



Université de Lille
Ecole doctorale des Sciences Pour l'Ingénieur

Thèse

Pour obtenir le grade de
Docteur de l'Université de Lille
Spécialité : Génie Electrique

Présentée et soutenue publiquement par

Abdoulaye PAM

le 22 octobre 2020

Méthodologie d'émulation pour le test de chaîne de puissance de véhicules électrifiés

Membres du jury :

Pr. Philippe BARRADE	HES-SO Valais-Wallis, Suisse	Examineur
Pr. Alain BOUSCAYROL	Université de Lille, France	Directeur de thèse
Dr. Guillaume COLIN	Université d'Orléans, France	Rapporteur
Pr. Maria PIETRZAK-DAVID	Université de Toulouse, France	Rapporteur
Mr. Philippe FIANI	Sherpa Engineering, France	Invité
Pr. Eric LABOURE	Université Paris-Sud, France	Président du jury
Pr. Betty LEMAIRE-SEMAIL	Université de Lille, France	Examineur
Pr. João Pedro F. TROVÃO	Université de Sherbrooke, Canada	Examineur

*“Ce que nous appelons hasard n’est et ne peut être que la
cause ignorée d’un effet connu...”*

*Il n’y a point de hasard ; tout est épreuve, ou punition,
ou récompense, ou prévoyance.”*

Voltaire

*A maman et à papa Fodé,
Que la paix soit sur vos humbles âmes*

REMERCIEMENTS

Mes remerciements iront d'abord vers Le **Tout Puissant** qui m'a guidé, accordé santé, courage, persévérance et aptitudes nécessaires pour arriver à ce niveau.

Je remercie mon directeur de thèse **Alain Bouscayrol**, professeur à l'Université de Lille. Alain, merci pour tes enseignements et pour tous les échanges scientifiques. Aristote a dit : "*La marque distinctive du savant, c'est la capacité d'enseigner*". Cette citation me confirme l'image du savant que j'ai de toi. Au-delà de ta grandeur scientifique, c'est l'Humain que tu es que j'apprécie encore plus. Je te remercie infiniment pour avoir été aussi humainement le directeur de la thèse.

Je remercie mon encadrant industriel **Philippe Fiani**, responsable R&D à Sherpa Engineering. Philippe, pour moi, tu es un incontournable philosophe de l'ingénierie. Je te remercie aussi pour nos discussions au tour de la commande et de l'analyse fréquentielle. Je retiendrai toujours la bonne humeur et les bonnes ondes (et les bonnes blagues aussi) que tu as dégagées en permanence.

Je remercie également tous les membres mon jury de thèse. Merci à monsieur **Eric Labouré**, professeur à l'Université Paris-Sud, pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury et d'être examinateur de cette thèse. Merci à madame **Maria Pietrzak-David**, professeure à l'Université de Toulouse, et monsieur **Guillaume Colin**, maître de conférences à l'Université d'Orléans, pour avoir accepté d'être rapporteurs de ma thèse. Leurs remarques pertinentes et constructives formulées dans leurs rapports et lors de la soutenance sont d'une immense richesse scientifique. Merci également à monsieur **Philippe Barrade**, professeur à HES-SO Valais-Wallis, et monsieur **João Pedro F. Trovão**, professeur à l'Université de Sherbrooke, pour avoir accepté d'être examinateur de cette thèse. A chaque échange avec eux, conférences et écoles d'été, j'ai toujours appris scientifiquement et humainement, nos échanges lors de la soutenance m'ont permis de prendre encore un recul plus important. C'est toujours un grand honneur pour moi d'échanger avec eux. Merci à madame **Betty Lemaire-Semail**, professeure à l'Université de Lille, pour avoir accepté d'être examinateur de ma thèse. J'ai eu la chance et l'honneur d'effectuer cette thèse au sein du L2EP dont tu es directrice. Je ne peux que témoigner de ton exemplaire leadership.

Je remercie également monsieur **Philippe Delarue** et monsieur **Ronan German**, tous les deux maîtres de conférences à l'Université de Lille, pour votre aide et implication dans les travaux. Philippe, merci pour nos échanges autour de l'électronique de puissance, j'en ai énormément appris. Ronan, merci pour nos discussions autour des batteries (mais pas que, tu sais de quoi je parle). Merci aussi pour les barbecues et les repas (mais arrêtes de renifler ma gamelle du midi). Je remercie ma team de tous les jours au laboratoire, **Florian** (alias "c'est qu'est-ce que je t'ai dit"), **David** (le fidèle client de Picard), **Anatole** (le mec qui a le bureau très encombré, mais la tête bien rangé). Merci les gars pour avoir rendu ces années de thèse aussi agréables que nos années de master. Merci à **Lauro** et **Ryan** pour m'avoir aidé dans la validation expérimentale des travaux de

la thèse. Merci à **Hussein** (le mec qui prend café et cigarette comme repas de midi) pour les cours d'arabe. Merci à **Walter** pour nos discussions sur des sujets nombreux et variés.

Un grand MERCI à l'ensemble des personnels du L2EP et de Sherpa Engineering qui ont rendu agréable cette expérience. Par peur d'en oublier un, je ne vais pas vous citer tous. Je remercie aussi tout enseignant qui a contribué à ma formation, depuis les classes de plus bas niveau.

Je remercie ma famille (**Pam, Ba, Diallo, Diop, Fall, Keïta, Ndiaye, Sall, Seck, Seck, Tall, Watt**), mes frères et sœurs, cousins et cousines, oncles et tantes, neveux et nièces, mes amis et toute personne, qui de près ou de loin, a manifesté un soutien visible ou invisible pour ma réussite. Je remercie particulièrement la Famille **Seck** des HLM nimzatt à Dakar, ma tante **Rama Aw** (ma tante préférée même si elle ne me croit pas), pour leur hospitalité pendant mes années de BTS au CEDT-G15. Je remercie particulièrement mon cousin **Zakiw Ndiaye** et son épouse **Aïssata**, pour m'avoir accueilli en France, et pour toute aide depuis le début. Je remercie mes oncles **Mbaye Sarr Pam** et **Issa Waly Pam**, mes cousins **Ahmad Tidjany Seck** et **Bassirou Ndiaye**, pour les précieux conseils. Je remercie ma cousine **Fatou Diagne** pour son aide. Je remercie également ma cousine **Diéliya Ly** et sa famille (j'espère que **Djibril** et **Bocar** n'ont pas oublié nos "checks") pour leur hospitalité durant l'été 2014 quand je venais d'arriver dans la région des Hauts-de-France. Je remercie **Adja Seck** et sa famille (les combats de lutte avec mes neveux me manquent beaucoup) pour leur soutien permanent. Je remercie mon cousin **Souleymane Seck** pour ses messages réconfortants du vendredi, son épouse **Khadijatou** et sa famille (mes neveux me manquent beaucoup) pour leur soutien.

Je remercie ma belle-famille (Feu papa **Fodé**, maman **Ndèye Fatou, Ndiabel** et sa famille, **Ndiassé** et sa famille, **Néné** et sa famille, **Yoro** et sa famille, **Binette** et **Amina**) pour leur soutien.

Je remercie ma **Mère** et mon **Père** alias "Hamady Haby Junior" pour leur rigoureuse éducation. Père, j'espère que Mère est fière de ce je suis devenu. J'espère aussi qu'elle est gâtée de bienfaits dans les paradis du Tout Puissant. Quant à toi Père, je t'ai toujours promis amitié depuis l'âge de 2 ans, je réitère cette promesse de nouveau. Je te remercie pour toutes ces années d'accompagnement, de soutien, de prière, de conseil, de rigueur dans l'éducation pour la discipline, la réussite et l'excellence. J'espère que tu es fier du chemin qu'on a parcouru ensemble jusque-là.

Enfin la meilleure pour la fin, je remercie **ma merveilleuse femme**, ma meilleure amie, ma moitié, ma confidente, ma joie de vivre, ma lune, ma fleur, ma douce, ma partenaire, ma force et ma faiblesse (et oui, tout homme a une faiblesse). Tu es très forte, tu arrives à me supporter au jour le jour (ce qui n'est pas évident). Je suis reconnaissant du Tout Puissant qui t'a mise sur mon chemin et prie fort qu'Il te garde à mes côtés jusqu'à ce que la mort nous sépare (je n'ai fait que répéter ce qu'on a signé à la mairie). Enfin bref, je t'aime très fort, mais j'espère que nos futurs enfants ne copieront pas tes prises de décision à la dernière minute (il fallait que je la fasse celle-là).

A ceux que j'ai cité et ceux que je n'ai pas, **MERCI !!!**

“Les maux ne cesseront pas pour les humains avant que la race des purs et authentiques philosophes n'arrive au pouvoir ou que les chefs des cités, par une grâce divine, ne se mettent à philosopher véritablement.”

Platon

L'électrification des véhicules est devenue, depuis plusieurs années, une solution incontournable pour faire face aux différents problèmes écologiques dans le transport. Ainsi des véhicules électrifiés (hybrides et électriques) sont de plus en plus mis en circulation. Des procédures de tests de leurs divers composants sont mises en place pour optimiser la conception, production et qualité de ces véhicules. L'émulation ("Hardware-in-the-Loop" simulation) de puissance est devenue une étape importante, dans le cycle de développement des véhicules, pour la réalisation de ces différents tests. Pour diminuer les contraintes de délais et de coûts, le développement rapide d'émulateurs fiables et flexibles est nécessaire. L'objectif de cette thèse est de proposer une méthode pour la mise en œuvre d'émulateurs de puissance de chaîne de traction de véhicules électrifiés pour le test de leurs ensembles fonctionnels. Le formalisme REM (Représentation Énergétique Macroscopique) est utilisé comme outil d'organisation pour la synthèse des divers émulateurs de puissance. La méthodologie développée est utilisée pour tester la batterie et les entraînements électriques d'un véhicule hybride série. D'abord, une représentation unifiée du modèle de simulation énergétique du véhicule hybride série est réalisée. Ensuite, cette méthodologie est appliquée au test de la batterie du véhicule cible. Elle est enfin appliquée pour le test d'entraînements électriques. Des résultats expérimentaux sont fournis tout au long de ce mémoire pour valider ces divers émulateurs.

Mots clés : Véhicules électrifiés, Représentation Énergétique Macroscopique (REM), émulation de puissance, validation expérimentale.

The electrification of transportation has become, for several years, an essential solution to deal with the various ecological problems in transport. Thus, electrified vehicles (hybrid and electric) are more and more put on the road. Test procedures for their various components are organized to optimize the design, production, and quality of these vehicles. Power Hardware-in-the-Loop simulation (using power emulators) has become an important step in the vehicle development cycle for these various tests. To reduce time and cost constraints, the rapid development of reliable and flexible power emulators is necessary. The objective of this PhD thesis is to propose a method for the design of power emulators for electrified vehicles for the testing of their various functional subsystems. EMR (Energetic Macroscopic Representation) formalism is used as an organization tool for the design of the various power emulators. The methodology developed is used to test the battery and electric drives of a series hybrid electric vehicle. First, a unified representation of the energetic simulation model of the series hybrid electric vehicle is proposed. Next, the methodology is applied for the battery testing of the reference vehicle. Finally, the methodology is applied for electric drives testing. Experimental results are provided throughout this PhD thesis to validate these various power emulators.

Keywords: Electrified vehicles, Energetic Macroscopic Representation (EMR), power Hardware-in-the-Loop (HiL), experimental validation.

TABLE DES MATIERES

NOMENCLATURE	xv
INTRODUCTION GÉNÉRALE	xv
CHAPITRE I - ENJEUX ET ÉVOLUTIONS DES ÉMULATEURS DE PUISSANCE DES VÉHICULES ÉLECTRIFIÉS	5
I.1 - Contexte général des véhicules électrifiés	6
I.1.1 - Contexte économique & environnemental des véhicules électrifiés	6
I.1.2 - Diverses topologies de véhicules électrifiés	9
I.2 - Emulateurs de puissance dans le développement des véhicules électrifiés	15
I.2.1 - Contexte des émulateurs	15
I.2.2 - Emulateurs de puissance et méthodes d'organisation.....	17
I.2.3 - Contraintes sur l'interface d'émulation	24
I.3 - Positionnement de la thèse	28
I.3.1 - Objectif et résultats attendus de la thèse	28
I.3.2 - Positionnement scientifique	31
I.3.3 - Méthodologie de développement des émulateurs.....	34
I.4 - Conclusion du chapitre	36
CHAPITRE II - SIMULATION ÉNERGÉTIQUE EN VUE DE L'ÉMULATION DU VÉHICULE HYBRIDE SÉRIE	38
II.1 - Représentation Energétique Macroscopique du véhicule & conflits d'association	39
II.1.1 - Modélisation des divers sous-systèmes du véhicule	39
II.1.2 - Interconnexion des divers sous-systèmes du véhicule	44
II.1.3 - Résolution des conflits d'association et REM globale.....	47
II.2 - Structures de commande du véhicule	49
II.2.1 - Structure maximale de commande du sous-système de traction	49
II.2.2 - Structure maximale de commande du sous-système de génération.....	51
II.2.3 - Structure Pratique de commande du véhicule hybride série.....	54
II.3 - Stratégies de gestion d'énergie du véhicule en vue de l'émulation	58
II.3.1 - Organisation de la gestion d'énergie du véhicule	58
II.3.2 - Gestion d'énergie optimisée par la programmation dynamique.....	63
II.3.3 - Gestion d'énergie temps réel à base de règles pour l'émulation	69
II.4 - Conclusion du chapitre	74

CHAPITRE III - EMULATION POUR LE TEST DE BATTERIE	76
III.1 - Emulateur classique pour reproduire le courant moyen de batterie	77
III.1.1 - Identification de l'interface d'émulation	77
III.1.2 - Organisation de l'émulateur de puissance.....	79
III.1.3 - Validation expérimentale de l'émulateur	81
III.1.4 - Limitations de l'émulateur de puissance aux valeurs moyennes.....	83
III.2 - Emulateur avec onduleur réel pour reproduire le courant instantané	86
III.2.1 - Identification de l'interface d'émulation	86
III.2.2 - Organisation de l'émulateur de puissance.....	88
III.2.3 - Commande de l'interface d'émulation.....	88
III.2.4 - Validation expérimentale de l'émulateur	94
III.3 - Emulateur avec convertisseur réduit pour reproduire le courant instantané .	97
III.3.1 - Identification de l'interface d'émulation	97
III.3.2 - Organisation de l'émulateur de puissance.....	99
III.3.3 - Stratégie de commande de l'interface d'émulation	99
III.3.4 - Validation expérimentale de l'émulateur	107
III.4 - Conclusion du chapitre.....	110
CHAPITRE IV - EMULATION POUR LE TEST DES ENTRAINEMENTS ÉLECTRIQUES	112
IV.1 - Conflit d'association & synthèse des émulateurs de puissance	113
IV.1.1 - Approche classique sans considération du conflit d'association	114
IV.1.2 - Positionnement du problème lié au conflit d'association	116
IV.1.3 - Synthèse des divers émulateurs possibles avec le conflit d'association	118
IV.2 - Emulateur de puissance avec coupure en amont du conflit d'association	120
IV.2.1 - Organisation de l'émulateur pour le test de la génératrice	120
IV.2.2 - Commande en vitesse avec un "retour direct"	122
IV.2.3 - Commande en vitesse : "retour direct" & "anticipation" d'inversion	126
IV.2.4 - Validation expérimentale de l'émulateur de puissance	130
IV.3 - Emulateur de puissance avec coupure en aval du conflit d'association	133
IV.3.1 - Organisation de l'émulateur pour le test de la génératrice	133
IV.3.2 - Commande en couple de l'interface d'émulation	133
IV.3.3 - Commande "adaptative" en couple de l'interface d'émulation	139
IV.3.4 - Validation expérimentale de l'émulateur de puissance	143
IV.4 - Conclusion du chapitre	146
CONCLUSION GÉNÉRALE	148

ANNEXES	152
Annexe A - Représentation Energétique Macroscopique	153
Annexe B - Paramètres du véhicule hybride série étudié	154
Annexe C - Les outils Sherpa : PhiSim & PhiEmi	155
Annexe D - Calcul des correcteurs pour la commande du véhicule	158
Annexe E - Structure de commande unifiée du sous-système de génération	160
Annexe F - Tests de batterie : paramètres de la validation expérimentale	161
Annexe G - Emulateur à échelle réduite pour la validation de la gestion d'énergie . 162	
Annexe H - REM d'un modèle électrothermique de batterie	164
Annexe I - Emulateur pour le test de l'entraînement électrique de traction	166
Annexe J - Commande en vitesse : “retour direct” & “anticipation” de compensation	169
Annexe K - Emulateurs pour la génératrice : calcul des fonctions de transfert	174
Annexe L - Emulateurs pour la génératrice : validation sur NEDC et WLTC	179
BIBLIOGRAPHIE	181

NOMENCLATURE

DC / AC	Direct Current / Alternative Current
ECU	Electronic Control Unit
EMS	Energy Management Strategy
HiL	Hardware-in-the-Loop
MAS	Machine ASynchrone
MCC	Machine à Courant Continu
MET / MEG	Machine Electrique de Traction / Génératrice
MHF	Mode Hybride Fréquent
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
MTh.	Moteur Thermique
NEDC	New European Driving Cycle
PA	Prolongation d'Autonomie
PàC	Pile à Combustible
PD	Programmation Dynamique
PI / IP	Proportionnel Intégral / Intégral Proportionnel
REM	Représentation Energétique Macroscopique
SCs	SuperCondensateurs
SMC	Structure Maximale de Commande
SPC	Structure Pratique de Commande
VE	Véhicule Electrique
VH	Véhicule Hybride
WLTC	Worldwide harmonized Light vehicles Test Cycle



Le monde du transport continu à être confronté à des contraintes écologiques, environnementales et économiques. En effet, en 2018, le secteur du transport est responsable de 24% des émissions de CO₂ dans le monde [IEA 18]. La part du transport routier représente 74% de ces émissions de CO₂. De nouvelles politiques sont mises en place pour réduire significativement les émissions polluantes du secteur afin de limiter le réchauffement climatique à 2°C d'ici 2100 [CA 19]. Développer une mobilité adaptée à l'environnement est un enjeu majeur pour ces objectifs. L'électrification du secteur du transport est ainsi devenue une priorité. C'est dans cette perspective que des véhicules électrifiés (hybrides et électriques) sont mis en circulation pour réduire l'empreinte écologique des transports. D'ailleurs, la production de ces véhicules doit augmenter significativement afin qu'en 2030, la flotte automobile mondiale compte environ 10% de véhicules électrifiés [IEA 18]. Cette flotte compte 0,6% de véhicules électrifiés en 2018. Le développement très rapide de nouveaux véhicules électrifiés est donc nécessaire.

Les véhicules électrifiés correspondent à des véhicules électriques à batteries, à piles à combustibles, ou encore des véhicules hybrides. Les topologies de véhicules électrifiés sont donc multiples et variées. La réalisation de leur structure de commande est souvent complexe. La démarche classique de production de ces types de véhicules vise à tester des commandes, qui sont développées en simulation, directement sur les prototypes. Cette démarche demande un temps de test important durant la phase de développement de ces véhicules. Des procédures de tests des différents composants et sous-systèmes ont été intégrées dans le cycle de développement de ces véhicules pour optimiser leur conception. C'est la technique d'émulation ou "Hardware-in-the-Loop" (HiL) simulation [Bouscayrol 11]. En effet, cette démarche permet une amélioration progressive de la commande en testant les divers composants d'un véhicule.

La simulation HiL comprend le composant ou sous-système testé du véhicule et un émulateur qui simule en temps réel le sous-système non testé. L'émulateur va donc changer dès que le sous-système testé change. Le développement rapide d'émulateurs fiables pour divers sous-systèmes d'un véhicule est donc un enjeu important pour le développement de futurs véhicules électrifiés.

L'émulateur est un dispositif qui doit avoir le même comportement que le sous-système non testé. Il doit permettre ainsi de tester un sous-système dans un environnement proche de la réalité. Selon la nature du sous-système testé, on distingue deux types d'émulateurs : les émulateurs de signal, et les émulateurs de puissance [Bouscayrol 11]. Les émulateurs de signal permettent de tester des cartes de commande avant leur implantation dans les véhicules [Aksas 06] [Pouget 12]. Les émulateurs de puissance permettent de tester les divers composants ou sous-système de puissance avant de les intégrer dans les véhicules [Terwiesch 99] [Oh 05]. Des émulateurs de puissance à échelle réduites peuvent être aussi

utilisées avant de réaliser des émulateurs à pleine échelle [Allègre 10a] [Letrouvé 13b]. L'émulation de type puissance est de plus en plus présente dans l'industrie automobile pour améliorer la conception des véhicules.

