\hat{\tau}_1 c_1 - 1) / \hat{K}_1 = k_{p1}$, $\hat{\tau}_1 / \hat{K}_1 = k_{i1}$ et $\hat{P}_1^{-1} = (\hat{\tau}_1 s + 1) / \hat{K}_1$ et $\hat{\tau}_1, \hat{K}_1$ les valeurs estimées de τ_1 et K_1 lors de la conception de la commande.

De façon générale, l'inversion d'un système énergétique saturé modélisé par un système du premier ordre est de la forme générale (Figure I.23) :

$$v = C_1(s)(y_{1-ref} + \Delta u \hat{K}_1 - y_{1-mes}) + y_{2-mes} + \hat{P}_1^{-1}(y_{1-ref} + \Delta u \hat{K}_1) - \Delta u \quad (1.89)$$

$$\text{avec } C_1(s) = \frac{k_{p1}s + k_{i1}}{s} \text{ un correcteur de type PI} \quad (1.90)$$

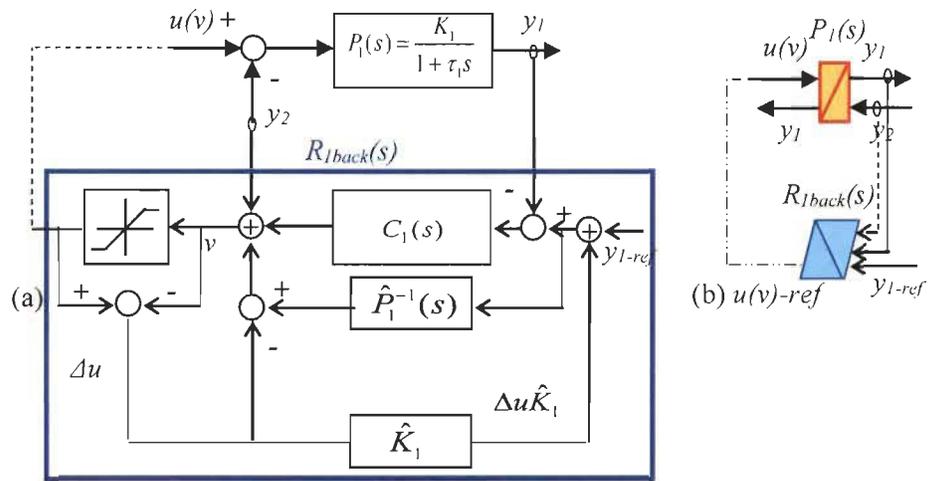


Figure I.23 Commande par Backstepping adaptatif avec prise en compte des saturations. (a) représentation par schémas blocs, (b) REM

Validation – On se propose de valider la commande développée par la simulation. Le système étudié est celui décrit par la Figure I.22. Nous considérons l'étude d'un châssis de véhicule avec $K_1=0,0267$ et $\tau_1=20$ choisis tel que le véhicule pèse 750 kg. La variable de réglage v est une force et elle est bornée à $u_M=\pm 2000$ N. Le système est simplifié au maximum tel qu'il n'existe pas de force résistive. Le système est modélisé et contrôlé de façon continue puis simulé par le logiciel Matlab Simulink. Les calculs sont réalisés avec un pas fixe de 1 ms.

L'objectif est de contrôler la variable énergétique y_1 , qui représente la vitesse, à partir de sa référence y_{1-ref} . Un créneau de vitesse d'amplitude de 22 m/s (80 km/h) (courbe noire de la Figure I.24a) représente cette référence y_{1-ref} .

Les résultats de simulations sont illustrés par la Figure I.24. Les courbes bleues présentent les résultats de simulation du système contrôlé par Backstepping adaptatif, mais sans la prise en compte de la saturation (c'est-à-dire avec $\Delta u=0$ même en cas de saturation). Les courbes rouges présentent les résultats du système commandé par Backstepping adaptatif avec la prise en compte de la saturation.

- Lorsque la saturation est prise en compte dans la boucle, le système respecte à la fois la saturation sur la commande (Figure I.24b) ($-2000 \leq u(v) \leq 2000$) et la consigne y_{l-ref} quel que soit sa référence (courbe rouge). La constante de temps du système est alors dépendante des limites du signal de commande. Le système ne connaît pas de dépassement.

- Lorsque la saturation n'est pas prise en compte, le système respecte la saturation sur la commande ($-2000 \leq u(v) \leq 2000$) mais la consigne y_{l-ref} n'est plus respectée (courbe bleue). Le terme intégral de la commande ne tient pas compte des limites du système et continue d'imposer des signaux de commande que le système ne peut respecter. La variable énergétique y_l décroche alors de sa référence (phénomène de « windup »).

La différence entre les résultats des deux commandes est logique. Lorsque la saturation est considérée, le signal de référence devient $y_{l-refsat} = y_{l-ref} + \Delta u K_l$. Cette nouvelle référence respecte alors les limites physiques du système.

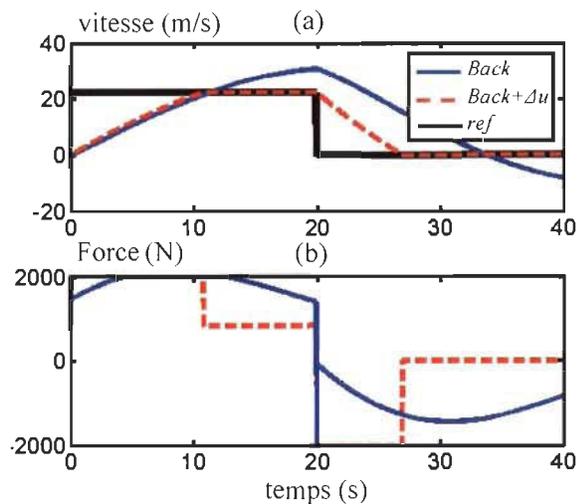


Figure I.24 Résultats de simulation pour une commande par Backstepping avec et sans prise en compte des saturations

Annexe J – Système Pile à Combustible 1,2 kW de la plateforme « eV »

Le système PàC Ballard de 1,2 kW possède ses propres capteurs (pression, débits, température, courants, tensions) et sa propre commande locale (Figure J.25). Le débit d'oxygène y est ajusté par un compresseur, en fonction du courant i_{pac} débité par la PàC. De la même façon, un système de valves et de régulateurs de pression fournit à la PàC l'hydrogène des bonbonnes métalliques, stocké à 15 bars. L'eau créée par l'électrolyse inverse est ensuite collectée, puis évacuée par un tuyau de purge. Finalement, la PàC est refroidie par l'air ambiant à l'aide d'un ventilateur qui régule la température à 65°C.

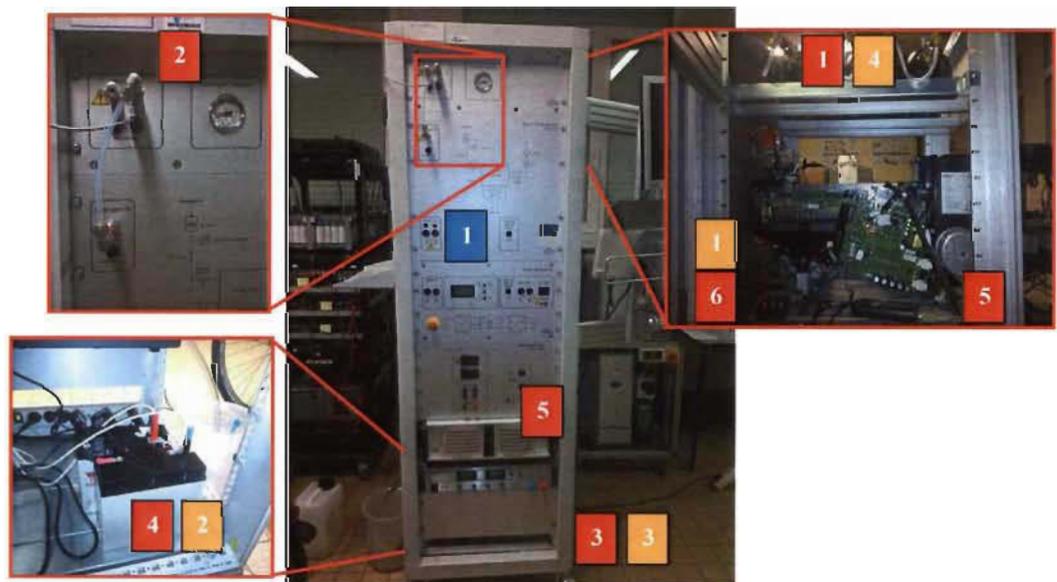


Figure J.25 Système Pile à Combustible Ballard de 1,2 kW

Procédure d'utilisation – Se référer aux étapes **rouges** de la Figure J.25 :

1. Ouvrir les 3 bouteilles d'hydrogène dans le sens inverse des aiguilles d'une montre.
2. Vérifier les connexions du tuyau d'alimentation de la pile en H₂.
3. Brancher le câble électrique de la multiprise qui alimente la valve solénoïde.

4. Connecter les batteries 2*12 V au système de commande locale de la pile. Celui-ci gère le bon fonctionnement du système PàC (alimentation en H₂, en air, système de refroidissement). Une première LED rouge s'allume alors sur la carte de commande tandis qu'une seconde clignote.
5. Connecter le câble série RS232 à l'ordinateur utilisé (il peut s'agir de l'ordinateur intégré au système, auquel cas, ouvrir la petite porte en bas à droite sur le devant de l'armoire, appuyer sur le bouton d'alimentation).
6. Appliquer le signal de démarrage 5 V à l'aide de la télécommande (choisir « RUN »). Le démarrage de la Pile (audible par la mise en marches des ventilateurs) dure alors environ 30 s.

Procédure d'utilisation – Se référer aux étapes **bleu** de la Figure J.25 :

1. Connecter la PàC au système étudié au moyen des bornes « Power Out ». Deux sorties sont possibles : bornes classiques ou sécurisées (les 2 sorties sont connectées en parallèle).

Procédure d'arrêt – Se référer aux étapes **orange** de la Figure J.25 :

1. Appliquer le signal d'arrêt à l'aide de la télécommande. Attendre que le statut de fonctionnement de la Pile devienne « STANDBY ».
2. Déconnecter les batteries 2*12 V du système de commande.
3. Débrancher le câble d'alimentation de la multiprise qui alimente la valve solénoïde.
4. Fermer les 3 bouteilles d'hydrogènes dans le sens des aiguilles d'une montre.

Annexe K – Développement de la plateforme d’émulation du véhicule PàC/SC

L’émulation du VE PàC/SC, avec une réduction du courant de traction d’échelle 1/40^{ème}, a été proposée dans la thèse. Cette émulation se compose d’un système PàC Ballard 22-50 V de 1,2 kW, d’un banc de trois SC Maxwell 58 F-15 V connectés en série, de bobines de lissage, de convertisseurs statiques réversibles, d’un condensateur de bus, de la source de courant contrôlable, composée d’une bobine et d’un SC d’émulation Batscap 130 F – 54 V, et d’un microcontrôleur dSPACE 1103 (Figure K.26).

Simulation du sous-système de traction – Le modèle mathématique de la traction du véhicule est implémenté dans le microcontrôleur dSPACE 1103 (partie magenta de la Figure III.20). La mesure de la tension de bus u_{bus} lui est imposée. La traction de la Tazzari Zero est alors simulée suivant un cycle de vitesse de référence. La simulation impose un courant de traction résultant divisé par 40 (pictogramme orange avec symbole <) $i_{st-red-ref}$ à la source de courant contrôlable (K.91). Le comportement électrique de la traction de la Tazzari Zero est ainsi reproduit par la source de courant.

$$\begin{cases} u_{bus} \text{ commun} \\ i_{st-red-ref} = i_{st} / 40 \end{cases} \quad (\text{K.91})$$

Convertisseur réversible – Des onduleurs et hacheurs élévateurs ont déjà été modélisés §II.1.a et §III.1.a. Le modèle du convertisseur réversible de la source de courant contrôlable reprend les concepts de fonction de connexions et de fonctions de modulation utilisés [Guillaud 94] [Hautier 99]. Ainsi, la fonction de modulation du hacheur m_{h-emul} lie les entrées (la tension de bus u_{bus} et le courant de bobines de lissage de la source i_{h-emul}) et les sorties (la tension u_{h-emul} et le courant de traction réduit à l’échelle 1/40^{ème} i_{st-red}) tel que :

$$\begin{cases} u_{h-emulc} = m_{h-emul} u_{bus} \\ i_{st-red} = m_{h-emul} i_{h-emul} \eta_{h-emul}^k \end{cases}, \text{ avec } k = \begin{cases} -1 & \text{si } P_{bus} > 0 \\ 1 & \text{si } P_{bus} < 0 \end{cases} \text{ et } m_{h-emul} \in \{0,1\} \quad (\text{K.92})$$

où η_{h-emul} est le rendement du hacheur.

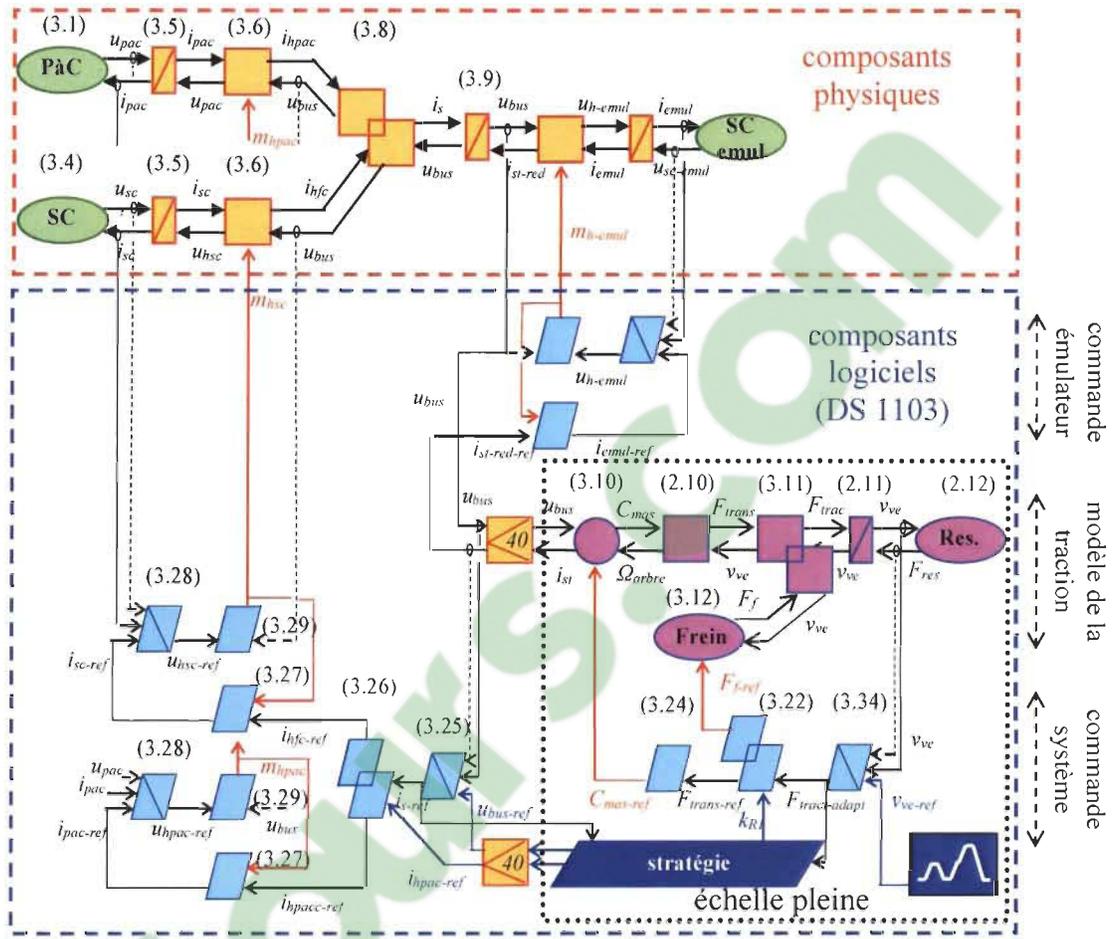


Figure K.26 REM et commande par inversion de l'émulateur à échelle réduite du véhicule PàC/SC

Bobines de lissage – De la même façon que pour les bobines de lissage qui filtrent les courants de PàC et de SC, la bobine de la source de courant accumule de l'énergie électrique, et impose son courant i_{emul} en fonction de la tension de sortie du hacheur u_{h-emul} et du SC d'émulation $u_{sc-emul}$:

$$i_{emul} = \frac{1}{(L_{emul}s + r_{emul})} (u_{sc-emul} - u_{h-emul}) = P_8 (u_{sc-emul} - u_{h-emul}) \quad (K.93)$$

avec L_{emul} et r_{emul} l'inductance et la résistance de la bobine de lissage de la source d'émulation.

Supercondensateur d'émulation – Le modèle du SC d'émulation est identique au modèle du SC qui assiste la PàC. Toutefois, d'un point de vue pratique, la capacité du SC d'émulation est plus importante que la capacité du SC de l'ESS (130 F pour $C_{sc-emul}$, contre 58 F pour C_{sc} , voir Tableau 3-2). En effet, celui-ci absorbera les flux de puissances liées à l'émulation de la traction et le SC d'émulation se chargera tout au long des tests effectués. Ainsi, un modèle R-C série considère les dynamiques rapides du supercondensateur [Zubieta 00] [Lhomme 07] [Castaings 16a] tel que :

$$u_{sc-emul} = r_{sc-emul} i_{emul} + \frac{1}{C_{sc-emul}} \int i_{emul} dt \quad (K.94)$$

avec $r_{sc-emul}$ et $C_{sc-emul}$ la résistance et la capacité du supercondensateur d'émulation.