Un émulateur de puissance comporte toujours un simulateur du sous-système non testé et une interface d'émulation. Le simulateur doit évoluer en temps-réel pour calculer le comportement du sous-système non testé avec des modèles. Ces modèles doivent être adaptés à la simulation temps réel, avec une granularité suffisante selon les phénomènes testés. L'interface d'émulation est chargée de reproduire le comportement du sous-système non testé avec la meilleure précision possible. Elle joue un rôle essentiel dans l'émulation. En effet, dans l'idéal, elle doit être transparente. Toutefois, dans la réalité, elle est imparfaite. Elle induit des effets de retard et d'amplification dans l'émulateur, ce qui peut affecter la précision et la fiabilité de celui-ci.

Cette thèse CIFRE est une collaboration entre l'industriel Sherpa Engineering et le Laboratoire d'Electrotechnique et d'électronique de Puissance (L2EP) de Lille. Elle a pour but de proposer une méthodologie permettant de développer, de manière efficace, des émulateurs de puissance pour véhicules électrifiés. Les émulateurs issus de cette méthodologie devront permettre de tester les divers sous-systèmes d'un véhicule électrifié. Ces émulateurs sont organisés via la Représentation Energétique Macroscopique (REM) afin de faciliter leur structuration. Ce formalisme basé sur le respect strict de la causalité physique permet d'obtenir la commande d'un système directement par le principe d'inversion de sa description fonctionnelle [Bouscayrol 00] [Bouscayrol 12]. Il a déjà servi dans le développement d'émulateurs de puissance au sein du réseau MEGEVH¹, particulièrement pour la validation de stratégies de gestion d'énergie de véhicules hybrides [Trigui 09] [Kermani 11] [Letrouvé 13a] [Castaings 16b] [Nguyen 19b]. D'ailleurs, cette thèse bénéficie d'une forte capitalisation de ces travaux déjà réalisés sur le développement d'émulateurs de puissance.

Le développement d'émulateurs de puissance nécessite une démarche structurée. Cette démarche commence par la définition d'une organisation unifiée du véhicule étudié. Cette organisation unifiée, basée sur un modèle global de simulation, devra servir de base pour le développement des divers émulateurs de puissance du véhicule. Par la suite, pour chaque émulateur, la granularité nécessaire des modèles simulés et l'interface d'émulation sont définies afin de garantir un émulateur fiable et précis. Le véhicule étudié dans cette thèse est un véhicule hybride série.

Le chapitre I de ce mémoire présente les enjeux et les évolutions des émulateurs de puissance des véhicules électrifiés. Le contexte lié au développement des véhicules électrifiés est d'abord présenté. Ensuite, le rôle des émulateurs de puissance dans le développement des véhicules électrifiés est discuté. Les

¹ MEGEVH : Modélisation Energétique et Gestion d'Energie de Véhicules Hybrides
<http://www.megevh.org/>

contraintes sur l'interface d'émulation sont listées. Enfin, le positionnement de la thèse est réalisé sur le plan international, national et industriel. La méthodologie proposée pour le développement des émulateurs est détaillée.

Le chapitre II présente la simulation énergétique du véhicule hybride série en vue de son émulation. D'abord, la REM du véhicule est réalisée à partir du modèle dynamique détaillé de celui-ci. Ensuite les différentes structures de commande du véhicule sont présentées. Enfin, la stratégie de gestion d'énergie du véhicule est détaillée. Cette stratégie basée sur des règles adaptées à l'émulation est déduite de résultats d'une stratégie optimisée par la programmation dynamique.

Le chapitre III est consacré au développement d'émulateurs de puissance pour le test de batterie de véhicules électrifiés. D'abord, un émulateur de puissance classique pour reproduire le courant moyen de batterie est présenté. Ses limitations sont discutées. Ensuite, un émulateur de puissance, avec l'onduleur de l'entraînement électrique de traction, permettant de reproduire le courant instantané de la batterie est réalisé. Enfin, un nouvel émulateur utilisant un convertisseur réduit pour reproduire le courant instantané de la batterie est présenté.

Le chapitre IV est dédié au développement d'émulateurs de puissance pour le test d'entraînements électriques. D'abord, l'impact des conflits d'association sur la synthèse des émulateurs est discuté. L'approche classique sans conflit d'association et l'approche avec conflits sont comparées. Ensuite, l'émulateur résultant d'une coupure en amont du conflit d'association pour tester la génératrice est présenté. Enfin, l'émulateur avec une coupure en aval du conflit pour tester la génératrice est détaillé.

Résumé du chapitre

Le but de ce chapitre est de définir l'objectif de la thèse, positionner scientifiquement celle-ci, et détailler la méthodologie. Il se concentre sur les problématiques liées à la mise en œuvre des émulateurs de puissances en s'appuyant sur leur importance dans le développement des véhicules électrifiés.

La première partie rappelle les enjeux climatiques dans le domaine du transport, le défi de l'électrification des véhicules, et la nécessité de développer des émulateurs de puissance fiables pour la production efficace de ces véhicules électrifiés. La deuxième partie présente l'architecture fonctionnelle d'un émulateur de puissance, l'importance des méthodes de représentation de systèmes complexes pour leurs développements, et les contraintes sur l'interface d'émulation. La troisième partie porte sur le positionnement scientifique de la thèse par rapport aux divers travaux existants sur les émulateurs de puissance dans l'automobile.

Sommaire du chapitre

I.1 - Contexte général des véhicules électrifiés.....	6
I.1.1 - Contexte économique & environnemental des véhicules électrifiés	6
I.1.2 - Diverses topologies de véhicules électrifiés	9
I.2 - Emulateurs de puissance dans le développement des véhicules électrifiés	15
I.2.1 - Contexte des émulateurs	15
I.2.2 - Emulateurs de puissance et méthodes d'organisation.....	17
I.2.3 - Contraintes sur l'interface d'émulation	24
I.3 - Positionnement de la thèse	28
I.3.1 - Objectif et résultats attendus de la thèse	28
I.3.2 - Positionnement scientifique	31
I.3.3 - Méthodologie de développement des émulateurs.....	34
I.4 - Conclusion du chapitre.....	36

I.1 - Contexte général des véhicules électrifiés

I.1.1 - Contexte économique & environnemental des véhicules électrifiés

Limiter le réchauffement climatique à 2 °C, C'est le premier accord de la COP21² qui a été signé en décembre 2015 [UNFCCC 16]. Le réchauffement climatique est directement lié à la consommation énergétique mondiale en carburants via la quantité de gaz à effet de serre (GES) émis dans l'atmosphère [Sperling 10]. Parmi les GES émis dans l'atmosphère, on peut citer le dioxyde de carbone (CO₂), le méthane (CH₄) et le protoxyde d'azote (N₂O) [Citepa 19]. Le CO₂ a une part de responsabilité d'environ 65% dans le réchauffement climatique [OMM 18]. En 2016, la consommation mondiale en pétrole est responsable de 32% des émissions de CO₂ dans l'atmosphère (Figure I.1). En effet, derrière le charbon (40%), le pétrole est le deuxième combustible fossile qui émet le plus de CO₂ dans l'atmosphère. Des nouvelles politiques qui permettraient de réduire la consommation mondiale en pétrole sont donc nécessaires pour atteindre les objectifs concernant le réchauffement climatique [Peters 20].

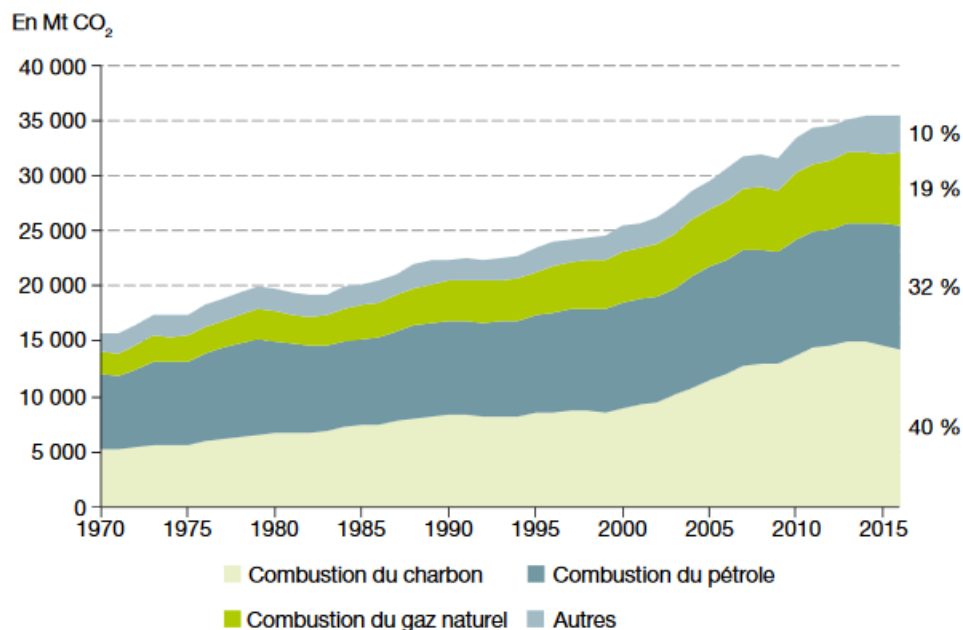


Figure I.1 : Répartition des émissions CO₂ par type de carburant [SDES 19]

En 2018, le secteur du transport a une part d'environ 57% sur la consommation pétrolière mondiale. Le transport routier enregistre la plus grande part, soit 44% de la consommation pétrolière mondiale (Figure I.2). La même année, le secteur du transport mondial est tenu responsable de 24% dans les émissions de CO₂ dans l'atmosphère (Figure I.3.a). Le transport routier représente 74% de ces émissions de CO₂ (Figure I.3.b). Diminuer la demande pétrolière du secteur automobile réduirait donc fortement les émissions de CO₂ et aiderait à atteindre l'accord de la

² Conférence de Paris sur les changements climatiques en Décembre 2015, soit la 21^e Conférence de la Convention-cadre des Nations unies sur les changements climatiques (UNFCCC).

COP21. De plus, cela permettrait de retarder l'épuisement des ressources pétrolières [Mathieu 10] [Le Treut 12].

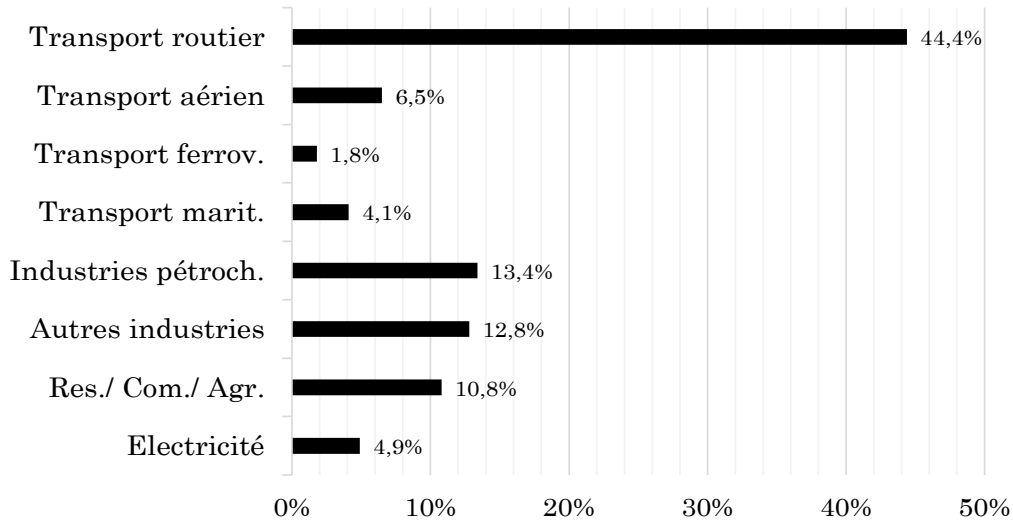


Figure I.2 : Consommation pétrolière mondiale par secteur en 2018 [OPEC 19]

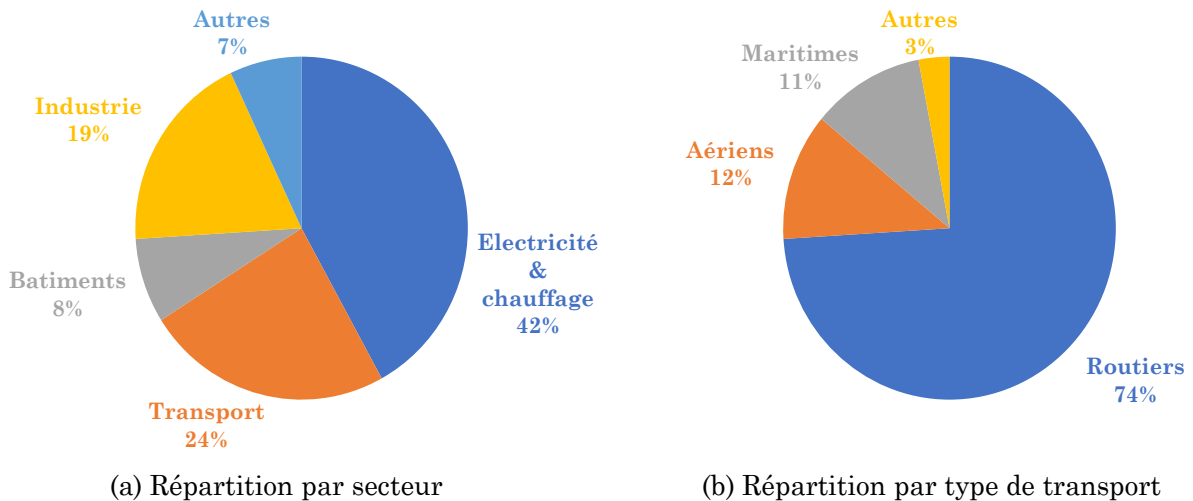


Figure I.3 : Répartition des émissions de CO₂ en 2018 [IEA 18]

Pour atteindre ces objectifs sur le climat, plusieurs études convergent sur les mesures à entreprendre pour réduire drastiquement les émissions de GES, particulièrement le CO₂ [IEA 18]. En effet, pour limiter le réchauffement climatique à 2 °C d'ici l'an 2100, des études de l'agence internationale de l'énergie montrent que les émissions de GES issues de la consommation énergétique mondiale devraient être négatives aux environs de l'an 2050 (Figure I.4). Concrètement, cela veut dire qu'à partir de l'an 2050, la consommation énergétique devrait permettre de compenser une partie des GES déjà émis dans l'atmosphère. Dans le domaine automobile, l'électrification des véhicules est une mesure évoquée à l'unanimité pour réduire fortement les émissions de CO₂ associées au secteur.

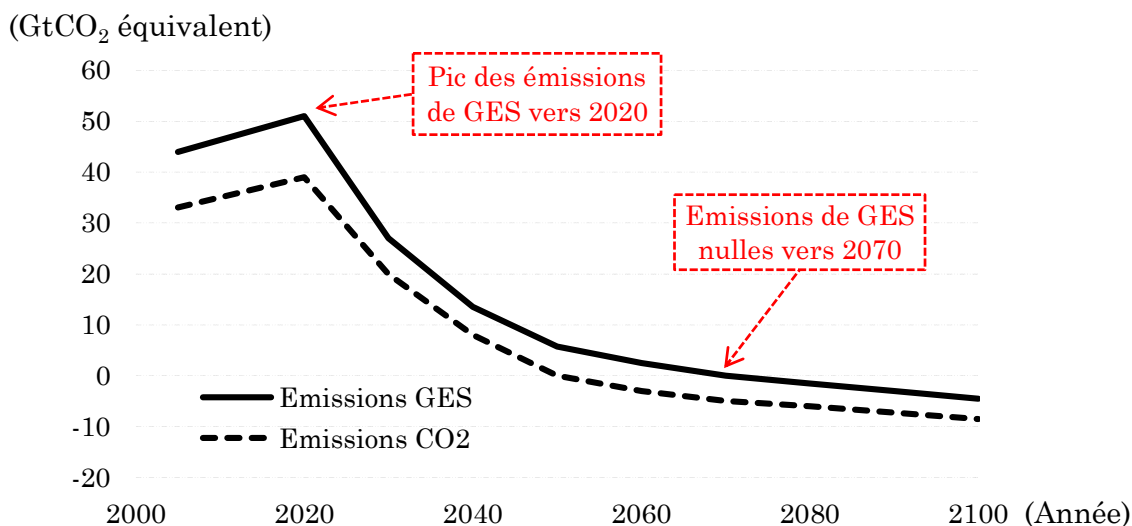


Figure I.4 : Emissions de GES (réchauffement climatique < 2°C) [CA 19]

Dans le scénario des nouvelles politiques de développement durable, l'objectif est de passer de 0,6% en 2018 à environ 15% de véhicules électrifiés sur la flotte mondiale en 2030, soit une augmentation de 30% par an (Figure I.5).

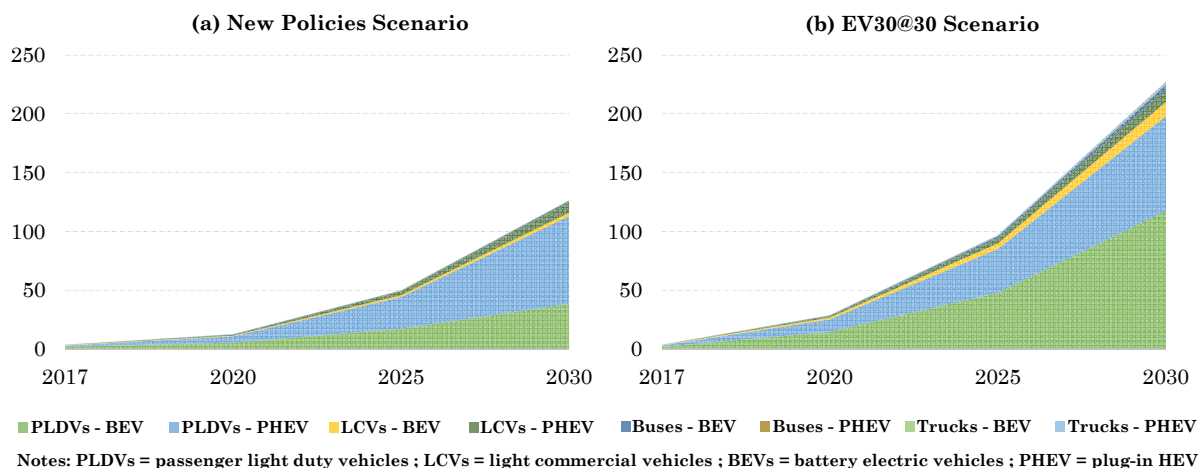


Figure I.5 : Evolution des véhicules électrifiés d'ici l'an 2030 [IEA 18]

Dans certains scénarios, comme la campagne EV30@30³ par exemple, des études considérant la décarbonisation des centrales électriques prédisent qu'en 2030, la flotte automobile mondiale comptera 30% de véhicules électrifiés, soit environ 230 millions de véhicules (Figure I.5).

Dans le scénario EV30@30, il est supposé que la production d'électricité soit majoritairement faite à partir d'énergies renouvelables. Dans ce cas, d'ici 2030, les émissions de GES du transport routier seraient réduites de 50%. Cette réduction

³ Campagne ministérielle pour l'énergie propre créée par l'initiative pour les véhicules électriques (EVI). EVI est un forum politique multi-gouvernemental destiné à accélérer l'adoption des véhicules électriques pour respecter les contraintes sur le climat en 2050 [CEM 19].

correspond à environ 550 millions de tonnes de CO₂ équivalent d'émissions évitées par rapport à une flotte automobile composée de véhicules thermiques (Figure I.6). De plus, la réduction de 50% des émissions de GES dans le transport routier permettrait de réduire de 9% les émissions globales de GES du secteur du transport. Donc en 2030, le secteur du transport n'émettrait que 95 millions de tonnes de CO₂ équivalent par rapport à 180 millions de tonnes en 2018.

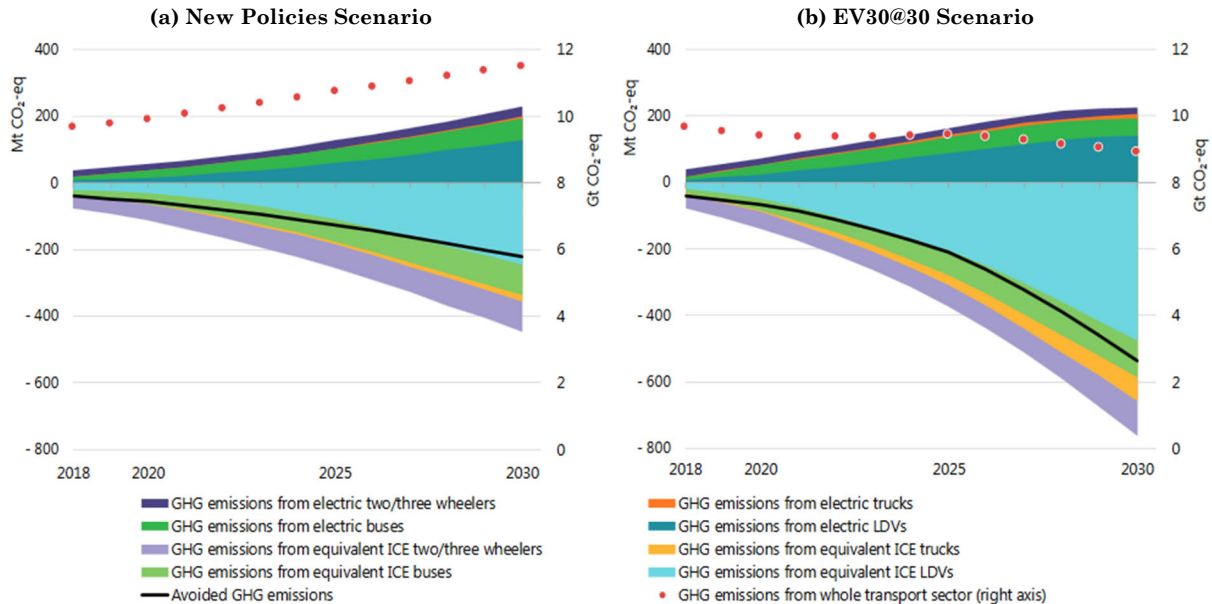


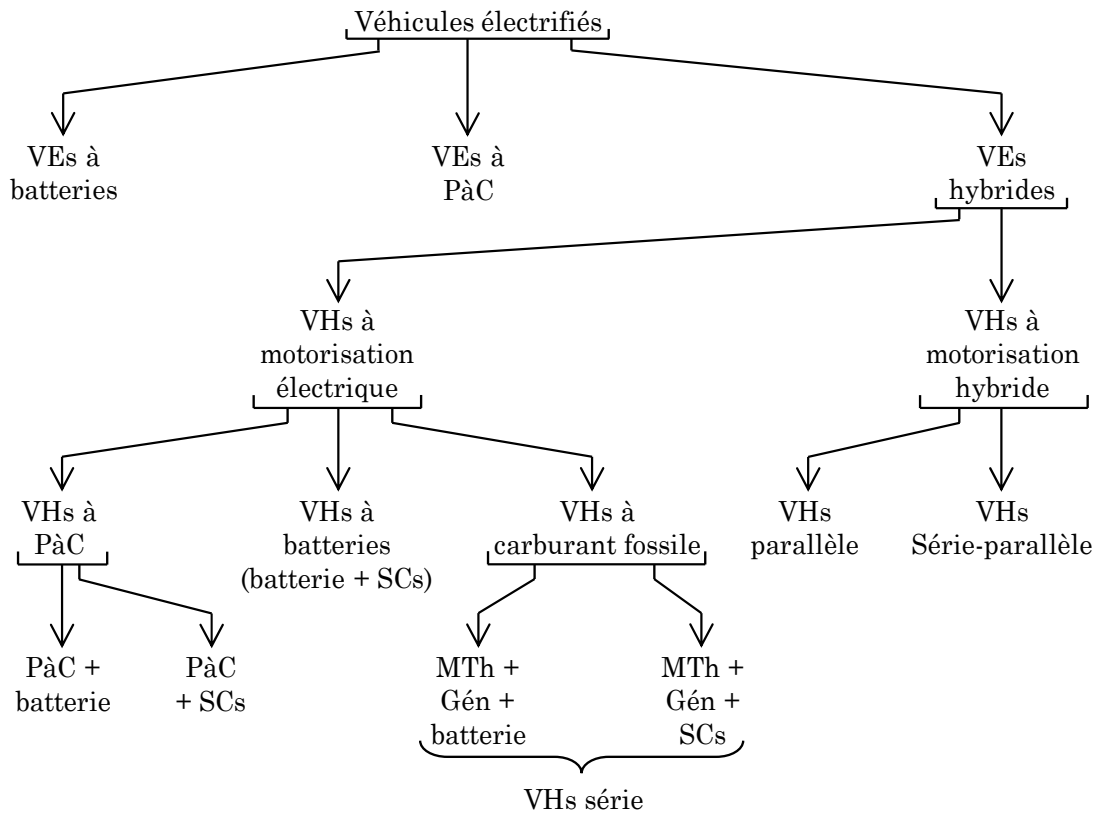
Figure I.6 : Emissions de GES du secteur automobile entre 2018 et 2030 [IEA 18]

Le développement des véhicules électrifiés est inévitable pour assurer la transition énergétique et limiter le réchauffement climatique. Les différentes topologies de véhicules à développer devront être fiables et efficaces pour garantir cette transition.

I.1.2 - Diverses topologies de véhicules électrifiés

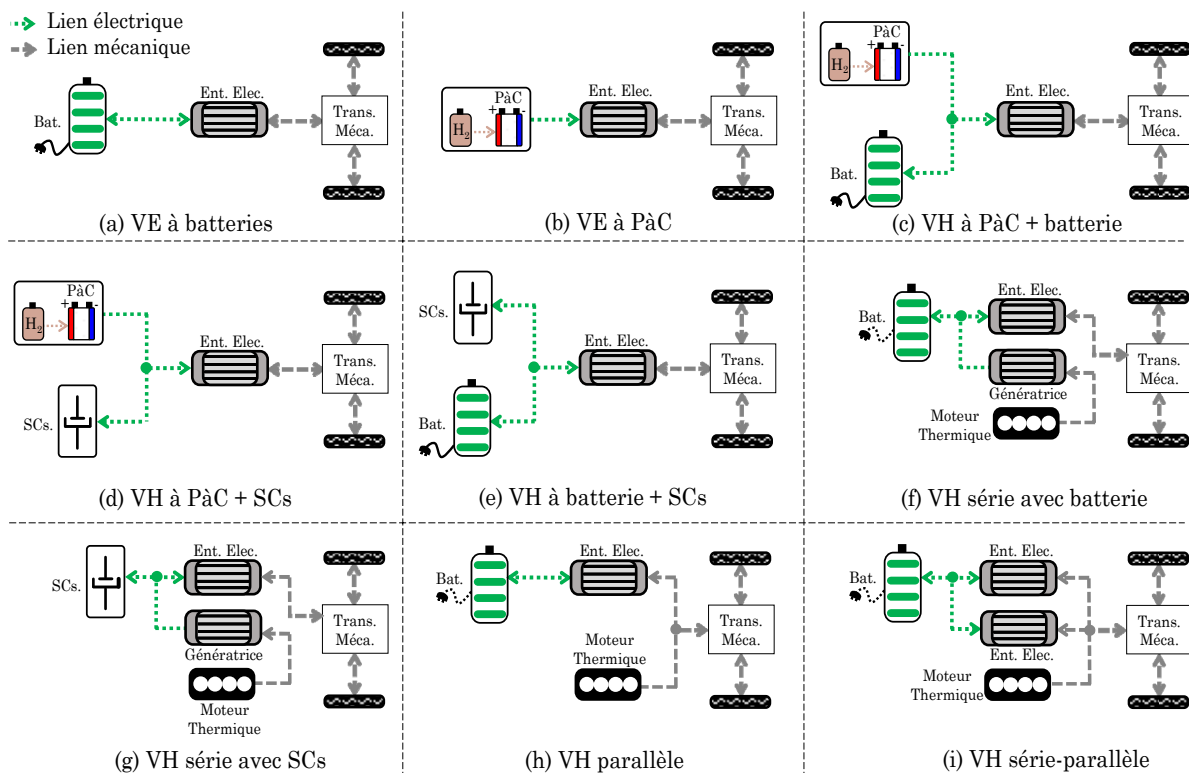
Les véhicules électrifiés peuvent être divisés en trois catégories : les véhicules électriques à batteries, les véhicules électriques à pile à combustible (PàC) et les véhicules électriques hybrides (Figure I.7).

Un véhicule électrique à batteries est composé d'un pack batteries, d'un entraînement électrique et d'une transmission mécanique (Figure I.8.a). L'entraînement électrique peut être composé de convertisseurs particuliers [Kolli 13], de machines polyphasées [Nguyen 16], et il peut être un système multi-machine [Li 18] pour améliorer le rendement de la chaîne de traction. Dans un tel véhicule, toute la demande énergétique de traction est soumise à la batterie qui permet aussi de récupérer une partie de l'énergie au freinage. Les véhicules électriques à batterie se développent de plus en plus avec l'amélioration des techniques de recharge de batteries, de leur autonomie et de leur durée de vie.



*PàC : pile à combustible ; SCs : supercondensateurs ; MTh : moteur thermique ; Gén : génératrice

Figure I.7 : Classement des véhicules électrifiés par topologie



*Bat. : batterie ; PàC : pile à combustible ; SCs : supercondensateurs ; VE : véhicule électrique ; VH : véhicule hybride

Figure I.8 : Topologies de base des véhicules électrifiés

Le déploiement des infrastructures de recharge est un aspect très important dans l'adoption des véhicules électriques [Glachant 11] [Yilmaz 13] [Baouche 14] [Frotey 17]. En effet, les problèmes liés à l'autonomie, à la recharge et à la durée de vie de la batterie influent énormément sur l'image des véhicules électriques vis-à-vis des usagers. De plus, une sensibilisation du conducteur d'un tel véhicule est nécessaire car l'usage des fonctions de confort dans certaines conditions climatiques décharge plus rapidement la batterie [Baouche 15] [Desreveaux 19]. Toutefois, le futur de ces types de véhicules électriques dépend énormément de l'évolution des recherches scientifiques autour des batteries. En effet, la batterie représente entre 30% à 50% du coût d'un véhicule électrique à batterie [Pevéc 19]. Donc, une baisse du coût de la batterie entraînerait une baisse du coût global du véhicule, et donc cela entraînerait une adoption massive des véhicules électriques [Desai 19].

Un véhicule électrique peut être aussi à PàC (Figure I.8.b). La PàC produit de l'électricité à partir d'un mélange d'hydrogène (H_2) et de dioxygène (O_2) [Péra 07]. Toutefois, un véhicule électrique uniquement à PàC présente quelques inconvénients. En effet, un véhicule doté d'un tel système de stockage est lourd et encombrant du fait de la faible densité de puissance de la PàC [Ehsani 18]. De plus, le démarrage de la PàC est lent, soit environ 5 à 10 min pour atteindre sa température de fonctionnement optimale [Thounthong 09]. Enfin, il est impossible de récupérer l'énergie de freinage avec un véhicule uniquement à PàC car celle-ci n'est pas réversible [Lopez Cascales 15]. La PàC est donc souvent associée à une source secondaire qui est réversible [Burke 07] [Khaligh 10].

Les véhicules électriques hybrides peuvent être divisés en deux catégories : les véhicules hybrides à motorisation électrique et les véhicules à motorisation hybride. Les véhicules hybrides à motorisation électriques ont le même système de traction qu'un véhicule électrique à batteries ou à PàC. Toutefois, leur source est hybridée pour pallier les inconvénients des véhicules électriques uniquement à batteries ou à PàC. Lorsque la PàC est associée à une batterie (Figure I.8.c), la batterie est utilisée, le plus souvent, pour fournir les forts appels de puissance durant la traction et pour la récupération de l'énergie au freinage du véhicule [Chan 09] [Macias Fernandez 20]. La batterie peut aussi être utilisée comme source principale. Dans ce cas, la PàC est utilisée comme prolongateur d'autonomie [Aharon 11] [Jensen 13].

La PàC peut être aussi associée à des supercondensateurs (Figure I.8.d). Dans ce cas, les supercondensateurs ne peuvent être utilisés que pour fournir les forts appels de puissance durant la traction et récupérer l'énergie de freinage du véhicule [Azib 11] [Depature 18].

Les véhicules hybrides à batterie et supercondensateurs (Figure I.8.e) sont intéressants dans le sens où ça permet d'augmenter la durée de vie de la batterie. En effet, les supercondensateurs absorbent tous les forts appels de puissance que

ce soit en traction ou en freinage [Allègre 13] [Castaings 16a] [Nguyen 19a]. Dans la gestion d'énergie d'un véhicule d'une telle topologie, il est nécessaire d'intégrer la durée de vie de la batterie dans le problème d'optimisation.

Les véhicules hybrides série peuvent être à batterie (Figure I.8.f) ou à supercondensateurs (Figure I.8.g). Dans les deux cas, un moteur thermique entraînant une génératrice permet de fournir une partie de la puissance de traction du véhicule. Dans le cas où la génératrice est associée à des supercondensateurs, alors ceux-ci sont obligatoirement considérés comme source secondaire du fait de leur dynamique rapide [Lhomme 09]. Lorsque la génératrice est associée à une batterie, c'est le dimensionnement qui permet de dire si la batterie est la source primaire ou secondaire. En effet selon la puissance de la génératrice par rapport à la batterie et à la machine électrique de traction, une stratégie de gestion d'énergie est mise en place pour minimiser la consommation du véhicule [Kim 14] [Shahverdi 16]. Dans un véhicule hybride série, le moteur thermique est déconnecté de la transmission mécanique. Il est donc possible de commander le moteur thermique en couple et en vitesse au profit de le faire fonctionner à son point d'efficacité optimale (Figure I.9). L'inconvénient majeur avec la topologie hybride série est lié à sa longue chaîne de conversion d'énergie (mécanique/ électrique, électrique/ mécanique) qui engendre des pertes conséquentes.

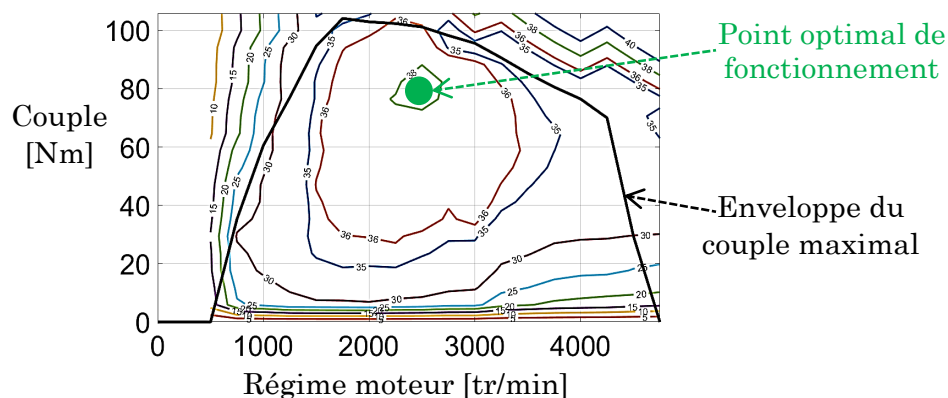


Figure I.9 : Cartographie de rendement d'un moteur thermique à essence

Les véhicules à motorisation hybride comportent au moins une machine électrique et un moteur thermique connectés à la transmission mécanique [Chan 10]. Cette méthode d'hybridation vise à réduire la consommation en carburant d'un véhicule conventionnel en y rajoutant un système d'entraînement électrique et un système de stockage (une batterie le plus souvent). Ce qui permet donc de réduire directement les émissions de CO₂ du véhicule, mais aussi de récupérer l'énergie au freinage pour recharger la batterie. Selon le couplage mécanique entre l'entraînement électrique, le moteur thermique et la transmission mécanique du véhicule, il est possible de contrôler les points de fonctionnement du moteur

thermique [Ehsani 18]. Essentiellement, on peut citer deux principales topologies de véhicules à motorisation hybride : l'hybride parallèle et l'hybride série-parallèle.

Lorsqu'un seul entraînement électrique est relié mécaniquement au moteur thermique et à la transmission mécanique, on parle d'une topologie hybride parallèle (Figure I.8.h). Cela permet de pouvoir tracter le véhicule soit par le moteur thermique, soit par la machine électrique ou par les deux en même temps. Cependant, le moteur thermique ne peut pas fonctionner tout le temps dans ces zones de meilleur rendement. En effet, le moteur thermique est commandé en couple, mais sa vitesse ne peut être contrôlée de manière optimale car elle dépend du véhicule au travers de la transmission mécanique [Ngo 12] [Silvas 17]. Cette topologie peut être présentée sous deux formes. La première est appelée hybride parallèle simple arbre car l'entraînement électrique et le moteur thermique sont sur le même arbre mécanique. La deuxième est appelée hybride parallèle double arbre car un couplage poulie-courroie est utilisée pour relier le moteur thermique et la machine électrique. L'hybride parallèle offre tous les modes possibles pour un véhicule hybride, un mode tout thermique, mode tout électrique, et hybride. Toutefois, son inconvénient principal est que le moteur thermique ne peut pas toujours fonctionner à son point d'efficacité optimale.

Il existe une autre forme de véhicule hybride parallèle telle que l'hybride double parallèle [Letrouvé 13b] [Horrein 16]. Un second entraînement électrique est ajouté à l'essieu arrière du véhicule l'hybride parallèle classique pour maximiser la récupération de l'énergie au freinage. En effet, dans le cas où la motorisation est uniquement connectée à l'essieu avant du véhicule, la récupération de la totalité de l'énergie de freinage est impossible du fait de la répartition des masses. Seulement entre 10 et 60% de l'énergie de freinage est récupérable, selon le niveau d'hybridation [Ehsani 18]. Connecter un second entraînement électrique à l'essieu arrière du véhicule permet de maximiser la récupération de l'énergie au freinage. Toutefois, le problème reste le même que pour l'hybride parallèle classique quant au fonctionnement du moteur thermique à son point d'efficacité optimale.

Dans la topologie hybride série-parallèle, deux machines électriques et un moteur thermique sont couplés mécaniquement de sorte que la fonction de traction du véhicule soit assurée de la manière la plus optimal possible (Figure I.8.i). Cette architecture favorise l'utilisation des trains épicycloïdaux pour ce genre de couplage mécanique [Chan 10]. Cela permet de combiner les modes possibles pour les topologies hybride parallèle et hybride série en contrôlant le moteur thermique en couple et en vitesse. Le moteur thermique fonctionne alors dans ses zones de meilleur rendement. Cependant, les contraintes mécaniques peuvent être conséquentes sur le train épicycloïdal. Une technique, qui consiste à remplacer le train épicycloïdal simple par un double train planétaire, est utilisée dans certains véhicules, particulièrement pour les poids lourds [Lhomme 17].

D'autres techniques basées sur la transmission électrique variable ont aussi vu le jour [Cheng 11] [Vinot 14] [Druant 17] [Verbelen 20]. En effet, une transmission électrique variable est un dispositif électromagnétique, doté de plusieurs rotors et plusieurs arbres de rotation, permettant de connecter (ou déconnecter) efficacement le moteur thermique aux roues du véhicule.

Les topologies de véhicules électrifiés sont nombreuses et variées, et font appel parfois à plusieurs technologies. De plus, des stratégies de commande et de gestion d'énergie adaptées doivent être développées pour chaque topologie afin d'assurer une consommation énergétique optimale [Ehsani 18] [Vinot 19].

I.2 - Emulateurs de puissance dans le développement des véhicules électrifiés

I.2.1 - Contexte des émulateurs

Pour concevoir des véhicules, les industriels utilisent le cycle en V de développement de produits [Eigner 17]. Très souvent, les constructeurs utilisaient ce cycle avec une démarche de conception à priorité organique. Cette démarche consiste à passer au test sur prototype directement après la simulation. En effet, par leur expertise, les constructeurs faisaient directement des tests pour évaluer la commande directement sur le véhicule prototype, en s'appuyant sur des systèmes déjà réalisés pour améliorer celui en cours de conception. Cette méthode fait perdre beaucoup de temps du fait des allers-retours entre simulation et prototype. Elle peut aussi causer des dommages matériels, qui sont dus aux erreurs sur la modélisation (hypothèses, approximations, types de modèle, etc.), à la commande et à la gestion d'énergie développées. Cette démarche est donc inadaptée à la nouvelle politique de développement des véhicules électrifiés. D'autant plus que ceux-ci présentent des topologies complexes avec la mise en œuvre d'outils d'optimisation pour assurer une consommation énergétique optimale. De nos jours, le développement des véhicules électrifiés oblige les constructeurs à accorder une croissance importante à la conception fonctionnelle en amont de la phase de conception organique [Letrouvé 13a]. L'étape d'émulation ou simulation "Hardware-in-the-Loop" est devenue une étape importante pour la conception de ces nouveaux types de véhicules. Des émulateurs sont mis en œuvre durant cette étape pour améliorer progressivement la commande et intégrer au fur et à mesure les divers sous-systèmes afin d'éviter tout dommage matériel au niveau prototype.