De la même façon que pour le système de stockage d'énergie, la commande de la source de courant est obtenue suivant les règles d'inversion définies §III.2.c. Ainsi, un correcteur PI, associé à l'inversion directe de l'inductance, assure le contrôle stable du courant d'émulation i_{emul} qui s'accumule au sein de l'inductance de lissage :

$$u_{h-emul-ref} = C_{PI8} (i_{emul-ref} - i_{emul}) + u_{sc-emul} + L_{emul} \frac{d}{dt} i_{emul} + r_{emul} i_{emul-ref} \quad (K.95)$$

Finalement, la relation (K.92), qui modélise le hacheur élévateur d'émulation, est inversée pour obtenir les courants $i_{emul-ref}$ et le rapport de modulation de référence $m_{h-emul-ref}$:

$$i_{emul-ref} = \frac{i_{st-red-ref}}{m_{h-emul}} \quad (K.96)$$

$$m_{h-emul-ref} = \frac{u_{h-emul-ref}}{u_{bus-mes}} \quad (K.97)$$

Protocole expérimental – La structure expérimentale utilisée est décrite Figure K.27. L'ensemble des sous-systèmes est reliée à une baie de câblage, qui incorpore le microcontrôleur dSPACE 1103 et son interface d'entrées/sorties numériques/analogiques, deux convertisseurs statiques 6 bras à IGBT, deux ponts redresseurs de tension, des mesures filtrées de tension et de courant, et un système de protection basé sur des contacteurs, des fusibles (limités à 20 A) et un bouton d'arrêt d'urgence. Ainsi, la PàC, le SC de l'ESS et le SC d'émulation sont reliées à leurs bobines de lissage respectives au

moyen des contacteurs AC4, AC3 et AC2 (Figure K.27). La mesure des courants i_{pac} , i_{sc} et i_{emul} se fait par les sorties de mesure, respectivement i_5 et i_2 du boîtier de Mesure et d'Arrêt d'Urgence (MAU) 2 et i_5 du boîtier MAU1. Les mesures des tensions u_{pac} , u_{sc} , u_{bus} et $u_{sc-emul}$ se font au moyen de sondes de tension. Le sous-système « PàC + inductance de lissage » est relié au bus DC via le bras 1 du convertisseur n°1. Le sous-système « SC de source + bobines de lissage » est relié au bus DC via le bras 4 du convertisseur n°1. Le sous-système « SC d'émulation + inductance de lissage » est relié au bus DC via le bras 4 du convertisseur n°2. La tension de bus est initialisée à 80 V au moyen du sous-système « réseau triphasé + autotransformateur + pont de diode » puis sécurisée au moyen du contacteur TRI2.

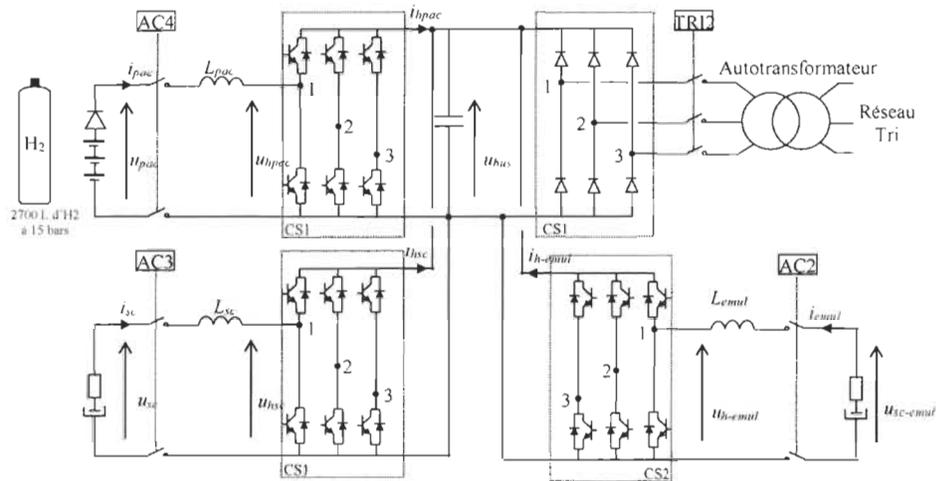


Figure K.27 Structure expérimentale utilisée

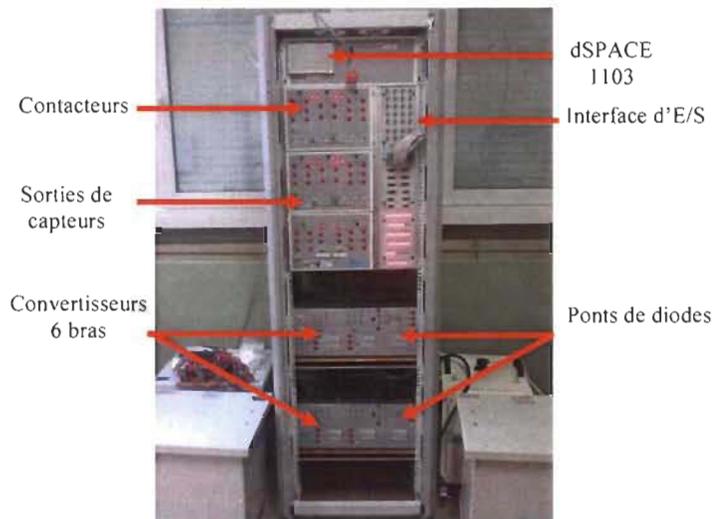


Figure K.28 Baie de câblage expérimentale utilisée

Bibliographie

- [Agbli 08] K. S. Agbli, “Modélisation multiphysique des flux énergétiques d’un couplage photovoltaïque-électrolyseur PEM-pile à combustible PEM en vue d’une application stationnaire”, *Thèse de doctorat de l’Université de Franche-Comté*, Besançon, France, 2008.
- [Agbli 16] K. S. Agbli, D. Hissel, M. Sorrentino, F. Chauvet, and J. Pouget, “Reverse engineering of a railcar prototype via energetic macroscopic representation approach”, *Energy Conversion and Management*, vol. 112, pp. 61-80, Mar. 2016.
- [Akli 07] C. R. Akli, X. Roboam, B. Sareni, and A. Jeunesse, “Energy management and sizing of a hybrid locomotive”, *European Conference on Power Electronics and App.*, Aalborg, Denmark, Sep. 2007.
- [Al-Amin 16] A.-Q. Al-Amin, A. F. Ambrose, M. Mehedi Masud, and M. Nurul Azam, “People purchase intention towards hydrogen fuel cell vehicles: An experiential enquiry in Malaysia”, *Int. Journal of Hyd. En.*, vol. 41, no. 4, pp. 2117-2127, Jan. 2016.
- [Alanis 10] A. Y. Alanis, E. N. Sanchez, and A. G. Loukianov, “Real-time discrete backstepping neural control for induction motors”, *IEEE Trans. Control Syst. Tech.*, vol. 19, no. 2, pp. 359-366, Feb. 2010.
- [Allègre 10a] A. L. Allègre, “Méthodologie de modélisation et de gestion de l’énergie de systèmes de stockage mixtes pour véhicules électriques et hybrides”, *Thèse de doctorat de l’Université de Lille*, Lille, France, Sep. 2010.
- [Allègre 10b] A. L. Allègre, A. Bouscayrol, P. Barrade, E. Chattot, and S. El-Fassi, “Energy storage system with supercapacitor for innovative subway”, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 57, no. 12, pp. 4001-4012, Dec. 2010.
- [Allègre 13] A. L. Allègre, A. Bouscayrol, and R. Trigui, “Flexible real-time control of a hybrid energy storage system for electric vehicles”, *Electr. Syst. Transp. IET*, vol. 3, no 3, pp. 79-85, Sep. 2013.
- [Álvarez-Fernández 16] R. Álvarez-Fernández, F. Beltrán Cilleruelo, and I. Villar Martínez, “A new approach to battery powered electric vehicles: A hydrogen fuel-cell range extender system”, *Internal Journal of Hydrogen Energy*, vol. 41, no. 8, pp. 4808-4819, Mar. 2016.

- [Andry 83] A. N. Andry, E. Y. Shapiro, and J. C. Chung, "Eigenstructure assignment for linear systems", *IEEE Trans. On Aerospace Electron. Syst.*, vol. 19, pp. 711-729, Mar. 1983.
- [Antsaklis 06] P. J. Antsaklis, and A. N. Michel, "Controllability, observability, and special forms", in *Linear Systems*, Springer, Birkhäuser Boston, pp. 214-320, ISBN 978-0-8176-4434-5, 2006.
- [Aouzellag 15] H. Aouzellag, K. Ghedamsi, and D. Aouzellag, "Energy management and fault tolerant control strategies for fuel cell/ultra-capacitor hybrid electric vehicles to enhance autonomy, efficiency and life time of the fuel cell system", *Int. Journal of Hyd. En.*, vol. 40, no. 22, pp. 7204-7213, Jun. 2015.
- [Azib 11] T. Azib, O. Bethoux, G. Remy, and C. Marchand, "Saturation management of a controlled fuel-cell/ultracapacitor Hybrid Vehicle", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 9, pp. 4127-4138, Nov. 2011.
- [Barre 04] P. J. Barre, "Commande et entrainement des machines-outils à dynamique élevée - formalisme et application", *Habilitation à Diriger des Recherches*, Université Lille1, Lille, France, 2004.
- [Bastiaensen 08] C. Bastiaensen, W. Deprez, W. Symens, and J. Driesen, "Parameter sensitivity and measurement uncertainty propagation in torque-estimation algorithms for induction machines", *IEEE Trans. on Instr. and Measurement*, vol. 57, no. 12, pp. 2727-2732, Jun. 2008.
- [Bauman 08] J. Bauman, and M. Kazerani, "A comparative study of fuel-cell-battery, fuel-cell-ultracapacitor, and fuel-cell-battery-ultracapacitor vehicles", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 57, no. 2, pp. 760-769, Mar. 2008.
- [Beeker 14] E. Beeker, "Y a-t-il une place pour l'hydrogène dans la transition énergétique ?", *France Stratégie, Département Développement durable*, Aug. 2014.
- [Bera 11] T. K. Bera, K. Bhattacharya, and A. K. Samantaray, "Bond graph model-based evaluation of a sliding mode controller for a combined regenerative and antilock braking system", *Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 255, no. 7, pp. 918-934, Nov. 2011.
- [Bienaimé 12] D. Bienaimé, N. Devillers, M. C. Péra, F. Gustin, A. Berthon, and M. L. Grojo, "Energetic Macroscopic Representation as an efficient tool for energy management in a hybrid electrical system embedded in a helicopter", *Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS)*, Bologna, Italy, Oct. 2012.
- [Bothwell 50] F. E. Bothwell, "Nyquist diagrams and the Routh-Hurwitz stability criterion", *Proceedings of the IRE*, vol. 38, no. 11, pp. 1345-1348, Nov. 1950.

- [Bouchon-Meunier 99] B. Bouchon-Meunier, “La logique floue”, *Que sais-je ?*, collection encyclopédique, *Presse Universitaires de France*, 3^{ème} édition, no. 2702, ISBN : 2-13-045007-5, Nov. 1999.
- [Bouikek 16] A. Bouirek, “Approche de conception hybride REM-Backstepping de correcteurs”, *Mémoire de maîtrise en génie électrique de l’université du Québec à Trois-Rivières*, Trois-Rivières, Canada, Aou. 2016.
- [Boulon 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 de l’université de Franche-Comté*, Besançon, France, Jul. 2009.
- [Bouscayrol 03a] A. Bouscayrol, “Formalisme de représentation et de commande appliqués aux systèmes Électromécaniques multimachines multiconvertisseurs”, *Habilitation à diriger des recherches*, Université Lille1, Lille, France, Dec. 2003.
- [Bouscayrol 03b] A. Bouscayrol, B. Davat, B. de Fornel, B. François, J. P. Hautier, F. Meibody-Tabar, E. Monmasson, M. Pietrzak-David, H. Razik, E. Semail, and M.F. Benkhoris, “Control structures for multi-machine multi-converter systems with upstream coupling,” *Math. Compu. Simul.*, vol. 63, no. 3-5, pp. 261-270, Nov. 2003.
- [Bouscayrol 05] A. Bouscayrol, B. Francois, P. Delarue, and J. Niiranen, “Control implementation of a five-leg AC-AC converter to supply a three-phase induction machine”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 20, no. 1, pp. 107-115, Jan. 2005.
- [Bouscayrol 10] A. Bouscayrol, “Hardware-In-the-Loop simulation”, in *Industrial Electronics Handbook*, second edition, tome 3, Chapter M35, *Edition Taylor & Francis*, Chicago, ISBN 9781848210967, Mar 2010.
- [Bouscayrol 12] A. Bouscayrol, J. P. Hautier, B. Lemaire Semail, “Systemic design methodologies for electrical energy systems analysis, synthesis and management”, Chapter 3: Graphic formalism for the control of multi-physical energetic system: CoG and EMR, *ISTE and Wiley*, ISBN 978-1-84821-3888-3, 2012.
- [Bouscayrol 15] A. Bouscayrol, P. Delarue, W. Lhomme, B. Lemaire-Semail, “Teaching drive control using Energetic Macroscopic Representation – From maximal to practical control schemes”, *17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Geneva, Switzerland, 8-10 Sep. 2015.
- [Boyer 14] M. D. Boyer, J. Barton, E. Schuster, M. L. Walker, T. Luce, J. R. Ferron, B. G. Penafior, R. D. Johnson, and D. A. Humphreys, “Backstepping control of the toroidal plasma current profile in the DIII-D Tokamak”, *IEEE Trans. Control Syst. Tech.*, vol. 22, no. 5, pp. 1725-1739, Feb. 2014.

- [Burke 07] A. F. Burke, "Batteries and ultracapacitors for electric, hybrid, and fuel cell vehicles", *Proceeding IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 806-820, Apr. 2007.
- [Burke 15] A. Burke, and L. Zhu, "The economics of the transition to fuel cell vehicles with natural gas, hybrid-electric vehicles as the bridge", *Research in Transportation Economics*, vol. 52, pp. 65-71, Nov. 2015.
- [Buyukdegirmenci 14] V.T. Buyukdegirmenci, A.M. Bazi, and P.T. Krein, "Evaluation of induction and PM synchronous machines using drive-cycle energy and loss minimization in traction application", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 50, no. 1, pp. 395-403, Jan./Feb. 2014.
- [Caron 95] J. P. Caron, et J. P. Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", *Editions Technip*, Paris, 1995.
- [Carroll 95] J. J. J. Carroll, and D. M. Dawson, "Integrator backstepping techniques for the tracking control of permanent magnet brush DC motors", *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 31, no. 2, p. 248-255, Mar. 1995.
- [Castaings 16a] A. Castaings, "Gestion d'énergie de véhicules multi-sources électriques et hybrides au travers de la Représentation Énergétique Macroscopique", *Thèse de doctorat de l'Université de Lille*, France, Mai. 2016.
- [Castaings 16b] A. Castaings, W. Lhomme, R. Trigui, and A. Bouscayrol, "Practical control schemes of a battery/supercapacitor system for electric vehicle", *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 6, no. 1, pp. 20-26, Mar. 2016.
- [Chan 04] C. C. Chan, and Y. S. Wong, "Electric vehicles charge forward", *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 2, no. 6, pp. 24-33, Dec. 2004.
- [Chan 07] C. C. Chan, "The state of the art of electric, hybrid and fuel cell vehicles", *Proceeding IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 704-718, Apr. 2007.
- [Chan 10] C. C. Chan, A. Bouscayrol, and K. Chen, "Electric, hybrid, and fuel-cell vehicles: architectures and modeling", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 2, pp. 589-598, Feb. 2010.
- [Chatelain 83] J. Chatelain, "Machines électriques", *Presses Polytechniques Romandes*, Lausanne, 1983.
- [Chebbi 11] A. Chebbi, "Commande backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse", *Thèse de doctorat de l'Université de Batna*, Algérie, 2011.
- [Chen 08] K. Chen, A. Bouscayrol, and W. Lhomme, "Energetic Macroscopic Representation and inversion-based control application to an electric vehicle with

an electrical differential”, *Journal of Asian Electric Vehicles*, vol. 6, no. 1, pp. 1097-1102, Jun. 2008.

- [Chen 10] K. Chen, “Common Energetic Macroscopic Representation and Unified Control Structure for Different Hybrid Electric Vehicles”, *PhD thesis of the University of Lille*, France, May 2010.
- [Choudhury 13] A. Choudhury, “Application of solid oxide fuel cell technology for power generation—A review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 20, pp. 430-442, Apr. 2013.
- [Chrenko 08] D. Chrenko, “Energetic Macroscopic Representation Modeling and Control of a Low Temperature Fuel Cell System Fed by Hydrocarbons”, *Thèse de doctorat de l’université de Franche-Comté*, Besançon, France, 2008.
- [Colas 07] F. Colas, “Synthèse et réglage de lois de commande adaptées aux axes souples en translation - Application aux robots cartésiens 3 axes”, *Thèse de doctorat de de l’École Centrale de Lille*, Lille, France, 2007.
- [Com. Européenne 11] Commission Européenne, “Livre Blanc, feuille de route pour un espace européen unique des transports – Vers un système de transport compétitif et économe en ressource”, Bruxelles, Belgique, Mar. 2011.
- [Corbo 09] P. Corbo, F. Migliardini, and O. Veneri, “Dynamic behaviour of hydrogen fuel cells for automotive application”, *Renewable Energy*, vol. 34, pp. 1955-1961, Jan. 2009.
- [Corbo 11] P. Corbo, F. Migliardini, and O. Veneri, “Case study B: fuel cell power train for cars”, in *Hydrogen Fuel Cells for Road Vehicles*, New York: Springer, p. 199-240, ISBN 978-0-85729-136-3, 2011.
- [Couillard 16] P. Couillard, P. Arcand, and D. Anglade, “Politique énergétique du Québec 2030”, *Gouvernement du Québec*, Apr. 2016.
- [Dai 09] Z. Dai, “Actionneurs piézo-électriques dans des interfaces homme-machine à retour d’effort”, *Thèse de doctorat de l’Université de Lille*, France, 2009.
- [De Doncker 94] R. W. De Doncker, and D. W. Novotny, “The universal field oriented controller”, *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 30, no. 1, pp. 92-100, Jan. 1994.
- [De Santiago 12] J. De Santiago, H. Bernhoff, B. Ekergard, S. Eriksson, S. Ferhatovic, R. Waters, and M. Leijon, “Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: a review”, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 2, pp. 475-484, Feb. 2012.

- [De Wit 96] P. A. S. De Wit, R. Ortega, and I. Mareels, “Indirect field-oriented control of induction motors is robustly globally stable”, *Automatica*, vol. 32, no. 10; pp. 1393-1402, Oct. 1996.
- [Delarue 03] P. Delarue, A. Bouscayrol, and E. Semail, “Generic control method of multi-leg voltage-source-converters for fast practical implementation”, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, no. 2, p. 517-526, Mar. 2003.
- [Dépature 13a] C. Dépature, A. Bouscayrol, and L. Boulon, “Range-extender electric vehicle using a fuel cell”, *Vehicle Power and Propulsion Conference*, Beijing, China, Oct. 2013.
- [Dépature 13b] C. Dépature, W. Lhomme, A. Bouscayrol, and T. Letrouvé, “Teaching electric vehicle drive control using Energetic Macroscopic Representation”, *Electric Vehicle Symposium EVS’27*, Barcelona, Spain, Nov. 2013.
- [Dépature 14a] C. Dépature, P. Sicard, A. Bouscayrol, W. Lhomme, and L. Boulon, “Comparison of backstepping control and inversion-based control of a range extender electric vehicle”, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Coimbra, Portugal, Oct. 2014.
- [Dépature 14b] C. Dépature, W. Lhomme, A. Bouscayrol, P. Sicard, and L. Boulon, “Efficiency map of the traction system of an electric vehicle from an on-road test drive”, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Coimbra, Portugal, Oct. 2014.
- [Dépature 15] C. Dépature, T. Jokela, W. Lhomme, A. Bouscayrol, L. Boulon, P. Sicard, and A. Belahcen, “Full-scale power hardware-in-the-loop simulation of an electric vehicle using Energetic Macroscopic Representation”, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Montreal, Canada, Oct. 2015.
- [Dépature 16a] C. Dépature, S. Jemeï, L. Boulon, A. Bouscayrol, N. Marx, S. Morando, and A. Castaings, “IEEE VTS motor vehicles challenge 2017 – Energy management of a fuel cell/battery vehicle”, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Hangzhou, China, Oct. 2016.
- [Dépature 16b] C. Dépature, W. Lhomme, P. Sicard, A. Bouscayrol, and L. Boulon, “Backstepping control of a fuel cell/supercapacitor system for electric vehicle”, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Hangzhou, China, Oct. 2016.
- [Devasia 96] S. Devasia, “Nonlinear inversion-based output tracking”, *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 41, no. 7, pp. 930-942, Jul. 1996.
- [Devasia 02] S. Devasia, “Should model-based inverse inputs be used as feedforward under plant uncertainty?”, *IEEE Trans. Automatic Control*, vol. 47, no. 11, pp. 1865-1871, Nov. 2002.