Un émulateur, est un dispositif qui permet de reproduire le comportement d'un sous-système matériellement absent [Bouscayrol 11]. Il a donc un but précis, qui est de réaliser la fonction du sous-système absent avec la précision adéquate. Il y a deux types d'émulateurs : émulateur de signal et émulateur de puissance.

L'émulation de type signal, encore appelée "Signal-HiL" (S-HiL) simulation, est utilisée depuis plus d'une trentaine d'années par les industries de transport, pour tester les cartes de commande (ECU – Electronic Control Unit) avant leur implantation dans leurs systèmes réels [Hanselmann 96] [Maclay 97] [Aksas 06] [Pouget 12]. La commande est alors implémentée dans le microcontrôleur prototype (l'ensemble appelé ECU) qui est inséré dans la boucle de simulation du véhicule pour être testé. L'ECU est le sous-système testé, l'émulateur de signal reproduit alors le comportement des éléments de la chaîne de puissance du véhicule. L'émulateur échange directement des signaux numériques avec la carte de commande testée. Très souvent, un second microcontrôleur est utilisé pour émuler le modèle de la chaîne de puissance du véhicule. Il est important de noter

que l'émulation de type signal est différente de la simulation temps réel. En effet l'émulation de type signal requiert une carte de commande et un dispositif simulateur temps réel. Alors que la simulation temps réel requiert uniquement un dispositif simulateur temps réel.

L'émulation de type puissance, plus connue sous le nom de "Power-HiL" (P-HiL) simulation, est utilisée depuis une vingtaine d'années pour tester des sous-systèmes de puissance avec leur commande avant leur intégration dans le véhicule prototype [Terwiesch 99] [Oh 05] [Abdellatif 13]. Des composants du véhicule prototype sont insérés dans la boucle de simulation pour être testés. Si ces tests sont effectués à une puissance inférieure à celle du véhicule prototype, alors l'émulation de puissance est dite à échelle réduite [Allègre 10a] [Bouscayrol 11].

Très souvent, la méthode d'émulation de puissance à échelle réduite, ou encore "Reduced-Scale Power-HiL" simulation, est utilisée avant de faire de l'émulation pleine échelle [Allègre 10a] [Letrouvé 13b]. C'est donc une étape intermédiaire, qui permet d'anticiper et de résoudre les éventuels problèmes avant d'arriver au niveau de la simulation P-HiL à pleine puissance. Toutefois, des adaptations de puissance sont nécessaires pour compenser la différence de puissance.

L'émulation de type puissance permet de tester la commande et les divers sous-systèmes (ou composants) de puissance d'un véhicule afin de les intégrer progressivement sur le véhicule prototype. Elle permet donc de limiter les allers-retours entre l'étape de simulation et les tests au niveau du prototype. De plus, l'émulation peut permettre de mieux se prononcer sur les performances dynamiques et énergétiques d'un véhicule, sur la durée de vie de ces divers composants et sur sa fiabilité de manière générale. L'émulation a un coût non négligeable qui dépend du type d'émulateur utilisé, du temps de développement de l'émulateur et du matériel mis en œuvre (Figure I.10).

En termes de ressources, une simulation logicielle est moins coûteuse à mettre en œuvre car en plus de sa flexibilité, elle présente des risques de dommage matériel limités. Cependant, les résultats qu'elle procure ne sont pas forcément fiables. L'émulation, particulièrement celle de type puissance, présente un risque de dommage matériel plus conséquent, son coût est plus élevé. Toutefois, malgré leurs coûts, les émulateurs de puissance aident à améliorer l'efficacité du développement des véhicules électrifiés de nouvelles générations. De plus, une méthodologie pour le développement rapide des émulateurs de puissance fiable aiderait à gagner du temps pendant la simulation HiL et donc de réduire le coût associé. Les projets européens comme PANDA et XILforEV visent à réduire d'avantages ce temps de conception des véhicules électrifiés. Dans le projet PANDA (Power Advanced N-Level Digital Architecture for models of electrified vehicles and components), des modèles multiphysiques et multiniveaux sont développés afin de tester virtuellement et réellement les divers sous-systèmes de véhicules électrifiés

[PANDA 19] [Bouscayrol 20]. Le projet XILforEV vise à faciliter la simulation HiL de type signal ou puissance impliquant des bancs HiL de domaines différents se trouvant dans des endroits géographiques différents [XILforEV 19] [Ivanov 19].

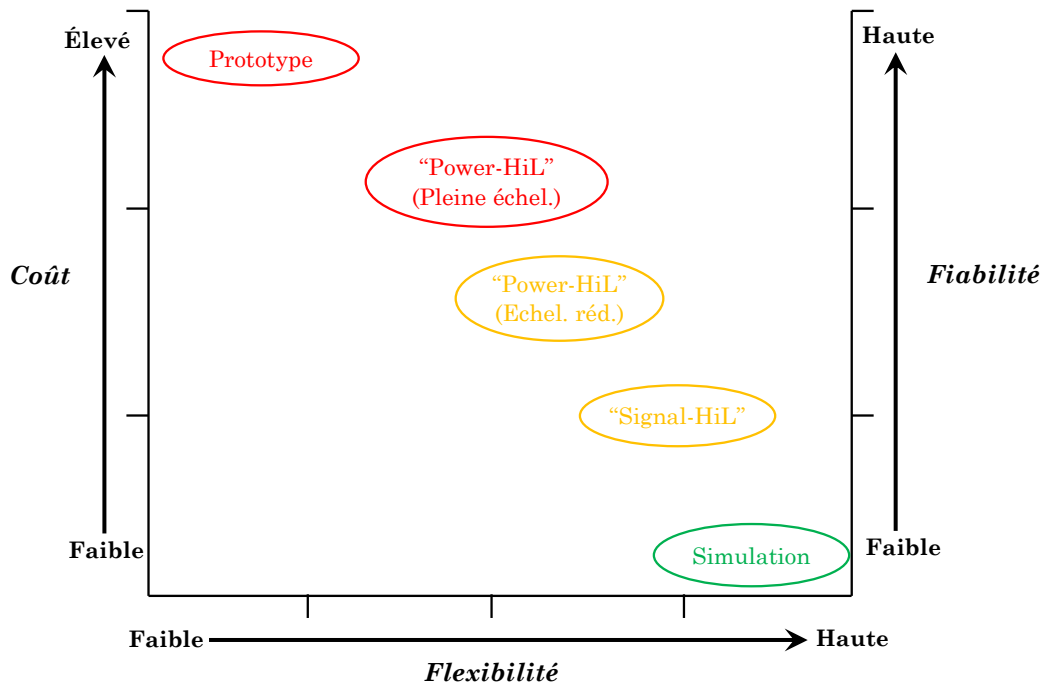


Figure I.10 : Diagramme de performances des techniques de développement

I.2.2 - Émulateurs de puissance et méthodes d'organisation

L'émulation est une étape où un composant, ensemble fonctionnel ou un sous-système est inséré dans la boucle de simulation d'un système réel. Soit l'exemple d'un véhicule électrique pour tester sa batterie en simulation HiL. Après avoir développé un simulateur du véhicule avec sa commande, la batterie est insérée dans la boucle de simulation (Figure I.11).

Un émulateur de puissance émule le comportement de l'ensemble entraînement électrique, transmission mécanique et commande pour assurer que la batterie évolue dans un environnement proche de celui du véhicule réel. Cet environnement peut être appelé environnement "quasi-réel".

L'émulateur de puissance comporte le simulateur du sous-système émulé et une interface d'émulation (Figure I.12) [Bouscayrol 11]. Le simulateur permet de déterminer le comportement des éléments non testés à partir d'un scénario donné (ici le cycle de référence) et de mesures du sous-système testé. Il doit évoluer en temps réel. Le résultat provenant du simulateur est ensuite envoyé en tant que consigne à l'interface d'émulation. L'interface d'émulation est chargée alors de reproduire le comportement des éléments non testés. Donc à la sortie de l'interface d'émulation, le comportement reproduit doit être idéalement le même que celui du

sous-système non testé. Toutefois, la précision requise de l'interface d'émulation dépend du phénomène testé.

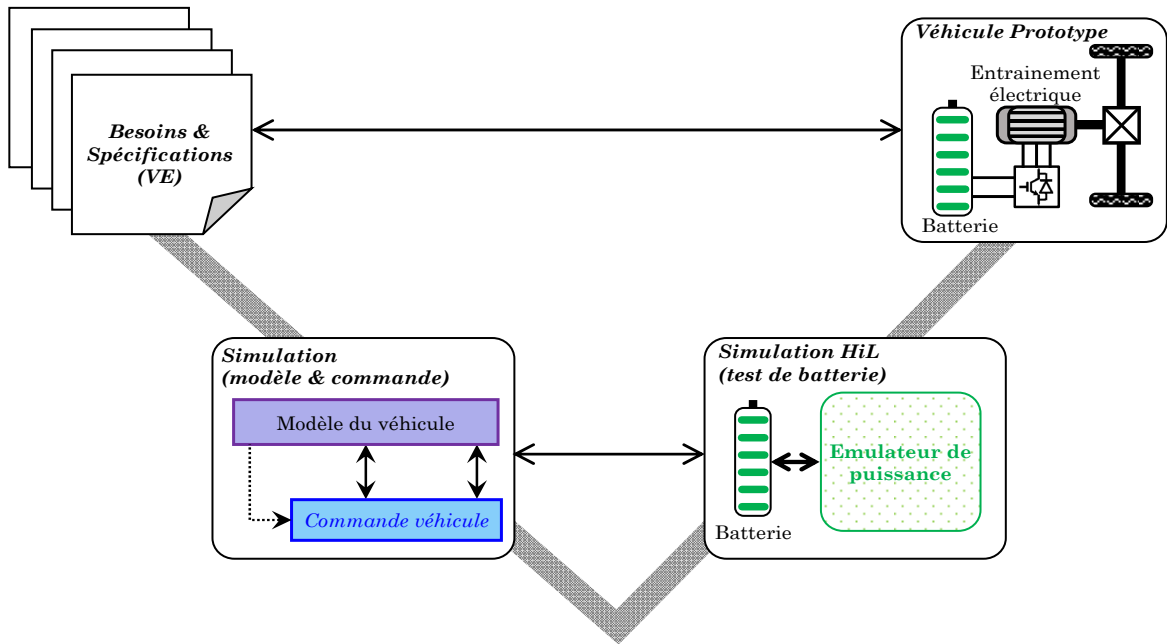


Figure I.11 : Démarche simplifiée de conception avec la simulation HiL

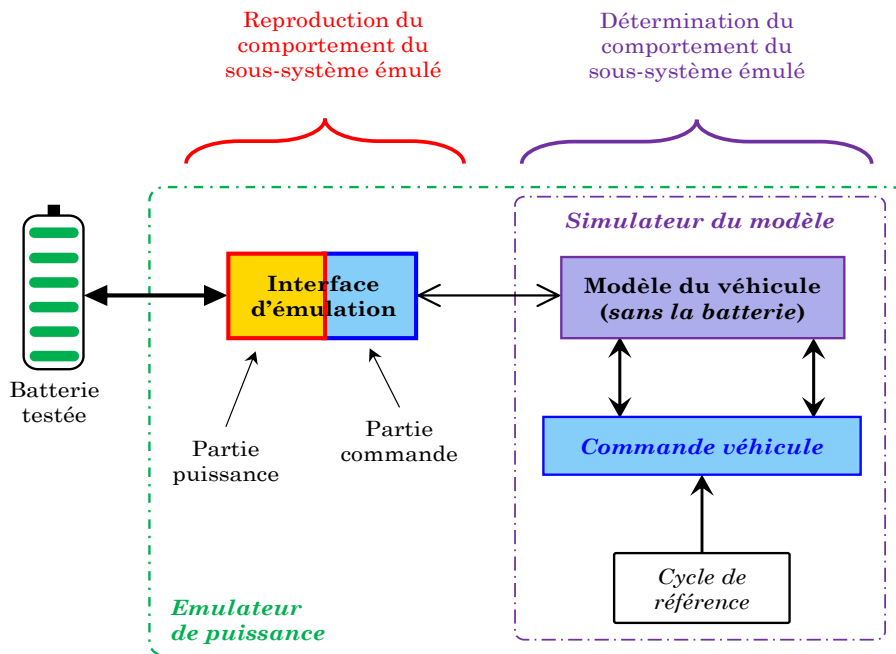


Figure I.12 : Architecture fonctionnelle de l'émulateur de puissance

Avec le simulateur temps réel, les modèles des sous-systèmes non testés sont simulés et le résultat est envoyé à la commande de l'interface d'émulation. Ces modèles évoluant dans le simulateur sont très importants pour le bon fonctionnement de l'émulateur de puissance. En effet, ceux-ci doivent être adaptés à la simulation temps réel, avec une granularité suffisante pour les tests visés

[Bouscayrol 11]. L'interface d'émulation est composée d'une partie puissance qui est directement connectée au sous-système testé et d'une partie commande connectée au simulateur. Pour la partie puissance, il est nécessaire d'identifier la topologie de l'interface d'émulation et de dimensionner celle-ci par rapport à l'objectif de test, au sous-système testé et au sous-système non testé.

La granularité des modèles des sous-systèmes non testés est importante pour le bon développement de l'interface d'émulation. D'ailleurs, il est possible que pour tester un même sous-système selon deux objectifs différents, la granularité des modèles temps réel soit différente. Ainsi cela peut impacter la commande de l'interface d'émulation voire même la topologie de celle-ci. Cette granularité doit donc être bien définie par rapport au phénomène testé.

Le P-HiL nécessite une bonne organisation des modèles pour le développement des interfaces d'émulation [Allègre 10b] [Mayet 16]. En effet, l'organisation peut faciliter l'identification de la nature de l'interface d'émulation, sa topologie et éventuellement sa stratégie de commande. Des outils de représentation sont donc nécessaires.

Les outils de représentation des systèmes sont utilisés pour organiser les modèles des divers composants d'un système global. En général, il y a deux approches de représentation des systèmes multiphysiques : la représentation structurelle et la représentation fonctionnelle [Bouscayrol 05b] [Zanasi 08] [Chan 10].

Représentation structurelle

La représentation structurelle est une méthode permettant d'organiser un système complexe en respectant sa topologie. On peut citer le Bond-Graph (ou Graphe de liens) par exemple [Paynter 61] [Karnopp 68] [Dauphin-Tanguy 00]. Dans les logiciels de simulation basés sur la représentation structurelle, des bibliothèques de composants sont mises à disposition pour simuler rapidement des systèmes complexes. On peut citer Advisor, qui est basé essentiellement sur une modélisation quasi-statique [Wipke 99], Dymola, qui est basé sur le langage de programmation Modelica [Dempsey 06], et AMESim [Husar 19], qui utilise un solveur spécifique pour déterminer le modèle fonctionnel d'un système à partir de sa représentation structurelle [Alirand 99]. Ces logiciels sont donc très pratiques pour le dimensionnement et la simulation numérique de systèmes complexes. Cependant, une causalité dérivée est parfois utilisée dans la modélisation des systèmes multiphysiques. Ces modèles non causaux peuvent poser des problèmes en émulation du fait d'une demande importante en puissance de calcul pour les simulateurs temps réel [Husar 19].

Représentation fonctionnelle

La représentation fonctionnelle est une méthode permettant d'organiser un système complexe, non pas en respectant nécessairement sa structure, mais en

faisant apparaître les fonctions énergétiques de ses divers composants. On peut citer le schéma bloc, le graphe informationnel causal (GIC) par exemple [Hautier 96] [Hautier 04], mais aussi la représentation énergétique macroscopique (REM) [Bouscayrol 00] [Bouscayrol 12]. La représentation fonctionnelle est très utilisée pour développer des structures de commande de systèmes complexes à partir de modèles causaux [Boulon 09] [Chen 10b] [Trovão 17]. Elle requiert un effort conséquent dans l'étape de modélisation et de représentation de sorte à respecter la causalité intégrale. Toutefois, le respect de la causalité est un atout majeur pour la simulation HiL. En effet, des modèles basés sur la causalité intégrale sont plus adaptés à usage en temps réel.

La représentation d'un système a une influence non négligeable sur le développement des émulateurs de puissance pour tester ses divers composants. En effet, les représentations structurelle et fonctionnelle ont des manières différentes de considérer certains liens énergétiques. Deux cas études sont détaillés afin d'analyser les différentes techniques de représentation ainsi que leurs conséquences sur l'émulation.

- *Exemple 1 : alimentation d'une machine à courant continu (MCC) à aimants permanents avec une source DC et un filtre inductif (Figure I.13)*

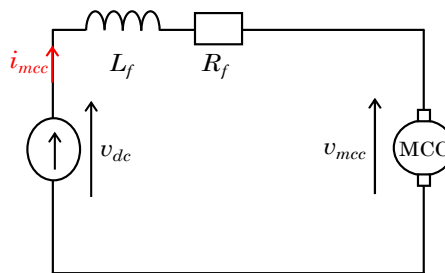


Figure I.13 : Alimentation d'une MCC par une source DC et un filtre inductif

Dans une représentation structurelle, toutes les deux inductances sont représentées (celle du filtre et celle de l'induit de la machine) (Figure I.14). En d'autres termes, c'est comme si l'inductance de filtrage et celle de l'induit de la MCC imposaient deux courants, alors que celles-ci sont en série, donc traversées par le même courant. Ainsi, dans les logiciels de simulation basée sur la représentation structurelle, l'inductance de filtrage peut être modélisée en utilisant une causalité intégrale et l'inductance de l'induit avec une causalité dérivée. Des solveurs assez puissants sont utilisés pour la résolution du problème lié à cette causalité dérivée.

Dans le cas d'une représentation fonctionnelle causale, la liaison fonctionnelle entre deux sous-systèmes qui imposent la même variable d'état crée un "conflit d'association". Pour ce cas précis, les deux inductances imposent le même courant (Figure I.15.a). Une inductance équivalente est donc considérée pour respecter le

principe de la causalité intégrale (Figure I.15.b). Cette manière de résoudre le problème s'appelle la concaténation [Bouscayrol 12]. En effet, fonctionnellement, cette inductance équivalente réalise la fonction énergétique de l'ensemble filtre inductif et enroulement d'induit de la machine. La simulation est dans ce cas plus rapide, et il n'y a nul besoin d'avoir des solveurs spécifiques pour la résolution du conflit d'association.

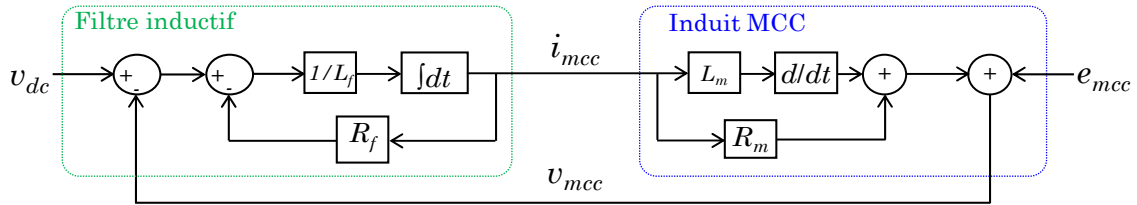
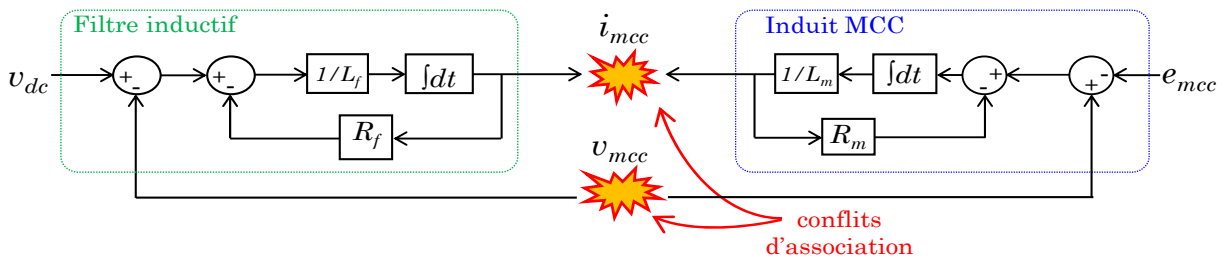
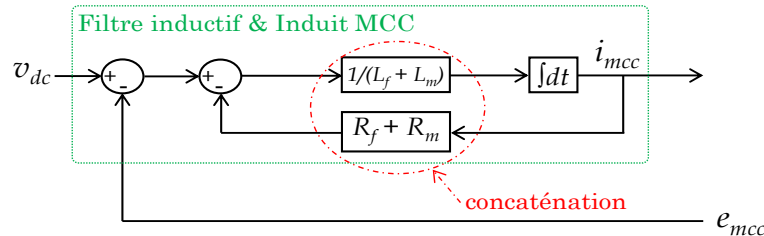


Figure I.14 : Schéma bloc de la représentation structurelle du système



(a) Représentation fonctionnelle causale avec conflits d'association



(b) Représentation fonctionnelle causale après concaténation

Figure I.15 : Représentation fonctionnelle causale du système

Imaginons que la simulation HiL vise à tester la source DC et le filtre inductif. Une organisation basée sur la représentation structurelle permet de savoir très facilement à quel endroit couper pour réaliser l'émulateur. Cependant, un problème majeur lié au modèle à utiliser dans le simulateur temps réel rend le développement de l'émulateur très difficile. En effet, vu que l'inductance de l'induit est modélisée avec une causalité dérivée, ce dernier est inadapté à la simulation temps réel.