- [Dong 11] W. Dong, J. A. Farrell, M.M. Polycarpou, and V. Djapic, “Command filtered adaptive backstepping,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 20, no. 3, pp. 566–580, Mar. 2011.
- [Dotson 06] G. S. Dotson, “Characterization of asbestos exposure among automotive mechanics servicing and handling asbestos-containing materials”, *PhD thesis of the university of South Florida*, Tampa, USA, 2006.
- [Drid 07] S. Drid, M. Tadjine, and M. S. Nait-Said, “Robust backstepping vector control for the doubly fed induction motor”, *Control Theory & Application, IET*, vol. 1, no. 4, pp. 861-868, Jul. 2007.
- [Durbin 13] D. J. Durbin, and C. Malardier-Jugroot, “Review of hydrogen storage techniques for on board vehicle applications”, *Int. Journal of Hyd. En.*, vol. 38, no. 34, pp. 14595-14617, Nov. 2013.
- [E&E 14] E&E, Hespul, and Solagro, “Étude portant sur l’hydrogène et la méthanation comme procédé de valorisation de l’électricité excédentaire”, *Étude pour l’ADEME, GRTgaz, et GrDF*, Sep. 2014.
- [El Fadil 14] H. El Fadil, F. Giri, J. M. Guerrero, and A. Tahri, “Modeling and nonlinear control of a fuel cell/supercapacitor hybrid energy storage system for electric vehicles”, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 7, pp. 3011-3018, Sep. 2014.
- [El-Refaie 13] A. M. El-Refaie, “Motors/generators for traction/propulsion applications: A review”, *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 90-99, Mar. 2013.
- [EPA 15] United States Environmental Protection Agency, “New fuel economy and environment labels for a new generation of vehicles”, *Regulatory Announcement, epa.gov*, Aug. 2015.
- [Espanet 10] C. Espanet, “Le moteur roue électrique”, *La Revue 3EI*, no. 63, pp. 20-39, Dec. 2010.
- [Espina 09] J. Espina, A. Arias, J. Balcells, and C. Ortega, “Speed anti-windup PI strategies review for field oriented control of permanent magnet synchronous machines”, *Compatibility and Power Electronics Conference*, Badajoz, Spain, May 2009.
- [Espinosa 94] G. Espinosa, and R. Ortega, “State observer are unnecessary for induction motor control”, *Systems & Control Letters*, vol. 23, no. 5, pp. 315-323, Nov. 1994.
- [Estima 12] J. O. Estima, and A. J. Marques Cardoso, “Efficiency analysis of drive train topologies applied to electric/hybrid vehicles”, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 3, pp. 1021-1031, Mar. 2012.

- [Farrell 96] J. A. Farrell, "Neural control", in *The Control Handbook*, William S. Levine, CRC Press, Inc. IEEE Press, pp. 1017-1030, ISBN 0-8493-8570-9, 1996.
- [Fatemi 14] S. M. J. R. Fatemi, N. R. Abjadi, J. Soltani, and S. Abazari, "Speed sensorless control of a six-phase induction motor drive using backstepping control", *Power Electron. IET*, vol. 7, no. 1, pp. 114-123, Jan. 2014.
- [Fliess 95] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, and P. Rouchon, "Flatness and defect of non-linear systems: introductory theory and examples", *Int. Journal of Control*, vol. 61, no. 6, pp. 1327-1361, 1995.
- [Gahleitner 13] G. Gahleitner, "Hydrogen from renewable electricity: An international review of power-to-gas pilot plants for stationary applications", *Int. Journal of Hyd. En.*, vol. 38, no. 5, pp. 2039-2061, Feb. 2013.
- [Gao 10] F. Gao, B. Blunier, M. G. Simoes, and A. Miraoui, "PEM fuel cell stack modeling for real-time emulation in hardware-in-the-loop applications", *IEEE Trans. Ener. Conv.*, vol. 26, no 1, pp. 184-194, Jul. 2010.
- [Garcia 13] P. Garcia, J. P. Torreglosa, L. M. Fernandez, and F. Jurado, "Control strategies for high-power electric vehicles powered by hydrogen fuel cell, battery and supercapacitor", *Expert Systems with Applications*, vol. 40, no. 12, pp. 4791-4804, Sep. 2013.
- [Grotstollen 95] H. Grotstollen, and J. Wiesing, "Torque capability and control of a saturated induction motor over a wide range of flux weakening", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 42, no. 4, pp. 374-381, Aug. 1995.
- [Guessas 12] L. Guessas, "Backstepping adaptatif pour le contrôle la poursuite et la synchronisation des systèmes dynamiques non linéaire chaotiques", *Thèse de doctorat de l'université Ferhat ABBAS*, Sétif, Algérie, 2012.
- [Guillaud 94] X. Guillaud, et J. P. Hautier, "Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs statiques", *Journal de Physique III*, no. 4, pp. 805-819, Avr. 1994.
- [Guzman 15] C. Guzman, K. Agbossou, and A. Cardenas, "Energetic Macroscopic Representation of an electrically heater building with electric thermal storage and heating control for peak shaving", *Energy and Power Engineering*, vol. 7, no. 4, pp. 143-153, Apr. 2015.
- [Hardman 14] S. Hardman, E. Shiu, and R. Steinberger-Wilckens, "Changing the fate of fuel cell vehicles: Can lessons be learnt from Tesla Motors?", *Internal Journal of Hydrogen Energy*, vol. 40, Dec. 2014.

- [Hautier 99] J. P. Hautier, et J. P. Caron, “Convertisseurs statiques : méthodologie causale de modélisation et de commande”, *Editions Technip*, Paris, 1999.
- [Hemi 15] H. Hemi, J. Ghouili, and A. Cheriti, “Combination of Makov chain and optimal control solved by Pontryagin’s Minimum Principle for a fuel cell/supercapacitor vehicle”, *Energy Conversion and Management*, vol. 91, pp. 387-393, Dec. 2015.
- [Honda 17] Honda, Honda Fuel Cell Power – FCX. Press Release, available on the world wild web at: <http://world.honda.com/FuelCell/FuelCellVehicle-history/FCX-2002/index.html>, date accessed: Mar. 2017.
- [Horn 13] R. A. Horn, and C. R. Johnson, “Matrix Analysis”, Chapter 7: Positive Definite and Semidefinite Matrice, *Cambridge University Press*, ISBN 978-0-521-83940-2, 2013.
- [Horrein 12] L. Horrein, A. Bouscayrol, and M. El-Fassi, “Thermal energetic model of an internal combustion engine for simulation of a thermal vehicle”, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Seoul, South Korea, Oct. 2012.
- [Horrein 14] L. Horrein, A. Bouscayrol, and Y. Cheng, “Simulation tool of an electric vehicle including thermal aspect using Energetic Macroscopic Representation”, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Coimbra, Portugal, Oct. 2014.
- [Horrein 15] L. Horrein, “Gestion d’énergie décomposée d’un véhicule hybride intégrant les aspects thermiques via la Représentation Énergétique Macroscopique”, *Thèse de doctorat de l’Université de Lille*, France, Sep. 2015.
- [Horrein 16] L. Horrein, A. Bouscayrol, W. Lhomme, C. Dépature, “Impact of heating system on the range of an electric vehicle”, *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. pp, no 99, Oct. 2016.
- [Hu 00] Q. Hu, and G. P. Rangaiah, “Anti-Windup schemes for uncertain nonlinear systems”, *IEE Proc. Control Theory Appl.*, vol. 147, no. 3, pp. 321-329, May 2000.
- [Hu 15] X. Hu, L. Johannesson, N. Murgovski, and B. Egardt, “Longevity-conscious dimensioning and power management of the hybrid energy storage system in a fuel cell hybrid electric bus”, *Applied Energy*, vol. 137, pp. 913-924; Jan. 2015.
- [Hua 10] T. Hua, R. Ahluwalia, J.-K. Peng, M. Kromer, S. Lasher, K. McKenney, K. Law, and J. Sinha, “Technical assessment of compressed hydrogen storage tank for automotive applications”, *Technical document, Argonne National Laboratory*, Sep. 2010.