Cependant, dans une représentation fonctionnelle avec un conflit d'association, il n'est pas facile de savoir l'endroit où il faut couper pour développer l'émulateur. En effet, ici l'inductance équivalente n'est pas un composant physique, mais plutôt une inductance fictive qui en regroupe deux. Donc, ces deux inductances physiques

sont fonctionnellement indissociables. Dès lors, il est nécessaire d’analyser la représentation du système pour définir un point de coupure fonctionnelle.

Le point de coupure fonctionnelle représente l’endroit (ou lien fonctionnel) où l’on coupe la représentation (fonctionnelle) du système pour insérer les composants (ou sous-systèmes) à tester dans la boucle de simulation (“Hardware-in-the-Loop”).

- Exemple 2 : connexion de deux arbres mécaniques (Figure I.16)

Ce cas d’étude a une forte ressemblance avec l’exemple précédent sur les inductances. Dans une représentation structurale, les deux arbres mécaniques peuvent être représentés en utilisant deux solutions.

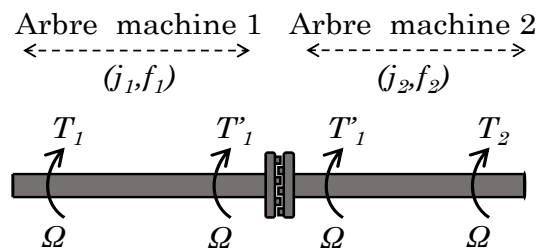
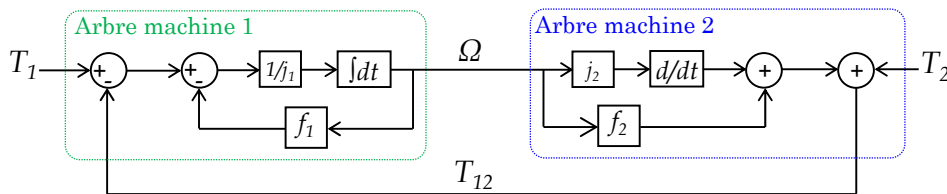
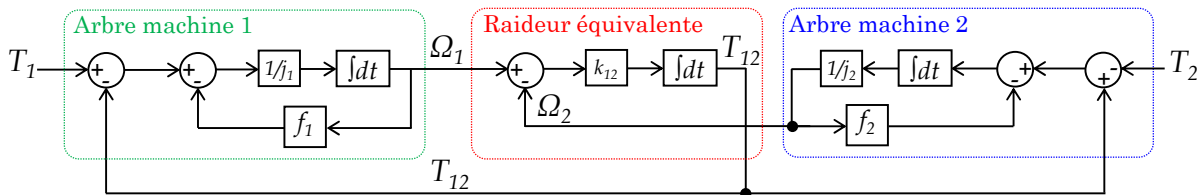


Figure I.16 : Connexion de deux arbres mécaniques

La première solution est la même que pour les deux inductances en série. Le premier arbre mécanique est modélisé en utilisant une causalité intégrale, et le deuxième en utilisant une causalité dérivée (Figure I.17.a).



(a) Schéma bloc de la représentation structurale avec causalité dérivée

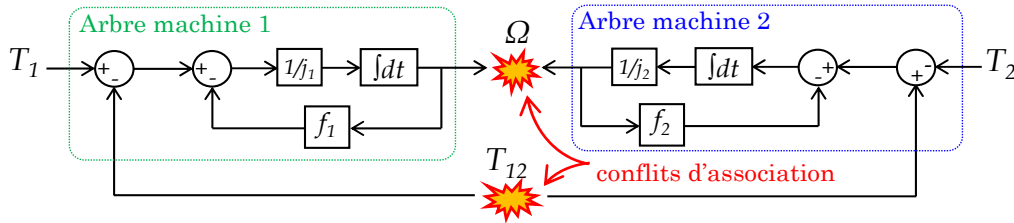


(b) Schéma bloc de la représentation structurale avec insertion de raideur

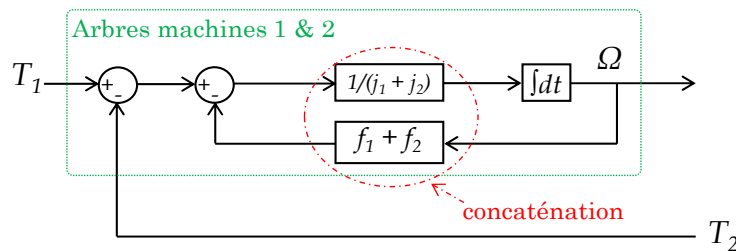
Figure I.17 : Schéma bloc de la représentation structurale du système

La deuxième solution consiste à forcer la représentation structurale à respecter une causalité intégrale en insérant une raideur fictive entre les deux arbres mécaniques (Figure I.17.b).

Dans la représentation fonctionnelle causale, un conflit d'association est constaté lorsque qu'une causalité intégrale est imposée (Figure I.18.a). La concaténation des inerties des arbres mécaniques est alors réalisée afin d'avoir un arbre équivalent avec une inertie équivalente (Figure I.18.b).



(a) Représentation fonctionnelle causale avec conflit d'association



(b) Représentation fonctionnelle causale après concaténation

Figure I.18 : Représentation fonctionnelle causale du système

A l'image de l'exemple précédent, imaginons qu'on souhaite tester la première machine en simulation HiL. Dans la représentation structurelle avec causalité dérivée, la même chose que les inductances en série est observé. En effet, le modèle de l'arbre de la deuxième machine avec une causalité dérivée doit être simulé en temps réel. L'usage d'un solveur puissant est donc une nécessité.

Dans la représentation structurelle avec insertion de raideur, deux problèmes se posent. Le premier problème est lié à la violation des règles la représentation structurelle elle-même. En effet, la raideur fictive insérée est quelque part la raideur équivalente des deux arbres de rotations, donc elle trahit la structure du système. Le deuxième problème est lié à la dynamique de la raideur qui est insérée pour respecter la causalité. En effet, une puissance de calcul supplémentaire est nécessaire au simulateur temps réel pour faire tourner le modèle en simulation HiL. De plus, la dynamique de la raideur, étant faible, elle rajoute des contraintes supplémentaires sur la rapidité de l'interface d'émulation en boucle fermée.

Dans la représentation fonctionnelle, le modèle basé sur la concaténation nécessite moins de puissance de calcul. Toutefois, Il est impossible de dissocier fonctionnellement les deux arbres. Il est donc nécessaire de déterminer un point de coupure fonctionnelle pour tester une des machines en simulation HiL. Ce cas de figure délicat est traité dans cette thèse.

I.2.3 - Contraintes sur l'interface d'émulation

L'interface d'émulation est le cœur de l'émulateur de puissance. En effet, mieux elle reproduit le comportement du sous-système non testé, plus l'émulateur de puissance est fiable. Dans le cas idéal, l'interface d'émulation doit être transparente afin de reproduire le comportement du sous-système non testé sans retard ni erreur d'amplitude. Toutefois, il est impossible d'avoir une interface d'émulation idéale. Elle rajoute toujours un retard et une erreur qui peut impacter les performances de l'émulateur de puissance. Des règles sont donc à respecter afin que cette imperfection de l'interface d'émulation ait une faible influence sur la reproduction du comportement du sous-système non testé.

La première règle est liée au dimensionnement de l'interface d'émulation. En effet, en termes de puissance, la puissance de l'interface d'émulation doit être supérieure ou égale à celle du sous-système testé [De Jong 12]. De plus, sa caractéristique de fonctionnement doit permettre à l'émulateur de puissance d'opérer sur tous les points de fonctionnements envisageables du sous-système non testé [Kennel 14]. Par exemple, si l'interface d'émulation est un entraînement électrique, alors la caractéristique de couple en fonction de la vitesse doit permettre de fonctionner sur toute la plage de couple et de vitesse du sous-système non testé [Allègre 10a].

La deuxième règle est liée à la dynamique de l'interface d'émulation en boucle fermée. La boucle de l'émulateur est représentée de manière simplifiée afin d'analyser les contraintes dynamiques sur l'interface d'émulation (Figure I.19.a). Dans cette étude, des fonctions de transfert du premier ordre sont considérées pour les modèles respectifs du sous-système non testé et de l'interface d'émulation.

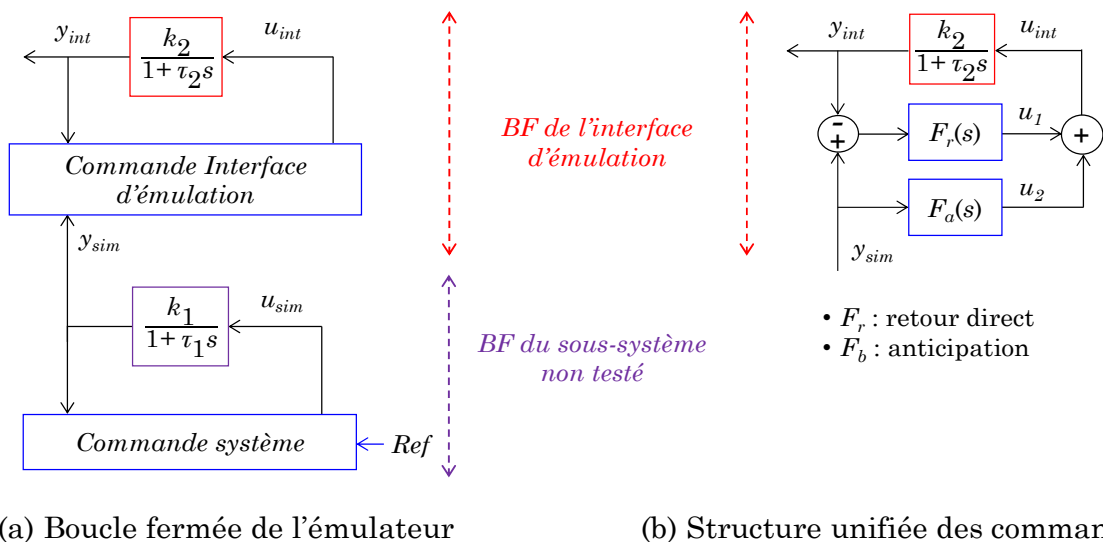


Figure I.19 : Décomposition de la boucle fermée de l'émulateur de puissance

Pour bien reproduire le comportement du sous-système non testé, la boucle fermée de l'interface d'émulation doit être beaucoup plus rapide que la boucle fermée de

celui-ci [Bouscayrol 11] [Nibert 12]. A partir de cette condition, on peut dire que plus l'interface est rapide par rapport à la simulation temps réel, plus l'émulateur de puissance est performant. Toutefois, il est nécessaire de définir le temps de réponse approprié de l'interface d'émulation en boucle fermée. De plus, la définition des types de correcteurs adaptés à l'interface d'émulation est tout aussi bénéfique pour minimiser les erreurs statique et dynamique qu'elle génère dans l'émulateur de puissance. Une représentation unifiée des structures de correcteurs avec "retour direct" (ou "*feed-back*" / $F_r(s)$) et "anticipation" (ou "*feed-forward*" / $F_a(s)$) est présentée par la Figure I.19.b. Dans le retour direct, les divers correcteurs classiques, proportionnel (P), proportionnel intégral (PI) et proportionnel intégral dérivé (PID), peuvent être utilisés.

Commande avec un "retour direct" sans "anticipation"

Cette structure de correcteur est la plus utilisée dans la simulation HiL. Si un correcteur PI est utilisé alors le retour direct peut être exprimé avec les gains proportionnel et intégral (1.1).

$$\begin{cases} F_r(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \\ F_a(s) = 0 \end{cases} \quad (1.1)$$

La synthèse du correcteur est réalisée à partir du calcul de la fonction de transfert en boucle fermée et du cahier des charges. Plusieurs méthodes de synthèse sont possibles, la méthode par compensation de pôles et celle par placement de pôles sont les plus connues [Levine 10]. La synthèse par compensation de pôles consiste à simplifier le pôle non désiré et fixer le temps de réponse en boucle fermée de l'interface. La fonction de transfert en boucle fermée devient alors un premier ordre. Cette méthode de synthèse est très simple à réaliser, mais en boucle fermée, l'interface d'émulation devient très sensible aux perturbations et bruits de mesures. Elle n'est donc pas souvent utilisée pour la simulation HiL.

La synthèse par placement de pôles est beaucoup plus utilisée, car elle offre plus de robustesse pour le système en boucle fermée. La fonction de transfert en boucle fermée du système est calculée et identifiée à une fonction de transfert idéale du second ordre (1.2).

$$y_{int} = \frac{1 + \left(\frac{k_i}{k_p}\right)s}{1 + \left(\frac{k_2 k_p + 1}{k_2 k_i}\right)s + \left(\frac{\tau_2}{k_2 k_i}\right)s^2} y_{sim} \quad (1.2)$$

La pulsation (ω_{int}) et le coefficient d'amortissement (ξ_{int}) du système en boucle fermée sont alors fixés selon le cahier des charges afin de calculer les coefficients (k_p et k_i) du correcteur (1.3).

$$\begin{cases} k_p = \frac{2\tau_{int}^{\xi}\omega_{int} - 1}{k} \\ k_i = \frac{\tau_{int}^2}{k} \end{cases} \quad (1.3)$$

Toutefois, le zéro au numérateur de la fonction de transfert cause un dépassement non oscillatoire sur la réponse temporelle de l'interface en boucle fermée. L'erreur dynamique de la sortie par rapport à la référence peut être non négligeable selon l'objectif de la simulation HiL.

Commande avec un “retour direct” & “anticipation” de compensation

Cette structure de correcteur, plus connue sous le nom de correcteur intégral proportionnel (IP), rajoute une anticipation qui vise à supprimer le zéro au numérateur de la fonction de transfert en boucle fermée avec retour direct utilisant un correcteur PI (1.4) [Bühler 88]. En effet, supprimer ce zéro permet d'effacer le dépassement dans la réponse de l'interface d'émulation en boucle fermée.

$$\begin{cases} F_r(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \\ F_a(s) = -k_p \end{cases} \quad (1.4)$$

La synthèse est faite de la même manière, en calculant la fonction de transfert en boucle fermée qui devient donc un second ordre pur (1.5). Si le cahier des charges est le même que pour le correcteur PI sans anticipation, les valeurs des gains sont les mêmes (1.6). Avec cette structure, il n'y a plus de dépassement. Toutefois, l'interface d'émulation perd en rapidité car en boucle fermée le système est amorti.

$$y_{int} = \frac{1}{1 + \left(\frac{k_2 k_p + 1}{k_2 k_i}\right) s + \left(\frac{\tau_2}{k_2 k_i}\right) s^2} y_{sim} \quad (1.5)$$

$$\begin{cases} k_p = \frac{2\tau_{int}^{\xi}\omega_{int} - 1}{k} \\ k_i = \frac{\tau_{int}^2}{k} \end{cases} \quad (1.6)$$

Commande avec un “retour direct” et une “anticipation” d'inversion

Cette structure de commande a pour but de supprimer le dépassement créé par le retour direct tout en “boostant” la rapidité du système. Elle est plus connue sous le nom de commande “backstepping” [Krstic 95] [Zhou 11] [Depature 17]. L'objectif est d'avoir un système avec un retard quasiment nul dans la réponse, c'est une fonction de transfert unitaire dans l'idéal avec des conditions de stabilité selon les critères de Lyapunov [Kokotovic 92]. Dans le retour direct, le correcteur PI est conservé, et une anticipation basée sur l'inversion du modèle est rajoutée pour supprimer les erreurs du correcteur. L'équation du retour direct ne change pas

(correcteur PI), l'anticipation est obtenue en inversant la fonction de transfert du modèle (1.7). La synthèse est réalisée en trois étapes. La première consiste à calculer la fonction de transfert entre la référence et la sortie sans considérer l'anticipation (fonction de transfert en boucle fermée avec un correcteur PI). Les coefficients du correcteur (k_p et k_i) sont alors déterminés de la même manière qu'une commande avec un retour direct (1.8). La deuxième étape consiste à calculer la fonction de transfert en boucle fermée sans considérer le retour direct. Ensuite, ces deux fonctions de transfert sont additionnées pour obtenir la fonction de transfert globale de l'interface d'émulation (1.9). Cette fonction de transfert devient alors unitaire si l'estimation des paramètres (k_{2est} et τ_{2est}) du modèle de l'interface d'émulation est correcte.

$$\begin{cases} F_r(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \\ F_a(s) = \left(\frac{k_{2est}}{1 + \tau_{2est}s} \right)^{-1} \end{cases} \quad (1.7)$$

$$\begin{cases} k_p = \frac{2\tau_{int}^{\xi} \omega_{int} - 1}{k} \\ k_i = \frac{\tau \omega_{int}^2}{k} \end{cases} \quad (1.8)$$

$$y_{int} = \left[\frac{1 + \left(\frac{k_i}{k_p}\right)s}{1 + \left(\frac{k_2 k_p + 1}{k_2 k_i}\right)s + \left(\frac{\tau_2}{k_2 k_i}\right)s^2} + \frac{\left(\frac{1}{k_{2est} k_i}\right)s + \left(\frac{\tau_{2est}}{k_{2est} k_i}\right)s^2}{1 + \left(\frac{k_2 k_p + 1}{k_2 k_i}\right)s + \left(\frac{\tau_2}{k_2 k_i}\right)s^2} \right] y_{sim} = y_{sim} \Big|_{\substack{k_{2est}=k_2 \\ \tau_{2est}=\tau_2}} \quad (1.9)$$

Cette structure de commande est intéressante dans le sens où l'interface d'émulation peut être quasiment transparente. En effet, l'erreur dynamique est quasiment nulle. Toutefois, cette méthode de commande peut poser deux problèmes. Le premier problème est lié à la fonction de transfert d'anticipation qui contient une dérivée qui peut amplifier les bruits de la référence lorsque celle-ci est bruitée. Cependant, ce problème n'est pas conséquent pour l'interface d'émulation, car sa référence est issue de la simulation temps réel du modèle du système non testé. Donc, cette référence est parfaitement maîtrisée si le modèle temps réel est correct. Le deuxième problème est lié à l'estimation des paramètres du modèle de l'interface. En effet, une mauvaise estimation de ces paramètres peut avoir un impact sur l'efficacité de l'interface d'émulation.

I.3 - Positionnement de la thèse

I.3.1 - Objectif et résultats attendus de la thèse

Objectif de la thèse

Le développement des véhicules électrifiés est un enjeu important pour réduire les émissions polluantes et améliorer l'efficacité énergétique des systèmes automobiles. Une conception optimisée de ces types de véhicules est alors nécessaire pour assurer cette croissance. Pour optimiser leur conception, il est impératif que la méthodologie respecte les contraintes de coût, de délais et de qualité. L'émulation de type puissance est de plus en plus présente dans les industries automobiles pour garantir une méthodologie de conception rapide lors du prototypage de ces véhicules. Des émulateurs de puissances flexibles, fiables et rapides sont à développer pour l'optimisation de la chaîne de conception des véhicules électrifiés.

Cette thèse a pour objectif de développer une méthodologie qui aidera à la mise en œuvre rapide et efficace d'émulateurs de puissance pour véhicules électrifiés. Pour atteindre cet objectif, le formalisme Représentation Énergétique Macroscopique (REM) est utilisé comme outil d'organisation des modèles et de structuration des émulateurs de puissance.