- [Hwang 13] J.-J. Hwang, “Sustainability study of hydrogen pathways for fuel cell vehicle applications”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 19, pp. 220-229, Mar. 2013.
- [Ibrahim 15] M. Ibrahim, S. Jemei, G. Wimmer, N. Yousfi Steiner, C. C. Kokonendji, and D. Hissel, “Selection of mother wavelet and decomposition level for energy management in electrical vehicles including a fuel cell”, *Internal Journal of Hydrogen Energy*, vol. 40, no. 45, pp. 15823-15833, Dec. 2015.
- [IEEE/CIGRE 04] IEEE/CIGRE Joint Task Force on Stability Terms and Definitions, “Definition and classification of power system stability”, *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 19, no. 2, pp. 1387-1401, May 2004.
- [Iphe 16] www.iphe.net - IPHE, “International partnership for hydrogen and fuel cells in the economy”, Consulté en avril 2016
- [Isidori 96] A. Isidori, M. Domenica Di Benedetto, C. I. Byrnes, R. A. Freeman, P. V. Kokotovic, R. A. DeCarlo, S. . Zak, S. V. Drakunov, E. H. Abed, H. O. Wang, A. Tesi, J. Baillieul, B. Lehman, M. Krstic, K. M. Passino, S. Yurkovich, and J. A. Farrell, “Analysis and design of nonlinear systems”, in *The Control Handbook*, William S. Levine, CRC Press, Inc. IEEE Press, pp. 861-1017, ISBN 0-8493-8570-9, 1996.
- [Jacques Kere 15] L. Jacques Kere, S. Kelouwani, K. Agbossou, Y. Dube, and F. Martel, “Internal model control of a hydrogen-fueled genset for HEV applications”, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Montreal, Canada, Oct. 2015.
- [Jia 09] J. Jia, Q. Li, Y. Wang, Y. T. Cham, and M. Han, “Modeling and dynamic characteristic simulation of a proton exchange membrane fuel cell”, *IEEE Trans. Ener. Conv.*, vol. 24, no. 1, pp. 283-291, Jan. 2009.
- [Kaddissi 11] C. Kaddissi, J. P. Kenné, and M. Saad, “Indirect adaptive control of an electrohydraulic servo system based on nonlinear backstepping”, *IEEE Trans. Mechatron.*, vol. 16, no. 6, pp. 1171-1177, Dec. 2011.
- [Kermani 07] S. Kermani, “Gestion énergétique des véhicules hybrides : de la simulation à la commande temps réel”, *Thèse de doctorat de l'Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambrésis*, France, Sep. 2007.
- [Khaligh 10] A. Khaligh, and L. Zhihao, “Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: state of the art”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 6, pp. 2806-2814, Jul. 2010.

- [Khalil 96] H. K. Khalil, “Lyapunov stability”, in *The Control Handbook*, William S. Levine, CRC Press, Inc. IEEE Press, pp. 889-895, ISBN 0-8493-8570-9, 1996.
- [Khalil 01] H. K. Khalil, “Lyapunov Stability”, Nonlinear systems, 3^e éd. New Jersey : Prentice Hall, pp. 111-181, ISBN 0-13-067389-7, 2001.
- [Kokotovic 92] P. V. Kokotovic, “The joy of feedback: non linear and adaptive”, *IEEE Trans. Control Syst.*, vol. 12, no. 3, pp. 7-17, Jun. 1992.
- [Krause 02] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, “Symmetrical induction machines”, in *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, Second Edition., IEEE Press Power Engineering Series, Mohamed E. El-Hawary, Series Editor, pp. 141-190, United States of America, 2002.
- [Krstic 95] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. V. Kokotovic, *Nonlinear and Adaptive Control Design*. Wiley, 1995.
- [Krstic 96] M. Krstic, and P. Kokotovic, “Adaptive nonlinear control”, in *The Control Handbook*, William S. Levine, CRC Press, Inc. IEEE Press, pp. 980-993, ISBN 0-8493-8570-9, 1996.
- [Larminie 03] J. Larminie, and A. Dicks, “Operational fuel cell voltages”, in *Fuel Cell Systems Explained, Second Edition*, Wiley, pp. 46-66, ISBN 0-470-84857-X, Jan. 2003.
- [Lee 12] C. M. Lee, S. H. Han, C. H. Zheng, and L. We-Song, “Power split of fuel cell/ultracapacitor hybrid power system by backstepping sliding mode control”, *10th Int. Power & Energy Conference (IPEC)*, Ho Chi Minh City, Vietnam, Dec. 2012.
- [Letrouvé 10] T. Letrouvé, A. Bouscayrol, W. Lhomme, N. Dollinger, and F. Mercier Calvairac, “Different models of a traction drive for an electric vehicle simulation”, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Lille, France, Sep. 2010.
- [Letrouvé 12] T. Letrouvé, A. Bouscayrol, W. Lhomme, N. Dollinger, and F. Mercier Calvairac, “Reduced-scale hardware-in-the-loop simulation of a Peugeot 3008 Hybrid4 vehicle”, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Seoul, South Korea, Oct. 2012.
- [Letrouvé 13] T. Letrouvé, “Structuration de la commande de la simulation au prototype d’un véhicule hybride double parallèle au travers de la Représentation Énergétique Macroscopique”, *Thèse de doctorat de l’Université de Lille*, France, Mar. 2013.

- [Levine 96] W. S. Levine, and J. T. Gillis, "Standard mathematical models", in *The Control Handbook*, William S. Levine, CRC Press, Inc. IEEE Press, pp. 65-84, ISBN 0-8493-8570-9, 1996.
- [Lewis 95] F. L. Lewis, and V. L. Syrmos, "Optimal control", *Second Edition*, Wiley-Interscience, ISBN 0-471-03378-2, 1995.
- [Lhomme 05] W. Lhomme, P. Delarue, P. Barrade, A. Bouscayrol, and A. Rufer, "Design and Control of a Supercapacitor Storage System for Traction Application", *IEEE Industry Applications Conference*, Hong Kong, China, Oct. 2005.
- [Lhomme 07] W. Lhomme, "Gestion d'énergie de véhicules électriques hybrides basée sur la Représentation Énergétique Macroscopique", *Thèse de doctorat de l'Université de Lille*, France, Nov. 2007.
- [Lhomme 14] W. Lhomme, P. Delarue, A. Bouscayrol, and P. Barrade, "La REM, formalisme multiphysique de commande de systèmes énergétiques", *Techniques de l'ingénieur*, Nov. 2014.
- [Li 07] Y. W. Li, D. M. Vilathgamuwa, F. Blaabjerg, P. C. Loh, "A robust control scheme for medium-voltage-level DVR implementation", *IEEE Trans. Industrial Electronics.*, vol. 54, no. 4, pp. 2249-2261, Aug. 2007.
- [Li 12] Q. Li, W. Chen, Y. Li, S. Liu, and J. Huang, "Energy management strategy for fuel cell/battery/ultracapacitor hybrid vehicle based on fuzzy logic", *Int. Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 43, no. 1, pp. 514-525, Dec. 2012.
- [Li 16] T. Li, H. Liu, D. Zhao, and L. Wang, "Design and analysis of a fuel cell supercapacitor hybrid construction vehicle", *Int. of hydrogen energy*, vol. 41, no. 28, pp. 12307-12319, Jun. 2016.
- [Lin 02] F. J. Lin, P. H. Shen, and S. P. Hsu, "Adaptive backstepping sliding mode control for linear induction motor drive", *Electr. Power Appl. IEE Proc.*, vol. 149, no. 3, pp. 184-194, May 2002.
- [Lin 06] F.-J. Lin, L.-T. Teng, and C.-K. Chang, "Adaptive backstepping control for linear-induction motor drive using FPGA", *IEEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 153, no. 4, pp. 483-492, Jul. 2006.
- [Lin 07] F. J. Lin, C. K. Chang, and P. K. Huang, "FPGA-based adaptive backstepping sliding-mode control for linear induction motor drive", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1222-1231, Jul. 2007.

- [Liso 14] V. Liso, M. P. Nielsen, S. K. Kaer, and H. H. Mortensen, “Thermal modeling and temperature control of a PEM fuel cell system for forklift application”, *Int. Journal of Hyd. En.*, vol. 39, no. 16, pp. 8410-8420, May 2014.
- [Liu 10] T. H. Liu, H. T. Pu, and C. K. Lin, “Implementation of an adaptive position control system of a permanent-magnet synchronous motor and its application”, *Electr. Power Appl. IET*, vol. 4, no. 2, pp. 121-130, Jan. 2010.
- [Liu 12] H. Liu, A. Almansoori, M. Fowler, and A. Elkamel, “Analysis of Ontario’s hydrogen economy demands from hydrogen fuel cell vehicles”, *Int. Journal of Hyd. En.*, vol. 37, no. 11, pp. 8905-8916, Jun. 2012.
- [Looze 96] D. P. Looze, and J. S. Freudenberg, “Tradeoffs and limitations in feedback systems”, in *The Control Handbook*, William S. Levine, CRC Press, Inc. IEEE Press, pp. 537-550, ISBN 0-8493-8570-9, 1996.
- [Lopez Cascales 15] J. J. Lopez Cascales, M. C. Juan-Segovia, J. Ibanez Molina, J. Sanchez Vera, and P. M. Vivo Vivo, “Environmental impact associated with the substitution of internal combustion vehicles by fuel cell vehicles refueled by hydrogen generated by electrolysis using the power grid. An estimation focused on the Autonomous Region of Murcia (Spain)”, *Renewable Energy*, vol. 77, pp. 79-85, May. 2015.
- [Lopez-Arquillos 15] A. Lopez-Arquillos, J. C. Rubio-Romero, M. Suarez-Cebador, and M. del Carmen Pardo-Ferreira, “Comparative risk assessment of vehicle maintenance activities: Hybrid, battery electric, and hydrogen fuel cell cars”, *Int. Journal of Industrial Ergonomics*, vol. 47, pp. 53-60, Mar. 2015.
- [Lorenz 87] R. D. Lorenz, and D. B. Lawson, “Performance of feedforward current regulators for field oriented induction machine controllers”, *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol. IA-23, no. 4, Jul. 1987.
- [Lu 16] X. Lu, T. Yao, Y. Li, J. C. H. Fung, and A. K. H. Lau, “Source apportionment and health effect of NO_x over the Pearl River Delta region in southern China”, *Environmental Pollution*, vol. 212, pp. 135-146, Jan. 2016.
- [Maclay 97] D. Maclay, “Simulation gets into the loop”, *IEE Review*, vol. 43, no. 3, pp. 109-112, May 1997.
- [Manneville 04] P. Manneville, « Premiers éléments de dynamique non-linéaire », dans *Instabilités, Chaos et Turbulence*, Éditions de l’école polytechnique, pp. 21-60, ISBN978-2730209137, Sep. 2004.
- [Marx 11] D. Marx, P. Magne, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, and B. Davat, “Large signal stability analysis tools in DC power systems with constant power loads and variable power loads—a review”, *IEEE Trans. Power Ele.*, vol. 27, no. 4, pp. 1773-1787, Sep. 2011.