La REM pour organiser la simulation HiL

La REM est un formalisme d'organisation des modèles de systèmes multiphysiques basée sur la représentation fonctionnelle causale [Bouscayrol 12]. Dans la REM, chaque élément d'un système donné est représenté par un pictogramme avec des entrées-sorties qui sont imposées par les éléments d'accumulation du système [Annexe A]. Cela met en exergue le principe d'action-réaction [Bouscayrol 00], qui permet de voir l'organisation des modèles des composants d'un système donné en respectant le principe de causalité intégrale [Iwasaki 96] [Hautier 96]. Elle permet une déduction systématique d'une commande locale ou structure maximale de commande (SMC) d'un système grâce au principe d'inversion. Ainsi, par le biais de la stratégie de gestion d'énergie, des consignes sont déterminées et envoyées à la SMC pour imposer les flux énergétiques du système. On arrive alors à structurer l'étude énergétique du système en trois niveaux (Figure I.20).

Le premier niveau représente l'organisation des modèles, il constitue l'organisation et l'interconnexion de tous les pictogrammes des différents composants du système. Le deuxième constitue la SMC, obtenue par le principe d'inversion. Le troisième niveau correspond à la stratégie de gestion d'énergie (ou commande globale) dans laquelle sont développés les algorithmes permettant d'optimiser les flux énergétiques du système.

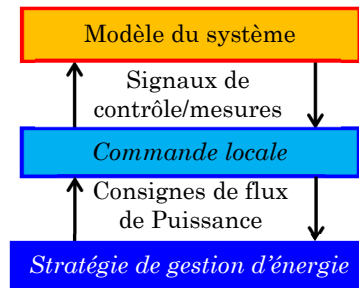
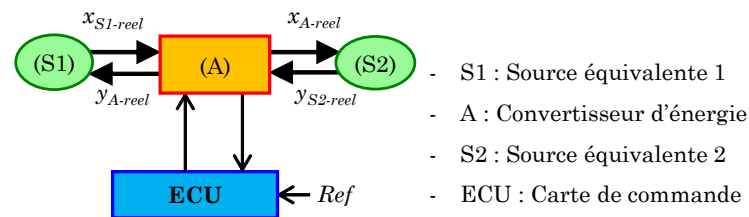
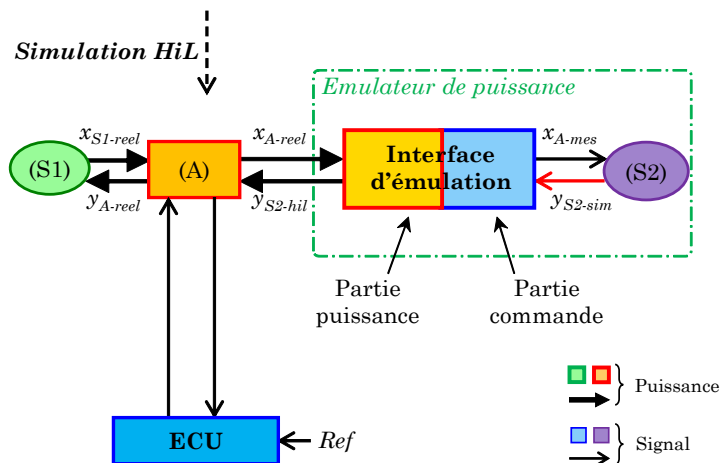


Figure I.20 : Organisation trois niveaux de la REM

La représentation d'un système par la REM permet de faciliter l'organisation de la simulation HiL pour tester les divers composants [Bouscayrol 08a]. En effet, la mise en évidence des fonctions énergétiques des divers composants par le principe d'action-réaction permet d'identifier systématiquement le "point de coupure" fonctionnelle pour tester un sous-système. De plus, elle permet de connaître intuitivement la nature du pilotage de l'interface d'émulation. Soit un système composé d'une source équivalente S1, d'un convertisseur d'énergie A, et d'une source équivalente S2 (Figure I.21.a).



(a) REM du système réel



(b) REM de la simulation HiL pour tester (S1), (A) & ECU

Figure I.21 : De la REM du système vers l'organisation de la simulation HiL

Après avoir réalisé la REM du système, l'organisation de la simulation HiL pour tester la source S1, le convertisseur A, et la carte de commande, peut être déduite de manière systématique (Figure I.21.b). Ainsi, par la REM, on peut facilement savoir qu'il faut, dans ce cas précis, mettre un modèle de la source S2 dans le simulateur temps-réel afin de piloter l'interface d'émulation via la grandeur y_{S2-sim} .

Résultats attendus

Les émulateurs de puissance issus de cette méthodologie doivent permettre de tester les sous-systèmes (batterie et entraînements électriques) du véhicule de référence. Le véhicule de référence choisi est de type hybride série rechargeable composé d'une batterie, d'un moteur thermique (MTh), d'une génératrice (MEG), d'un entraînement électrique (MET) connecté à la transmission mécanique (TM) (Figure I.22).

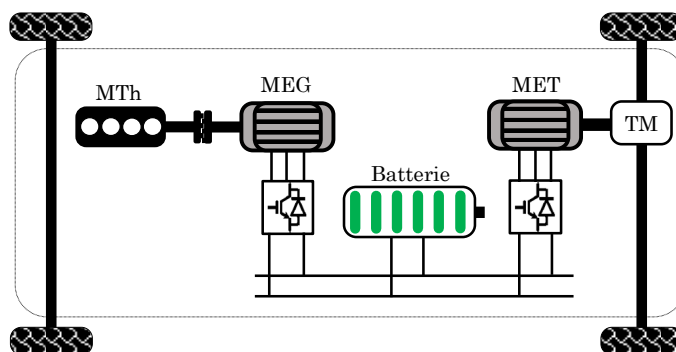


Figure I.22 : Topologie du véhicule hybride série

La batterie est de type lithium-ion (Li-ion) avec une capacité de $5,7 \text{ kWh}$. Le moteur thermique à essence de 32 kW est couplé à une génératrice de puissance nominale de 20 kW . L'entraînement électrique de traction a une puissance de 62 kW . Le véhicule a une masse à vide de $1,1 \text{ t}$. Les cartographies des machines électriques, du moteur thermique et de la batterie du véhicule sont présentées en [Annexe B]. Ce véhicule a été choisi par rapport à la Nissan Note "e-power" qui est de la même topologie. Toutefois, une différence sur les puissances est à noter (Tableau 1.1). En effet, dans notre cas les puissances du moteur thermique et de la génératrice ont été adaptées pour faire une émulation à échelle pleine sur la plateforme "eV" du L2EP. Ainsi, la batterie du véhicule a été dimensionnée par rapport à ces nouvelles puissances pour obtenir une autonomie de 40 km en mode tout électrique.

Tableau 1.1 : Comparaisons des paramètres des deux véhicules

	Nissan Note "e-power"	Véhicule de la thèse
Capacité batterie Li-ion [kWh]	1,5	5,7
Puissance moteur thermique [kW]	58	32
Puissance génératrice [kW]	40	20
Puissance ME traction [kW]	80	62

L'organisation proposée, pour le développement des émulateurs de puissance du véhicule hybride série, doit ainsi permettre de :

- Représenter la chaîne de traction du véhicule de manière unifiée,
- Décomposer la chaîne de traction en divers sous-systèmes à tester,
- Définir le modèle de pilotage de chaque émulateur par une simulation temps réel des sous-systèmes non testés,
- Organiser l'interface d'émulation de manière systématique pour chaque émulateur de puissance,

Un modèle de simulation générique est ainsi défini et sert de base pour remplacer les divers modèles de simulation des sous-systèmes à tester par les sous-systèmes réels, intégrés dans la boucle de simulation. Divers modèles de simulation sont utilisés pour un même sous-système, en fonction des éléments à tester (modèle statique, quasi-statique ou dynamique par exemple). Pour les divers sous-systèmes, diverses granularités de modélisation sont ainsi utilisées. Mais, comme une organisation unifiée est définie, celle-ci est conservée quel que soit les modèles utilisés pour un même sous-système.

1.3.2 - Positionnement scientifique

Positionnement scientifique international

Depuis leur intégration dans le cycle de développement des produits, au niveau international, les émulateurs de puissance sont utilisés le plus souvent pour tester des composants innovants dans de nouveaux systèmes. Cela concerne principalement les tests de batteries et d'entraînements électriques. Pour les batteries, des émulateurs de puissance basés sur des amplificateurs ont été développés pour l'estimation de l'état de charge [Tara 12] [Cherry 14] [Zhang 17] [Chen 18a]. Dans ces travaux, les émulateurs développés permettent de reproduire uniquement le courant moyen de la batterie.

Pour les entraînements électriques, des émulateurs sont développés pour tester des stratégies de gestion d'énergie [Fajri 14] [Florescu 15], ou des commandes avec réduction des capteurs de courants et de position [Adzic 13], ou encore des commandes de machines électriques particulières [Wang 14] [Li 17] [Amitkumar 19]. Les émulateurs proposés dans ces différents travaux ne vont pas dans le sens de la conception d'un système global, mais plutôt dans le sens de la conception d'un composant. Les travaux de [Ren 07] discutent la précision et la stabilité des émulateurs de puissance pour tester des convertisseurs de puissance pour entraînements électriques.

D'autres travaux sur les émulateurs, plutôt orientés signal HiL, sont axés sur le test de commandes optimales pour les "battery management system" (BMS) de batteries [Koenig 14], et pour l'agrément de conduite [Zhang 16].

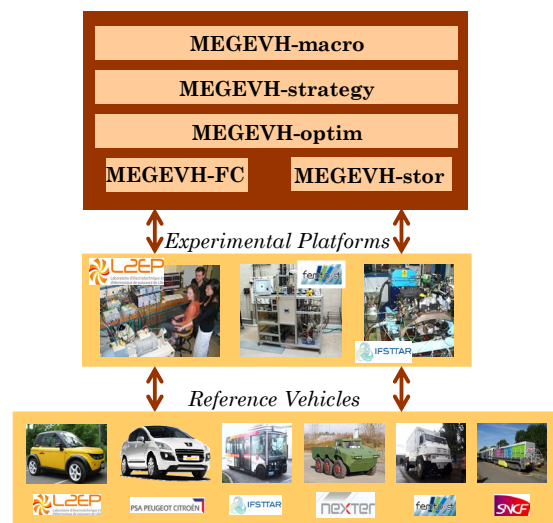
Cette thèse s'inscrit dans la démarche de conception d'un véhicule électrifié. Elle a pour objectif de définir une méthodologie, pour le développement d'émulateurs de puissance, qui pourra être appliquée afin de tester les sous-systèmes de diverses chaînes de traction. De plus, pour les tests de batteries, cette thèse propose différents émulateurs de puissance permettant de reproduire le courant moyen mais aussi le courant instantané de la batterie. Pour les tests d'entraînements électriques, cette thèse propose différentes techniques de commandes des émulateurs afin de garantir la précision des émulateurs de puissance.

Positionnement national et par rapport au réseau MEGEVH

Dans le cadre du réseau scientifique national de modélisation énergétique et gestion d'énergie de véhicules hybrides (MEGEVH), des partenaires industriels et académiques collaborent pour le développement de modèles et de gestion d'énergie de véhicules électrifiés (Figure I.23.a). Des plateformes expérimentales ont été développées pour la validation de ces modèles et stratégies de gestion d'énergie de véhicules électriques et hybrides (Figure I.23.b). Le plateforme "eV" du L2EP et celle du LTE-IFSTTAR sont en général flexibles pour plusieurs types de tests d'émulation sur différentes architectures de véhicules électrifiés. Des travaux ont visé le test de diverses stratégies de gestion d'énergie pour véhicules hybrides [Trigui 09] [Kermani 11] [Castaings 16b] [Nguyen 19b]. D'autres travaux ont ciblé le test des composants de chaînes de traction. La thèse CIFRE (collaboration PSA Peugeot Citroën – L2EP au sein du réseau MEGEVH) de T. Letrouvé a conduit au développement d'un émulateur pour le test de deux machines électriques avec leurs convertisseurs associés [Letrouvé 13a]. Dans ces travaux récents au sein de MEGEVH, les plateformes ont permis de tester différents sous-systèmes avec des interfaces d'émulation relativement figées.



(a) Carte du réseau MEGEVH



(b) Stratégie du réseau MEGEVH

Figure I.23 : Réseau national MEGEVH [MEGEVH 19]

En dehors du réseau MEGEVH, des travaux de L'IPFen ont permis le développement d'un émulateur de puissance pour le test d'une motorisation hybride [Mastro 09]. La thèse de A. Ben Khaled – El Feki, quant à elle a porté sur la définition d'algorithmes adaptés à la simulation temps réel des modèles pour le développement d'émulateurs de puissance [Ben Khaled 14]. La thèse de A. Lamara a été concentrée sur le test de moteur thermique avec la mise en œuvre de commande robuste d'ordre non entier (CRONE) multivariable [Lamara 15].

Cette thèse CIFRE est le fruit des collaborations entre deux partenaires du réseau MEGEVH : Sherpa Engineering et le L2EP. Elle permettra la capitalisation de plusieurs travaux déjà réalisés sur les émulateurs de puissance au sein du réseau MEGEVH. Elle se différencie tout de même de ces travaux récents dans le sens où elle s'intéresse au développement d'émulateurs de puissance pour tester divers sous-systèmes d'un même véhicule avec des interfaces non figées. Elle se différencie aussi de la thèse de A. Ben Khaled – El Feki, par le fait qu'elle s'intéresse plus à l'organisation des émulateurs, en particulier des interfaces d'émulation, tout en utilisant des modèles temps réels. Elle se différencie également de la thèse de A. Lamara car elle est axée sur le test de batteries et d'entraînements électriques. Mais elle s'en différencie aussi par l'approche utilisée pour la commande des émulateurs de puissance, ici la déduction de commande par la REM est privilégiée.

Positionnement industriel pour Sherpa Engineering

Cette thèse rentre dans la cadre d'une extension des offres de services de Sherpa Engineering à ses clients leaders dans le domaine automobile en France (PSA Peugeot Citroën, Renault, Valeo, etc.). L'entreprise Sherpa Engineering accompagne, aujourd'hui, ses clients dans la modélisation fonctionnelle et organique, la commande et la gestion d'énergie de systèmes automobiles. Elle a développé des outils basés sur la représentation fonctionnelle pour la modélisation de systèmes et la commande de systèmes multiphysiques [Fauvel 14] [Fauvel 15] [Mokukcu 17] [Mokukcu 18]. Elle intervient aussi sur le développement d'émulateurs de type signal dans la climatisation pour le confort dans l'habitacle de véhicules.

Les enjeux de cette thèse sont, pour Sherpa Engineering, de pouvoir vendre une expertise dans le développement d'émulateurs de puissance, pour la validation expérimentale de modèles et de commandes de chaînes de traction électrifiées, à ses clients. La méthodologie développée dans cette thèse devra donc être adaptée aux outils de modélisation de systèmes complexes développés par Sherpa Engineering. Les outils de modélisation de Sherpa sont présentés avec un exemple applicatif en [Annexe C].

Positionnement par rapport au laboratoire

Dans le domaine du transport, l'équipe commande du L2EP est reconnue pour son expertise dans l'organisation graphique de systèmes complexes. On peut citer la Représentation Énergétique Macroscopique (REM) [Bouscayrol 12], qui permet la déduction systématique d'une structure de commande par le principe d'inversion. La REM a aidé précieusement à l'organisation de divers émulateurs de puissance, pour véhicules hybrides, véhicules électriques multi-sources, locomotives hybrides, métros automatiques, développés au L2EP [Bouscayrol 09] [Allègre 10b] [Letrouvé 13a] [Castaigns 16b] [Mayet 16] [Nguyen 19b].

Cette thèse se rapproche plus de celle T. Letrouvé dans le sens où un modèle global organisé via la REM est utilisé. Mais elle s'en différencie dans le fait que la thèse de T. Letrouvé n'a proposé qu'un seul émulateur de puissance pour tester les deux entraînements électriques du véhicule. Dans cette thèse plusieurs émulateurs sont développés. De plus, cette thèse permettra au laboratoire de recherche de capitaliser ses travaux sur les émulateurs de puissance. Elle permettra aussi de développer une méthodologie de structuration de ces émulateurs de puissance, en particulier sur la définition des interfaces d'émulation.

1.3.3 - Méthodologie de développement des émulateurs

La méthodologie d'émulation doit répondre essentiellement à trois verrous principaux. D'abord elle doit répondre à la question concernant le point de coupure : c'est le point où la boucle de simulation est coupée pour insérer le sous-système à tester. Ensuite, elle doit permettre de bien choisir le modèle temps-réel à utiliser dans le simulateur. Enfin, elle doit faciliter l'identification de l'interface d'émulation. La méthodologie d'émulation proposée est organisée suivant différentes étapes.

- Organisation unifiée du modèle véhicule par la REM

Dans cette étape, une organisation unifiée, qui permet de faire l'interconnexion de modèles de granularités différentes des divers sous-systèmes du véhicule hybride série, est proposée en utilisant la REM. L'organisation unifiée met en exergue la décomposition de la chaîne de traction du véhicule hybride série en divers sous-systèmes à tester. Elle doit être conservée quel que soit les modèles utilisés pour un même sous-système. La démarche de cette organisation unifiée est une propriété essentielle à l'objectif de cette thèse.

Le développement de la commande est décomposé en deux étapes : d'abord la structure maximale de commande est réalisée à partir du principe d'inversion de la REM, ensuite une structure pratique de commande (SPC) est déduite par la mise en place d'estimateurs des mesures non réalisables.

La gestion d'énergie du véhicule est basée sur des règles tirées d'une optimisation par la programmation dynamique. Bien qu'elle ne soit pas adaptée au temps réel (dans le domaine automobile), la programmation dynamique est reconnue pour être une méthode d'optimisation qui fournit un optimum théorique pouvant servir de référence pour d'autres méthodes. Il a été prouvé qu'il est possible de tirer des règles sous-optimales très adaptées à l'usage en temps réel et qui permettent d'avoir une gestion d'énergie assez performante pour un véhicule [Horrein 15a].

- *Simulation logicielle du véhicule par Matlab / Simulink*

Après la définition d'un modèle d'organisation unifiée du véhicule et la réalisation de la commande du véhicule, la simulation numérique du véhicule est réalisée avec MATLAB-Simulink (Bibliothèque REM). Ce modèle de simulation générique est utilisé comme base pour remplacer les divers modèles de simulation des sous-systèmes à tester par les sous-systèmes réels, intégrés dans la boucle de simulation pour les tests HiL.

- *Développement des émulateurs de puissance*

Dans cette étape, le développement des émulateurs de puissance, pour le test de la batterie et des entraînements électriques du véhicule de référence, est réalisée à partir de l'organisation unifiée de celui-ci par la REM. Selon les sous-systèmes testés et l'objectif de ces tests, l'organisation unifiée du véhicule est transposée systématiquement en différents émulateurs de puissance. D'abord, un point de coupure fonctionnelle est défini selon sous-système testé et l'objectif du test. Ensuite, la synthèse de l'émulateur est réalisée par une structuration de l'interface d'émulation ainsi que sa commande à l'aide de la REM. A partir de l'analyse des interfaces d'émulation, qui sont spécifiques à chaque sous-système à tester, la granularité des modèles simulés en temps réel est discutée.

- *Validation expérimentale*

Dans cette étape, la validation expérimentale des divers émulateurs de puissance pour le test de la batterie et des entraînements électriques du véhicule étudié est réalisée, toujours en utilisant la REM. Cette validation se fait au niveau de la plateforme expérimentale "eV" du L2EP, une des plateformes ouvertes du réseau MEGEVH.

I.4 - Conclusion du chapitre

L'électrification des véhicules est impérative dans cette démarche de décarbonisation du secteur du transport. Le développement rapide d'émulateurs de puissance fiables et flexibles est un enjeu majeur dans la conception de ces véhicules électrifiés pour le test de leurs divers sous-systèmes.

Un émulateur de puissance comporte un simulateur temps réel et une interface d'émulation. L'interface d'émulation dispose d'une partie commande reliée au simulateur et d'une partie puissance reliée au sous-système testé. Cette commande doit donc être bien définie pour avoir une bonne précision de l'émulateur de puissance.

L'émulation de puissance nécessite une bonne organisation afin de bien définir l'interface d'émulation. La représentation structurelle et la représentation fonctionnelle sont les deux approches d'organisation généralement utilisées. L'usage d'une méthode de représentation peut avoir un impact sur le développement d'un émulateur, particulièrement dans le cas où il y a un conflit d'association. Avec une représentation structurelle, la présence de modèles non causaux peut ralentir la simulation temps réel. Avec une représentation fonctionnelle, la bonne définition du point de coupure fonctionnelle est essentielle à la structuration de l'interface d'émulation.

Cette thèse a pour objectif de définir une méthodologie pour le développement d'émulateurs de puissance afin de tester les divers sous-systèmes de véhicules électrifiés. La REM sera utilisée comme outil d'organisation de ces émulateurs. Dans cette thèse, le véhicule de référence est de type hybride série.

La méthodologie proposée dans cette thèse repose essentiellement sur trois points : d'abord, sur la définition d'un point de coupure fonctionnelle selon le sous-système testé (particulièrement en cas de conflits d'association), ensuite, sur le choix de la granularité des modèles simulés en temps réel, et sur la structuration des interfaces d'émulation. Ces deux derniers points sont corrélés aux performances de l'émulateur de puissance. La méthodologie devra permettre de tester la batterie et les entraînements électriques de tout type de véhicule électrifié.

Le prochain chapitre présentera la simulation énergétique du véhicule hybride série en vue de son émulation. Ce simulateur servira de base pour le développement des émulateurs de puissance afin de tester la batterie et les entraînements électriques du véhicule.



Résumé du chapitre

L'objectif de ce chapitre est de réaliser une simulation numérique du véhicule hybride série en vue de son émulation. Il se concentre sur le développement d'un modèle énergétique du véhicule, de sa structure pratique de commande et de sa gestion d'énergie sous-optimale.

La première partie est consacrée à la modélisation dynamique complète du véhicule afin de réaliser son organisation par la Représentation Energétique Macroscopique (REM). La deuxième partie présentera les différentes structures de commande du véhicule. La troisième partie portera sur la conception d'une gestion d'énergie optimale par la programmation dynamique puis la déduction de la stratégie à base de règles pour l'émulation du véhicule hybride série.

Sommaire du chapitre

II.1 - Représentation Energétique Macroscopique du véhicule & conflits d'association	39
.....	
II.1.1 - Modélisation des divers sous-systèmes du véhicule	39
II.1.2 - Interconnexion des divers sous-systèmes du véhicule	44
II.1.3 - Résolution des conflits d'association et REM globale.....	47
II.2 - Structures de commande du véhicule	49
II.2.1 - Structure maximale de commande du sous-système de traction	49
II.2.2 - Structure maximale de commande du sous-système de génération.....	51
II.2.3 - Structure Pratique de commande du véhicule hybride série.....	54
II.3 - Stratégies de gestion d'énergie du véhicule en vue de l'émulation	58
II.3.1 - Organisation de la gestion d'énergie du véhicule	58
II.3.2 - Gestion d'énergie optimisée par la programmation dynamique.....	63
II.3.3 - Gestion d'énergie temps réel à base de règles pour l'émulation	69
II.4 - Conclusion du chapitre	74

II.1 - Représentation Énergétique Macroscopique du véhicule & conflits d'association

II.1.1 - Modélisation des divers sous-systèmes du véhicule

Modélisation du moteur thermique

Le modèle du moteur thermique (MTh) correspond à une cartographie qui fournit la consommation spécifique en carburant en fonction du régime moteur et du couple. Un temps de réponse de 0,5s est imposé pour le modèle quasi-statique [Horrein 15a]. Le couple (T_{mth}) du moteur thermique est calculé en fonction du couple demandé ($T_{mth-ref}$) en supposant une commande parfaite avec un retard (constante de temps τ_{mth}) (2.1).

$$\frac{d}{dt} T_{mth} = \frac{1}{\tau_{mth}} (T_{mth-ref} - T_{mth}) \quad (2.1)$$

L'arbre du moteur thermique représente la dynamique mécanique qui dépend de son inertie (J_{mth}) et ses frottements visqueux (f_{mth}). L'équation du modèle l'arbre du moteur thermique permettant de calculer sa vitesse (Ω_{arb}) est donnée en fonction de son couple, du couple résistant (T_1) et de son inertie (2.2).

$$J_{mth} \frac{d}{dt} \Omega_{arb} = T_{mth} - T_1 - f_{mth} \Omega_{arb} \quad (2.2)$$

Modélisation de la génératrice

La génératrice est composée d'une machine asynchrone triphasée de 20 kW et d'un convertisseur de tension alternative triphasée / continue (redresseur commandé) qui assure la connexion vers la batterie (Figure II.1).

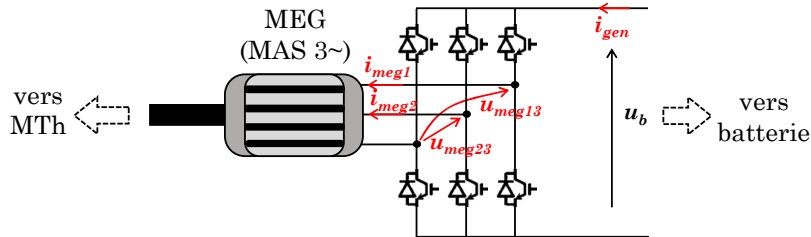


Figure II.1 : Structure de la génératrice

Le convertisseur permet d'obtenir deux tensions composées alternatives aux bornes de la machine électrique. Un modèle en valeurs moyennes du redresseur est considéré, ce qui suffit pour valider une étude énergétique [Guillaud 94] [Delarue 03]. Le modèle du redresseur est donné par les équations (2.3).

$$\begin{cases} \underline{u}_{meg} = \underline{m}_{red} u_b \\ \underline{i}_{gen} = \underline{m}_{red}^t \underline{i}_{meg} \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} \underline{m}_{red} = [m_{red1} \ m_{red2}]^t \\ \underline{u}_{meg} = [u_{meg13} \ u_{meg23}]^t \\ \underline{i}_{meg} = [i_{meg1} \ i_{meg2}]^t \end{cases} \quad (2.3)$$

où \underline{m}_{red} représente le vecteur des rapports de modulation du redresseur.

La génératrice (MEG) est une machine asynchrone triphasée à cage (rotor en court-circuit). La transformation de Park est utilisée pour simplifier la commande de ce type de machine [Caron 95] [Pietrzak-David 07]. Elle permet de changer le repère triphasé (grandeurs alternatives) en un repère (de grandeurs continues) appelé repère de Park (Figure II.2).

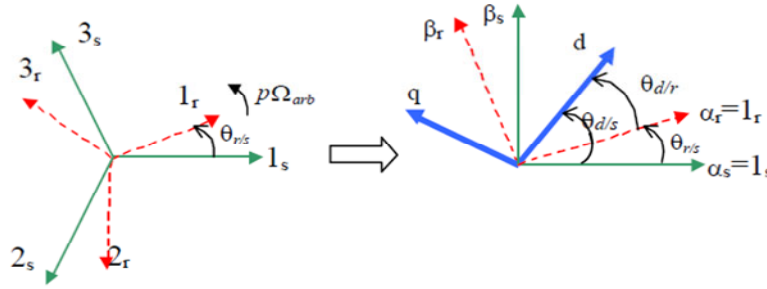


Figure II.2 : Passage du repère triphasé vers le repère de Park [Bouscayrol 03]

Les enroulements du stator de la machine étant connectés en étoile, le repère d'étude devient alors (d-q). Le déphasage entre l'axe "d" et l'axe du stator est appelé $\theta_{d/s}$. L'ensemble des transformations entre ces deux repères dépend alors de cet angle. Ce dernier peut être déterminé par l'équation (2.4).

$$\frac{d}{dt} \theta_{d/s} = \frac{R_r M_{sr}}{\varphi_{rd} L_r} i_{meg-q} + p \Omega_{arb} \quad (2.4)$$

Il dépend de la vitesse Ω_{arb} , du flux φ_{rd} dans la machine et du courant i_{meg-q} dans les enroulements. La transformation peut se faire en deux étapes : repère triphasé vers repère de Concordia, puis ce dernier vers le repère de Park. On peut écrire une matrice globalisant les deux transformations et l'appeler la matrice de Park $[P(\theta_{d/s})]$.

Le convertisseur fournit des tensions composées, la matrice $[T_{uv}]$ permet le passage vers des tensions simples. De même, pour les courants, nul besoin de mesurer les trois courants dans les phases de la machine, une mesure de deux courants suffira car le troisième est une combinaison linéaire des deux premiers. La matrice $[T_i]$ permet de ne garder que le courant des phases (1 et 2) de la machine [Delarue 03]. Les équations de passage du repère triphasé vers le repère de Park sont données par la relation (2.5). On peut ainsi, avec ces nouvelles grandeurs continues, modéliser les enroulements du stator de la machine.

$$\begin{cases} \underline{u}_{megdq} = [P(\theta_{d/s})][T_{uv}]\underline{u}_{meg} \\ \underline{i}_{meg} = [P(\theta_{d/s})]^{-1}[T_i] \underline{i}_{megdq} \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\text{avec : } [P(\theta_{d/s})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta_{d/s} & \cos(\theta_{d/s} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{d/s} + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_{d/s} & -\sin(\theta_{d/s} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{d/s} + \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix}$$

$$\text{et } [T_{uv}] = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \\ -1 & -1 \end{pmatrix}; \quad [T_i] = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Par les tensions \underline{u}_{megdq} et \underline{e}_{megdq} (forces électromotrices), on détermine les courants \underline{i}_{megdq} dans les enroulements (2.6).

$$L_{eq} \frac{d}{dt} \underline{i}_{megdq} = \underline{u}_{megdq} - \underline{e}_{megdq} - R_s \underline{i}_{megdq} \quad (2.6)$$

avec :

$$\underline{e}_{megdq} = \begin{pmatrix} \frac{R_r M_{sr}^2}{L_r^2} & -L_{eq} \omega_{d/s} \\ L_{eq} \omega_{d/s} & \frac{R_r M_{sr}^2}{L_r^2} \end{pmatrix} \underline{i}_{megdq} + \begin{pmatrix} \frac{R_r M_{sr}}{L_r^2} \\ \frac{M_{sr}}{L_r} (\omega_{d/r} - \omega_{d/s}) \end{pmatrix} \varphi_{rd} \quad \text{où } L_{eq} = \frac{L_s L_r - M_{sr}^2}{L_r}$$

Les tensions aux bornes des enroulements du rotor sont nulles, donc on peut déterminer le flux φ_{rd} (2.7).

$$\left(\frac{L_r}{M_{sr} R_r} \right) \frac{d}{dt} \varphi_{rd} = i_{megd} - \left(\frac{1}{M_{sr}} \right) \varphi_{rd} \quad (2.7)$$

Le couple électromagnétique de la machine peut dès lors être exprimé (2.8).

$$T_{meg} = p M_{sr} \left(\frac{\varphi_{rd}}{L_r} i_{megq} - \frac{\varphi_{rq}}{L_r} i_{megd} \right) \quad \text{avec } \varphi_{rq} = 0 \quad (2.8)$$

L'équation du modèle de l'arbre mécanique de la machine électrique, en convention "générateur", permet de déterminer la vitesse en fonction du couple (T_{meg}), du couple résistant (T_1), de son inertie (J_{meg}) et de ses frottements visqueux (f_{meg}) (2.9).

$$J_{meg} \frac{d}{dt} \Omega_{arb} = T_1 - T_{meg} - f_{meg} \Omega_{arb} \quad (2.9)$$

Modélisation de la batterie

La batterie est modélisée par une tension à circuit ouvert (u_{oc}) en série avec la résistance interne (R_b) (Figure II.3) [Plett 04]. La tension u_{oc} est fonction de la température (t_b) et de l'état de charge (SoC) de la batterie. Cette température est supposée égale à la température ambiante 25°C.

La relation liant u_b (la tension aux bornes de la batterie) et i_b (son courant) est donnée par l'équation (2.10).

$$u_b = u_{co}(\text{SoC}, t_b) - R_b(\text{SoC}, t_b) i_b \quad (2.10)$$

Le SoC est calculé en fonction du courant et de la capacité maximale (C_{max}) de la batterie (2.11).

$$\text{SoC} = 1 - \frac{1}{3600C_{max}} \int i_b dt \quad (2.11)$$

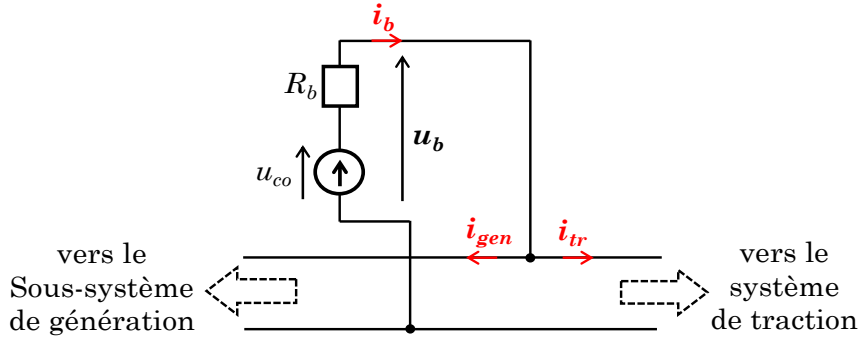


Figure II.3 : Schéma électrique de la batterie

Une somme des courants décrit le couplage électrique reliant le sous-système de traction et le sous-système de génération à la batterie (2.12).

$$i_b = i_{gen} + i_{tr} \quad (2.12)$$

Modélisation de l'entraînement électrique de traction

L'entraînement électrique de traction est composé d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents de $62kW$ et d'un convertisseur de tension continue / alternative triphasée (onduleur – DC/AC) (Figure II.4). Le convertisseur de tension est modélisé de la même manière que pour la génératrice (2.12).

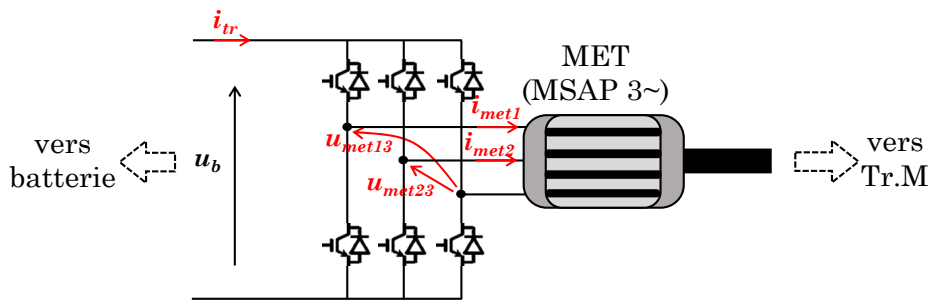


Figure II.4 : Structure de l'entraînement électrique de traction

$$\begin{cases} \underline{u}_{met} = \underline{m}_{ond} u_b \\ \underline{i}_{tr} = \underline{m}_{ond}^t \underline{i}_{met} \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} \underline{m}_{ond} = [m_{ond1} \ m_{ond2}]^t \\ \underline{u}_{met} = [u_{met13} \ u_{met23}]^t \\ \underline{i}_{met} = [i_{met1} \ i_{met2}]^t \end{cases} \quad (2.13)$$

Où \underline{m}_{ond} représente le vecteur des rapports de modulation de l'onduleur.

La machine électrique est une machine synchrone à aimants permanents. La transformation de Park est aussi utilisée pour développer un modèle dynamique de la machine électrique de traction. Toutefois, pour la machine synchrone à aimants permanents, l'angle de déphasage entre le stator et l'axe "d" de la transformation de Park est le même que l'angle électrique entre le stator et le rotor ($\theta_{r/s}$). Cet angle dépend uniquement de sa vitesse de rotation (Ω_{met}) et du nombre de paires de pôles (p) de la machine électrique (2.14).

$$\frac{d}{dt} \theta_{r/s} = p \Omega_{met} \quad (2.14)$$

La transformation vers le repère de Park peut alors être écrite pour déterminer les tensions continues équivalentes (2.15). Les courants et le couple de la machine sont fournis par les équations (2.16) (2.17).

$$\begin{cases} \underline{v}_{met-dq} = [P(\theta_{r/s})] \underline{u}_{met} \\ \underline{i}_{met} = [P(\theta_{r/s})]^{-1} \underline{i}_{met-dq} \end{cases} \quad (2.15)$$

$$\underline{L}_{s-dq} \frac{d}{dt} \underline{i}_{met-dq} = \underline{v}_{met-dq} - \underline{e}_{met-dq} - R_s \underline{i}_{met-dq} \quad (2.16)$$

$$\text{avec } \underline{e}_{met-dq} = \begin{pmatrix} 0 & -L_{sq} p \Omega_{met} \\ L_{sd} p \Omega_{met} & 0 \end{pmatrix} \underline{i}_{met-dq} + \begin{pmatrix} 0 \\ p \Omega_{met} \end{pmatrix} \phi_f$$

$$T_{met} = p i_{metq} [\phi_f + (L_{sd} - L_{sq}) i_{metd}] \quad (2.17)$$

Le modèle de l'arbre mécanique de la machine électrique permet de calculer sa vitesse en fonction de son inertie (J_{met}), de ses frottements visqueux (f_{met}) et du couple résistant (T_2) (2.18).

$$J_{met} \frac{d}{dt} \Omega_{met} = T_{met} - T_2 - f_{met} \Omega_{met} \quad (2.18)$$

Modélisation de la transmission mécanique

Elle comprend le réducteur, le différentiel, les roues, les freins mécaniques et le châssis du véhicule. Le couple à la sortie du différentiel (T_{dif}) est déterminé à partir du couple (T_2) et les rapports du réducteur et du différentiel (2.19).

$$\begin{cases} T_{dif} = \eta_{red}^k \eta_{dif}^k k_{red} k_{dif} T_2 \\ \Omega_{met} = k_{red} k_{dif} \Omega_{rou} \end{cases} \quad \text{avec } k = \begin{cases} 1 & \text{si } P_{dif} \geq 0 \\ -1 & \text{si } P_{dif} < 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

où k_{red} , k_{dif} , les rapports du réducteur et du différentiel, et η_{red} , η_{dif} , les rendements.

Pour le modèle du différentiel, il est supposé que le véhicule roule sur une ligne droite, ce qui permet de considérer une seule roue équivalente. L'inertie des roues est prise en compte et permet de déterminer la vitesse de rotation des roues (Ω_{rou}) en fonction du couple (T_{dif}) et du couple résistant (T_3) (2.20).

$$J_{rou} \frac{d}{dt} \Omega_{rou} = T_{dif} - T_3 \quad (2.20)$$

La vitesse de translation (vitesse du véhicule) peut être déduite en fonction du rayon de la roue (R_{rou}) et de la vitesse des roues (2.21).

$$\begin{cases} T_3 = R_{rou} F_{rou} \\ v_{veh} = R_{rou} \Omega_{rou} \end{cases} \quad (2.21)$$

Les freins mécaniques sont supposés parfaits et délivrent une force de freinage (F_{frm}) égale à la demande en freinage mécanique ($F_{frm-ref}$) (2.22). La relation (2.23) représente le couplage des freins mécaniques aux roues du véhicule.

$$F_{frm} = F_{frm-ref} \quad (2.22)$$

$$F_{veh} = F_{rou} + F_{frm} \quad (2.23)$$

Le modèle du châssis est décrit par la loi fondamentale d'une masse en translation. La vitesse du véhicule (v_{veh}) est calculée en fonction de la force totale à la roue (F_{veh}) et de la force de résistance à l'avancement du véhicule (F_{res}) (2.24).

$$M_0 \frac{d}{dt} v_{veh} = F_{veh} - F_{res} \quad (2.24)$$

avec M_0 , la masse statique du véhicule.

L'environnement du véhicule représente l'ensemble des forces de résistance à l'avancement du véhicule (F_{res}) (2.25). Parmi ces forces de résistance, on peut citer la résistance aux roulements, la résistance due à la pente de la route et la résistance de l'air.

$$F_{res} = A_v + B_v v_{veh}^2 + a M_{veh} g \quad (2.25)$$

II.1.2 - Interconnexion des divers sous-systèmes du véhicule

Le moteur thermique, modélisé comme une source mécanique avec une entrée de réglage qui sera le couple de référence ($T_{mth-ref}$), se présente par un pictogramme élément source. Son arbre mécanique est considéré comme un élément d'accumulation.

Au vu des éléments de modélisation de la génératrice, sa description graphique peut être divisée en 3 parties.

- Le redresseur commandé est un convertisseur de tension, donc représenté comme un élément de conversion mono-domaine.
- La génératrice est décrite graphiquement avec 4 pictogrammes [Chen 10a]. Du côté AC du redresseur, on a un élément de conversion mono-domaine qui représente la transformation de Park. Ensuite, les enroulements équivalents du stator de la machine sont considérés comme un élément d'accumulation d'énergie. Un élément de couplage et de conversion multi-

domaine représentant la transformation électromagnétique, pour le calcul du couple et des forces électromotrices de la machine, permet de faire le couplage avec le rotor de la machine. Le rotor est considéré comme un élément d'accumulation d'énergie.

- L'arbre de la machine électrique est représenté comme un élément d'accumulation.

La batterie est une source de tension, donc représentée en REM par un élément source. La connexion électrique entre la batterie, la génératrice et l'entraînement électrique de traction est représentée par un élément de couplage.