- [Marx 16] N. Marx, D. Hissel, F. Gustin, L. Boulon, K. Agbossou, "On the sizing and energy management of an hybrid multistack fuel cell – Battery system for automotive applications", *Int. Journal of Hyd. En.*, in Press, July 2016.
- [Mazloomi 12] K. Mazloomi, and C. Gomes, "Hydrogen as an energy carrier: Prospects and challenges", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 16, no. 5, pp. 3024-3033, Jun. 2012.
- [Megevh 16] <http://megevh.univ-lille1.fr/> - "MEGEVH website", Consulté en avril 2016.
- [Messagie 14] M. Messagie, F.-S. Boureima, T. Coosemans, C. Macharis, and J. Van Mierlo, "A range-based vehicle life cycle assessment incorporating variability in the environmental assessment of different vehicle technologies and fuels", *Energies*, vol. 7, pp. 1467-1482, Mar. 2014.
- [Morales 15] J. Morales-Morales, I. Cervantes, and U. Cano-Castillo, "On the design of robust energy management strategies for FCHEV", *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 64, no. 5, pp. 1716-1728, May 2015.
- [Morawiec 13] M. Morawiec, "The adaptive backstepping control of permanent magnet synchronous motor supplied by current source inverter", *IEEE Trans Ind Informat*, vol. 9, no. 2, pp. 1047-1055, May 2013.
- [Morawiec 14] M. Morawiec, "Z-Type observer backstepping for induction machines", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 62, no. 4, pp. 2090-2102, Sep. 2014.
- [Nguyen 16] B. H. Nguyen, R. German, J. P. Trovão, and A. Bouscayrol, "Improved voltage limitation method of supercapacitors in electric vehicle applications", *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, Hangzhou, China, Oct. 2016.
- [Ni 05] M. Ni, M. K. H. Leung, K. Sumathy, and D. Y. C. Leung, "Potential of renewable hydrogen production for energy supply in Hong Kong", *Int. Journal of Hyd. En.*, vol. 31, pp. 1401-1412, Dec. 2005.
- [Ogata 02] K. Ogata, "Introduction to control systems", in *Modern Control Engineering, Fourth Edition*, Prentice Hall, pp. 1-8, ISBN 0-13-060907-2, USA, 2002.
- [Passino 96] K. M. Passino, and S. Yurkovich, "Fuzzy control", in *The Control Handbook*, William S. Levine, CRC Press, Inc. IEEE Press, pp. 1001-1017, ISBN 0-8493-8570-9, 1996.
- [Payman 09] A. Payman, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, and B. Davat, "An adapted control strategy to minimize DC-bus capacitors of a parallel fuel

- cell/ultracapacitor hybrid system,” *IEEE Trans. Power Ele.*, vol. 26, no. 12, pp. 3843–3852, Aug. 2009.
- [Pierfederici 05] S. Pierfederici, R. Meuret, F. Meibody-Tabar, et B. Davat, “Contribution à l’étude de la stabilité des systèmes distribués - Application aux réseaux de bord d’avions », *Journal sur l’enseignement des sciences et technologies de l’information et des systèmes*, vol. 4, no. 1, 2005.
- [Qiu 13] Li Qiu, and Kemin Zhou, “Preclassical tools for postmodern control”, *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 33, no. 4, pp. 26-38, Aug. 2013.
- [Radatz 96] J. Radatz, “The IEEE standard dictionnaire of electrical and electronics terms”, Sixth Edition, *IEEE*, ISBN 1-55937-833-6, 1996.
- [Rajabzadeh 16] M. Rajabzadeh, S. Mohammad Taghi Bathaee, and M. Aliakbar Golkar, “Dynamic modeling and nonlinear control of fuel cell vehicles with differents hybrid power sources”, *Int. Journal of Hyd. En.*, vol. 41, no. 30, pp. 3185-3198, Jan. 2016.
- [Rajamani 12] R. Rajamani, “Lateral vehicle dynamics”, in *Vehicle Dynamics and Control*, Second Edition., *IEEE Press Power Engineering Series, Springer*, pp. 12-59, ISBN 978-1-4614-1432-2, 2012.
- [Ren 15] G. Ren, G. Ma, and N. Cong, “Review of electrical energy storage system for vehicular application”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 41, pp. 225-236, Jan. 2015.
- [Richardson 15] I. A. Richardson, J. T. Fisher, P. E. Frome, B. O. Smith, S. Guo, S. Chanda, M. S. McFeely, A. M. Miller, and J. W. Leachman, “Low-cost, transportable hydrogen fueling station for early market adoption of fuel cell electric vehicles”, *Internal Journal of Hydrogen Energy*, vol. 40, pp. 8122-8127, May 2015.
- [Rohrs 93a] C. E. Rohrs, J. L. Melsa, and D. G. Schultz, “Introduction to automatic control systems”, in *Linear Control Systems, McGraw-Hill, Inc.*, pp. 1-8, ISBN 0-07-041525-0, 1993.
- [Rohrs 93b] C. E. Rohrs, J. L. Melsa, and D. G. Schultz, “Stability”, in *Linear Control Systems, McGraw-Hill, Inc.*, pp. 291-358, ISBN 0-07-041525-0, 1993.
- [Rohrs 93c] C. E. Rohrs, J. L. Melsa, and D. G. Schultz, “The root locus method”, in *Linear Control Systems, McGraw-Hill, Inc.*, pp. 291-358, ISBN 0-07-041525-0, 1993.
- [Rohrs 93d] C. E. Rohrs, J. L. Melsa, and D. G. Schultz, “Closed-loop-system representation”, in *Linear Control Systems, McGraw-Hill, Inc.*, pp. 97-158, ISBN 0-07-041525-0, 1993.

- [Sandulescu 13] P. Sandulescu, “Modélisation et commande d’un système à trois phases indépendantes à double fonctionnalité : Traction Électrique et Chargeur Forte Puissance pour application automobile”, *Thèse de doctorat de l’École Nationale Supérieure d’Arts et Métiers*, Lille, France, Sep. 2013.
- [Schaltz 09] E. Schaltz, A. Khaligh, and P. Omand Rasmussen, “Influence of battery/ultracapacitor energy-storage sizing on battery lifetime in a fuel cell hybrid electric vehicle”, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 8, pp. 3882-3891, Oct. 2009.
- [Shahian 92] B. Shahian, and M. Hassul, “Control system design using matlab”, *Prentice-Hall*, ISBN 978-0130145567, Dec. 1992.
- [Sobel 96] K. M. Sobel, E. Y. Shapiro, A. N. Andry, “Eigenstructure assignment”, in *The Control Handbook*, William S. Levine, *CRC Press, Inc. IEEE Press*, pp. 621-633, ISBN 0-8493-8570-9, 1996.
- [Solano Martinez 11] J. Solano Martinez, D. Hissel, M.-C. Pera, and M. Amiet, “Practical control structure and energy management of a testbed hybrid electric vehicle”, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 9, pp. 4139-4152, Nov. 2011.
- [Stefani 96a] R. T. Stefani, “Gain margin and phase margin”, in *The Control Handbook*, William S. Levine, *CRC Press, Inc. IEEE Press*, pp. 152-156, ISBN 0-8493-8570-9, 1996.
- [Stefani 96b] R. T. Stefani, and W. A. Wolovich, “Analysis methods”, in *The Control Handbook*, William S. Levine, *CRC Press, Inc. IEEE Press*, pp. 115-121, ISBN 0-8493-8570-9, 1996.
- [Sulaiman 15] N. Sulaiman, M. A. Hannan, A. Mohamed, E. H. Majlan, and W. R. Wan Daud, “A review on energy management system for fuel cell hybrid electric vehicle: Issues and challenges”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 52, pp. 802-814, Dec. 2015.
- [Syed 12] S. A. Syed, “Energetic Macroscopic Representation and multi-level energy management for heavy-duty hybrid vehicles using double planetary geartrain”, *PhD thesis of Université de Lille*, France, Jun. 2012.
- [Symbiofcell 16] www.symbiofcell.com - Symbio FCell, Grenoble, France, Consulté en avril 2016.
- [Tan 99] H. Tan, and J. Chang, “Field orientation and adaptive backstepping for induction motor control”, *Industry Application Conference*, Phoenix, USA, 3-7 Oct. 1999.

- [Tarbouriech 09] S. Tarbouriech, and M. Turner, “Anti-windup design: an overview of some recent advances and open problems”, *IET Control Theory & Applications*, vol. 3, no. 1, pp. 1-19, Jan. 2009.
- [Tazzari 16] <http://www.tazzari-zero.com/> - “Tazzari Zero website”, Consulté en avril 2016.
- [Tempo 96] R. Tempo, and F. Blanchini, “Robustness analysis with real parametric uncertainty”, in *The Control Handbook*, William S. Levine, CRC Press, Inc. IEEE Press, pp. 152-156, ISBN 0-8493-8570-9, 1996.
- [Tesfaye 00] A. Tesfaye, H. S. Lee, and M. Tomizuka, “A sensitivity optimization approach to design of a disturbance observer in digital motion control systems”, *IEEE Trans. Mechatron.*, vol. 5, no. 1, pp. 32-38, Mar. 2000.
- [Thounthong 09] P. Thounthong, V. Chunkag, P. Sethakul, B. Davat, and M. Hinaje, “Comparative study of fuel-cell vehicle hybridization with battery or supercapacitor storage device”, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 8, pp. 3892-3904, Oct. 2009.
- [Thounthong 10] P. Thounthong, S. Pierfederici, J.-P. Martin, M. Hinaje, and B. Davat, “Modeling and control of fuel cell/supercapacitor hybrid source based on differential flatness control”, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, pp. 2700-2710, Jul. 2010.
- [Thounthong 15] P. Thounthong, L. Piegari, S. Pierfederici, and B. Davat, “Nonlinear intelligent DC grid stabilization for fuel cell vehicle applications with a supercapacitor storage device”, *Int. Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 64, pp. 723-733, Jan. 2015.
- [Toliyat 03] H. A. Toliyat, E. Levi, and M. Raina, “A review of RFO induction motor parameter estimation techniques”, *IEEE Trans. Energy. Conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 271-283, Jun. 2003.
- [Toyota 16] http://www.toyota-global.com/innovation/environmental/technology/technology_file/fuel_cell_hybrid.html#h303 - “Toyota Website”, Consulté en avril 2016.
- [Traoré 10] D. Traoré, J. De Leon, and A. Glumineau, “Sensorless induction motor adaptive observer-backstepping controller: experimental robustness tests on low frequencies benchmark”, *Control Theory & Application, IET*, vol. 4, no. 10, pp. 1989-2002, Oct. 2010.
- [Turpin 12] C. Turpin, S. Astier, B. Sareni, and H. Piquet, “Energy Management in Hybrid Electrical Systems with Storage”, in *Systemic Design Methodologies for Electrical Energy Systems – Analysis, Synthesis and Management*, Wiley, ISBN 978-1-84821-388-3, 2012.

- [Tutuianu 13] M. Tutuianu, A. Marotta, H. Steven, Eva Ericsson, T. Haniu, N. Ichikawa, and H. Ishii, "Development of a world-wide worldwide harmonized light duty driving test cycle (WLTC)", *Technical Report, DHC subgroup, GRPE-67-03*, Nov. 2013.
- [Uzunoglu 07] M. Uzunoglu, and M. S. Alam, "Dynamic modeling, design and simulation of a PEM fuel cell/ultra-capacitor hybrid system for vehicular applications", *Energy Conversion and Management*, vol. 48, no. 5, pp. 1544-1553, May 2007.
- [Uzunoglu 08] M. Uzunoglu, and M. S. Alam, "Modeling and analysis of an FC/UC hybrid vehicular power system using a novel-wavelet-based load sharing algorithm", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 23, no. 1, pp. 263-272, Mar. 2008.
- [Van Den Hof 95] P. Van Den Hof, and R. Schrama, "Identification and control – closed-loop issues", *Automatica*, vol. 31, no. 12, pp. 1751-1770, Dec. 95.
- [Verhelst 12] S. Verhelst, T. Wallner, H. Eichlseder, K. Naganuma, F. Gerbig, B. Boyer, and S. Tanno, "Electricity powering combustion: hydrogen engines", *Proceeding of the IEEE*, vol. 100, no. 2, pp. 427-439, Feb. 2012.
- [Verhelst 14] S. Verhelst, "Recent progress in the use of hydrogen as a fuel for internal combustion engines", *Int. Journal of Hyd. En.*, vol. 39, no. 2, pp. 1071-1085, Jan. 2014.
- [Verhille 07] J. N. Verhille, "Représentation Énergétique Macroscopique du métro VAL 206 et structures de commande déduites par inversion", *Thèse de Doctorat de l'École Nationale Supérieure des Arts et métiers de Lille*, France, Juillet 2007.
- [Vural 14] B. Vural, S. Dusmenz, M. Uzunoglu, E. Ugur, and B. Akin, "Fuel Consumption Comparison of Different Battery/Ultracapacitor Hybridization Topologies for Fuel-Cell Vehicles on a Test Bench", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topic in Power Electronics*, vol. 2, no. 3, pp. 552-561, Sep. 2014.
- [Walker 15] S. B. Walker, M. Fowler, and L. Ahmadi, "Comparative life cycle assessment of power-to-gas generation of hydrogen with a dynamic emissions factor for fuel cell vehicles", *Journal of Energy Storage*, vol. 4, pp. 62-73, Dec. 2015.
- [Wan 13] Y. Wan, and J. Zhao, "Extended backstepping method for single-machine infinite-bus power systems with SMES", *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 21, no. 3, pp. 915-923, Apr. 2013.
- [White 06] C. M. White, R. R. Steeper, and A. E. Lutz, "The hydrogen-fueled internal combustion engine: a technical review", *Int. Journal of Hyd. En.*, vol. 31, no. 10, pp. 1292-1305, Aug. 2006.

- [Williamson 06] S. S. Williamson, S. M. Lukic, and A. Emadi, "Comprehensive drive train efficiency analysis of hybrid electric and fuel cell vehicles based on motor-controller efficiency modelling", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 21, no. 3, pp. 730–740, May 2006.
- [Yang 96] J.-S. Yang, W. S. Levine, R. C. Dorf, R. H. Bishop, J. J. D'Azzo, C. H. Houppis, K. J. Astrom, T. Hagglund, K. Ogata, R. D. Braatz, and Z. J. Palmor, "Design methods", in *The Control Handbook*, William S. Levine, CRC Press, Inc. IEEE Press, pp. 157-238, ISBN 0-8493-8570-9, 1996.
- [Yang 12] X. G. Yang, Q. Ye, and P. Cheng, "Hydrogen pumping effect induced by fuel starvation in a single cell of a PEM fuel cell stack at galvanostatic operation", *Int. Journal of Hyd. En.*, vol. 37, no. 19, pp. 14439-14453, Oct. 2012.
- [Ying 09] W. Ying, "Inversion-based feedforward-feedback control: theory and implementation to high-speed atomic force microscope imaging", *PhD thesis of Iowa State University*, USA, 2009.
- [Yoo 10] S. J. Yoo, J. B. Park, and Y.H. Choi, "Adaptive formation tracking control of electrically driven multiple mobile robots", *IET Control Theory App*, vol. 4, no. 8, pp. 1489-1500, Aug. 2010.
- [Yoshida 15] T. Yoshida, and K. Kojima, "Toyota MIRAI fuel cell vehicle and progress toward a future hydrogen society", *The Electrochemical Society Interface*, vol. 24, no. 2, pp. 45-49, Sum. 2015.
- [Yu 09] X. Yu, M. Pingwen, H. Ming, Y. Baolian, and Z. G. Shao, "The critical pressure drop for the purge process in the anode fuel cell", *Journal of Power Sources*, vol. 188, no. 1, pp. 163-169, Mar. 2009.
- [Zandi 11] M. Zandi, A. Payman, J.-P. Martin, S. Pierfederici, B. Davat, and F. Meibody-Tabar, "Energy management of a fuel cell/supercapacitor/battery power source for electric vehicular applications", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 2, pp. 433-443, Feb. 2011.
- [Zhang 03] Y. Zhang, B. Fidan, and P.A. Ioannou, "Backstepping control of linear time-varying systems with known and unknown parameters", *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 48, no. 11, pp. 1908-1925, Nov. 2003.
- [Zhang 15] J. Zhang, C. Sun, R. Zhang, and C. Qian, "Adaptive sliding mode control for re-entry attitude of near space hypersonic vehicle based on backstepping design", *IEEECAA J. Autom. Sin.*, vol. 2, no. 1, pp. 94-101, Jan. 2015.

- [Zhong 14] F. Zhong, R. Martinez Oviedo, S. Gormus, and P. Kulkarni, "The reign of EV's? An economic analysis from consumer's perspective", *IEEE Electrification Magazine*, vol. 2, no. 2, pp. 61-71, Jun. 2014.
- [Zhou 10] H. Zhou, and Z. Liu, "Vehicle yaw stability-control system design based on sliding mode and backstepping control approach", *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 59, no 7, pp. 3674-3678, Sep. 2010.
- [Zhou 11] J. Zhou, and C. Wen, "Backstepping control", in *Control and Mechatronics, second edition*, CRC Press, pp. 20-1-20-21, ISBN 978-1-4398-0288-5, 2011.
- [Zhu 00] Z. Q. Zhu, Y. S. Chen, and D. Howe, "Online optimal flux-weakening control of permanent-magnet brushless AC drives", *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 36, no. 6, pp. 1661-1668, Nov. 2000.
- [Zubieta 00] L. Zubieta, and R. Bonert, "Characterization of double-layer capacitors for power electronics application", *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 36, no. 1, pp. 199-205, Feb. 2000.