Pour l'entraînement électrique de traction, deux éléments de conversion mono-domaine sont utilisés pour représenter respectivement l'onduleur et la transformation de Park. Un élément d'accumulation et un élément de conversion multi-domaine sont utilisés pour représenter respectivement les enroulements de la machine synchrone et la conversion électromagnétique. L'arbre mécanique est représenté par un élément d'accumulation.

Pour la transmission mécanique, un élément de conversion mono-domaine est utilisé pour le réducteur et le différentiel. Un élément d'accumulation permet de représenter l'arbre de transmission entre le différentiel et les roues. La connexion des freins à la transmission mécanique est faite par un élément de couplage. Le châssis est représenté par un élément d'accumulation. Les freins mécaniques et l'environnement du véhicule sont représentés comme des éléments sources. Une entrée de réglage est rajoutée au pictogramme des freins mécaniques pour la commande ($F_{frm-ref}$).

Avec la modélisation détaillée dans la partie *II.1.1*, la REM du véhicule hybride série est présentée dans la Figure II.5.

La REM souligne quatre conflits d'association qui rendent impossible (dans la description actuelle) l'interconnexion fonctionnelle des divers éléments du véhicule. Pour résoudre ces conflits d'association afin d'interconnecter les divers éléments du véhicule, les principes de permutation et de concaténation, qui sont régulièrement utilisés pour les véhicules, doivent être appliqués [Bouscayrol 12] [Pam 18].

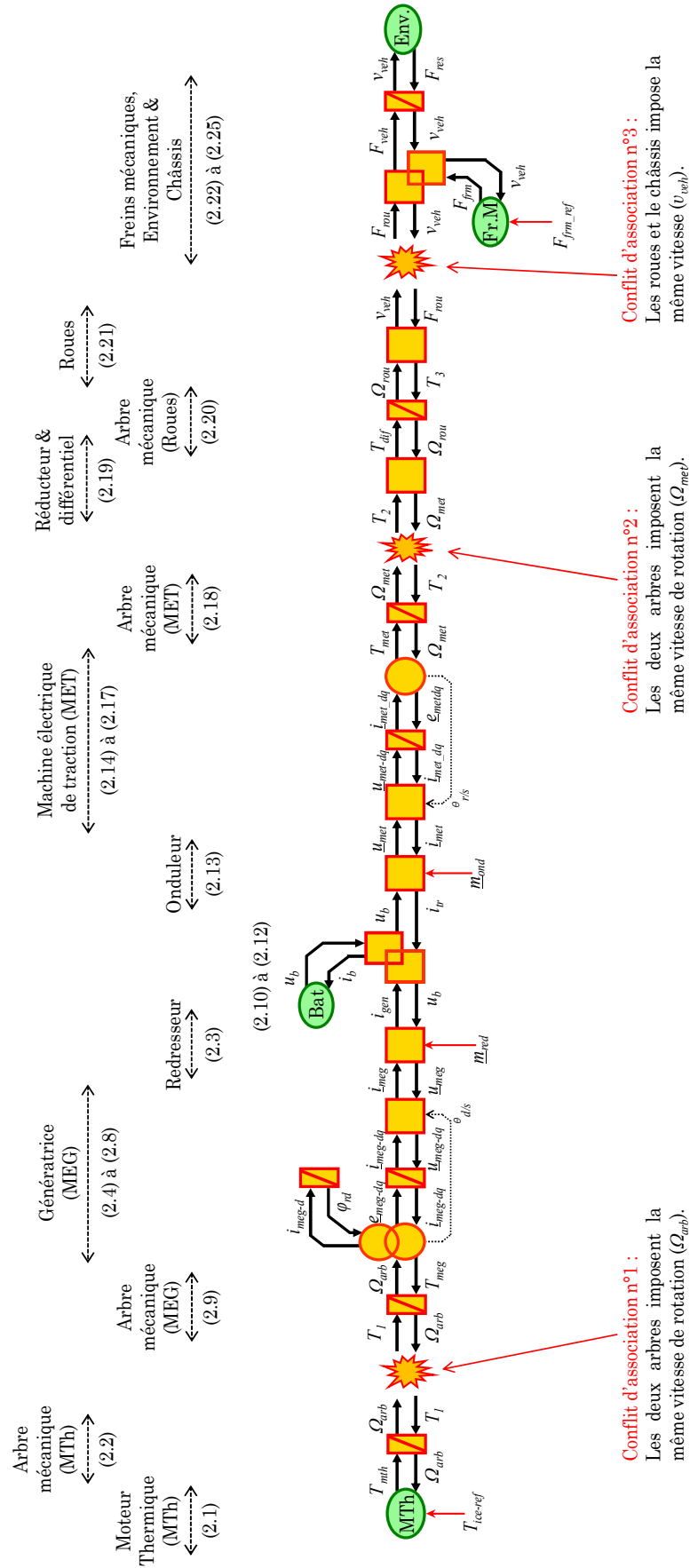


Figure II.5 : REM avec conflits du véhicule hybride série

II.1.3 - Résolution des conflits d'association et REM globale

Résolution du conflit d'association n°1

Dans ce conflit, les deux arbres mécaniques imposent la même vitesse (Ω_{arb}). Cette vitesse est une variable d'état dans les deux relations de modélisation des arbres mécaniques (2.2) (2.9). Fonctionnellement, une seule variable d'état peut être considérée car il s'agit de la même vitesse pour les deux arbres mécaniques. Le principe de concaténation permet de résoudre ce conflit en considérant un arbre équivalent avec donc une seule variable d'état. En effet, en sommant les relations (2.2) et (2.9), on peut calculer la vitesse (Ω_{arb}) à partir d'une inertie équivalente et des frottements équivalents (2.26). Cette inertie équivalente vaut la somme des inerties respectives du moteur thermique et de la génératrice, il en est de même pour les frottements (2.27). A partir de cette résolution, l'arbre équivalent est représenté en REM comme un élément d'accumulation (Figure II.6).

$$J_{arb} \frac{d}{dt} \Omega_{arb} = T_{mth} - T_{meg} - f_{arb} \Omega_{arb} \quad (2.26)$$

$$\begin{cases} J_{arb} = J_{mth} + J_{meg} \\ f_{arb} = f_{meg} + f_{mth} \end{cases} \quad (2.27)$$

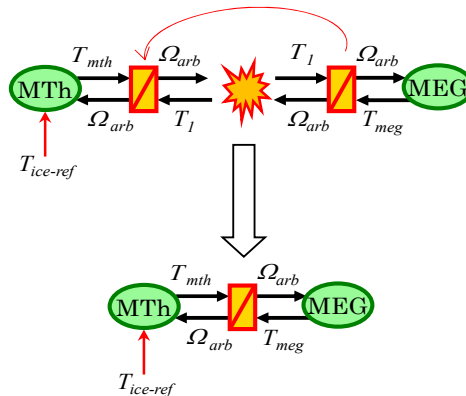


Figure II.6 : Méthode de résolution du conflit d'association n°1

Résolution des conflits d'association n°2 & 3

Les conflits n°3 et 4 sont liés car ils concernent la vitesse de rotation (Ω_{met}) et celle de translation du véhicule (v_{veh}). Or, la machine électrique de traction est directement reliée au châssis du véhicule via la transmission mécanique. Donc la vitesse de rotation de la machine évolue de la même manière que la vitesse de translation du véhicule. Fonctionnellement, ces deux variables représentent une même variable d'état. Pour résoudre donc ces conflits, les inerties de la machine électrique et des roues sont ramenées au châssis pour obtenir la masse équivalente du véhicule (Figure II.7). En effet, lorsque le véhicule est à l'arrêt, sa masse est appelé la masse statique (M_0). Toutefois, lorsque le véhicule est en mouvement, la masse des parties tournantes de la transmission mécanique doit aussi être

considérée. La somme de cette masse tournante avec la masse statique du véhicule est appelée la masse dynamique. La vitesse du véhicule peut dès lors être calculée à partir de la force totale du véhicule et sa masse dynamique (M_{veh}) (2.28). La REM de la transmission mécanique est ainsi simplifiée en considérant un élément de conversion mono-domaine pour le réducteur, le différentiel et la roue (2.29), et un élément d'accumulation pour le châssis du véhicule avec sa masse dynamique.

$$M_{veh} \frac{dv_{veh}}{dt} = F_{veh} \quad \text{où} \quad M_{veh} = M_0 + \left(\frac{k_{red} k_{dif}}{R_{rou}} \right)^2 J_{met} + \left(\frac{4}{R_{rou}} \right)^2 J_{rou} \quad (2.28)$$

$$\begin{cases} F_{rou} = \eta_{red}^k \eta_{dif}^k \left(\frac{k_{red} k_{dif}}{R_{rou}} \right) T_{met} \\ \Omega_{met} = \left(\frac{k_{gb} k_{dif}}{R_{rou}} \right) v_{veh} \end{cases} \quad (2.29)$$

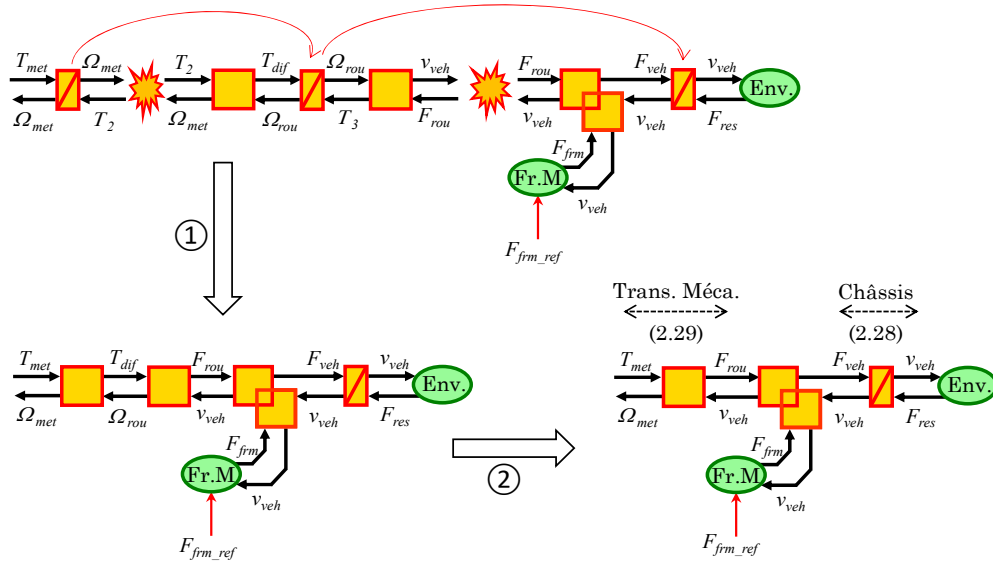


Figure II.7 : Méthode de résolution des conflits d'association n°2 et 3

Après la résolution de tous les conflits d'association, la REM complète du véhicule hybride série avec l'interconnexion des divers sous-systèmes est présentée par la Figure II.8. La commande du véhicule peut dès lors être réalisée.

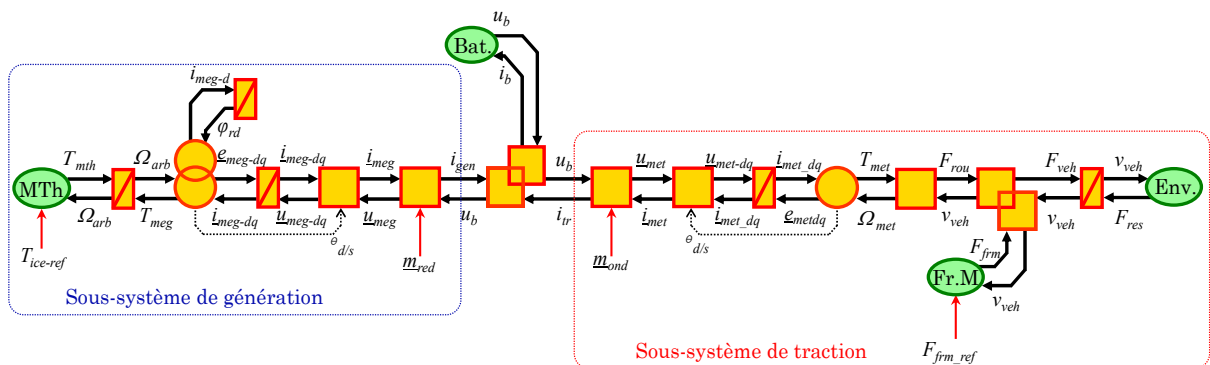


Figure II.8 : REM complète du véhicule hybride série

II.2 - Structures de commande du véhicule

II.2.1 - Structure maximale de commande du sous-système de traction

Un système peut avoir des structures de commandes rapprochées (locales) différentes selon la méthode de modélisation du système et l'objectif visé. Un des avantages majeurs de la REM est que son inversion permet d'obtenir directement une structure maximale de commande (commande théorique idéale avec un maximum de capteurs et d'opérations). L'inversion est directe si dans un bloc de REM, la sortie n'est pas en retard par rapport à l'entrée (2.30). Si toutefois la sortie est en retard par rapport à l'entrée, l'inversion est indirecte. Il faut dès lors réaliser un asservissement en utilisant un correcteur (2.31). De manière globale, pour la commande du véhicule hybride série, des correcteurs PI (proportionnel intégral) sont utilisés pour les différents asservissements réalisés. Les paramètres (temps de réponse, coefficient d'amortissement) de ces correcteurs sont choisis pour assurer une dynamique en boucle fermée proche de la dynamique du système physique. Le calcul de ces correcteurs est détaillé en [Annexe D].

$$- \text{ Si } y(t) = k f(t) \quad \text{où } k \text{ atemporel, alors } f_{ref}(t) = \frac{1}{k} y_{ref}(t) \quad (2.30)$$

$$- \text{ Si } y(t) = \int f(t).dt \quad \text{alors } f_{ref}(t) = C(t) \left[y_{ref}(t) - y(t) \right] \quad (2.31)$$

Avec $C(t)$, un correcteur

Pour bien déterminer la structure de commande, il faut définir les variables "objectif", les variables de réglages (ou variables de commande) et ensuite la chaîne de réglage. La variable "objectif" pour le sous-système de traction est la vitesse du véhicule (v_{veh}). La REM globale du véhicule (Figure II.8) montre qu'il y a deux variables de réglages (m_{ond} et $F_{frm-ref}$) pour agir sur cet objectif. La chaîne de réglage part alors des variables de réglages (m_{ond} et $F_{frm-ref}$) jusqu'à la variable "objectif". La chaîne de commande du sous-système de traction est donc l'inverse de la chaîne de réglage (de la vitesse de référence ($v_{veh-ref}$) vers les variables de réglages). La force de référence ($F_{veh-ref}$) est calculée en réalisant un asservissement de la vitesse du véhicule (2.32). La synthèse du correcteur est effectuée avec un temps de réponse d'une seconde en boucle fermée.

$$F_{veh-ref} = C_v(t) (v_{veh-ref} - v_{veh-mes}) + F_{res-mes} \quad (2.32)$$

Avec $C_v(t)$, un correcteur PI, synthèse par placement de pôles.

La force de référence des roues ($F_{rou-ref}$) et la force de freinage de référence ($F_{frm-ref}$) sont calculées par inversion de la relation (2.23) en considérant une variable de répartition (kr_f) pour distribuer l'énergie en cas de freinage (2.33).

$$\begin{cases} F_{rou-ref} = kr_f F_{veh-ref} \\ F_{frm-ref} = (kr_f - 1) F_{veh-ref} \end{cases} \quad (2.33)$$

Le couple de référence de la machine électrique ($T_{met-ref}$) est calculé par inversion directe de la relation (2.29) avec les divers rapports de la transmission mécanique (2.34). Pour la machine électrique de traction, une commande orientée du flux est réalisée. Dans cette technique de commande, le courant de référence de l'axe "d" ($i_{metd-ref}$) est fixé à zéro pour maximiser le couple électromagnétique de la machine (au-delà de la vitesse de base de la machine électrique, le courant de référence est négatif pour défluxer). Le courant de référence de l'axe "q" ($i_{metq-ref}$) est déterminé en fonction du couple de référence de la machine électrique de traction (2.35). Un asservissement de courant est alors réalisé pour déterminer les tensions respectives ($u_{metd-ref}$ et $u_{metq-ref}$) des axes "d" et "q" (2.36). Pour la synthèse du correcteur, le temps de réponse en boucle fermée est de 5,2 ms.

$$T_{met-ref} = \left(\frac{R_{rou}}{k_{red} k_{dif}} \right) F_{wh-ref} \quad (2.34)$$

$$\begin{cases} i_{metd-ref} = 0 \\ i_{metq-ref} = \frac{1}{p\phi_f} T_{met-ref} \end{cases} \quad (2.35)$$

$$\underline{u}_{met-dq-ref} = \underline{C}_{met-dq}(t) (i_{met-dq-ref} - i_{met-dq-mes}) + e_{met-dq-mes} \quad (2.36)$$

Avec $\underline{C}_{met-dq}(t)$, des correcteurs PI, synthèse par placement de pôles.

La transformée de Park inverse est réalisée pour déterminer les tensions composées ($\underline{u}_{met-ref}$) (2.37). Une inversion directe de la relation (2.13) permet alors de déterminer les rapports de modulation de référence de l'onduleur (2.38).

$$\underline{u}_{met-ref} = [P(\theta_{d/s})]^{-1} \underline{u}_{met-dq-ref} \quad (2.37)$$

$$\underline{m}_{ond} = \frac{\underline{u}_{met-ref}}{u_{b-mes}} \quad (2.38)$$

A partir de la détermination de cette chaîne de commande, la description de la structure maximale de commande du sous-système de traction est réalisée par la REM (Figure II.9).

Des résultats de simulation, avec un freinage totalement électrique, permettent de vérifier les performances de la commande du système de traction du véhicule hybride série (Figure II.10). La vitesse mesurée du véhicule suit bien la référence. Le courant i_{metq} , porteur du couple électromagnétique de la machine suit sa référence. Un dépassement est observé du fait du correcteur PI utilisé. Les rapports de modulation de l'onduleur évoluent bien dans l'intervalle $[-1 ; 1]$, donc les limites physiques sont respectées. Dans l'ensemble, la commande développée fournit les performances dynamiques désirées pour le bon fonctionnement de la chaîne de traction hybride série étudiée. En effet, les critères dynamiques, de stabilité et de précision sont vérifiées par ces résultats.

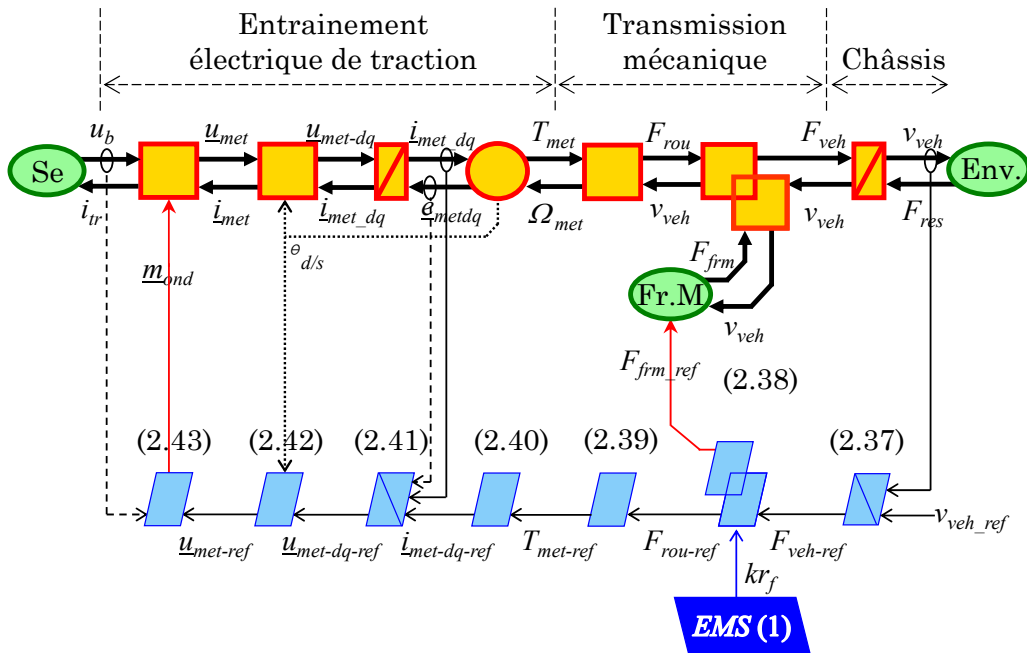


Figure II.9 : REM et SMC du sous-système de traction

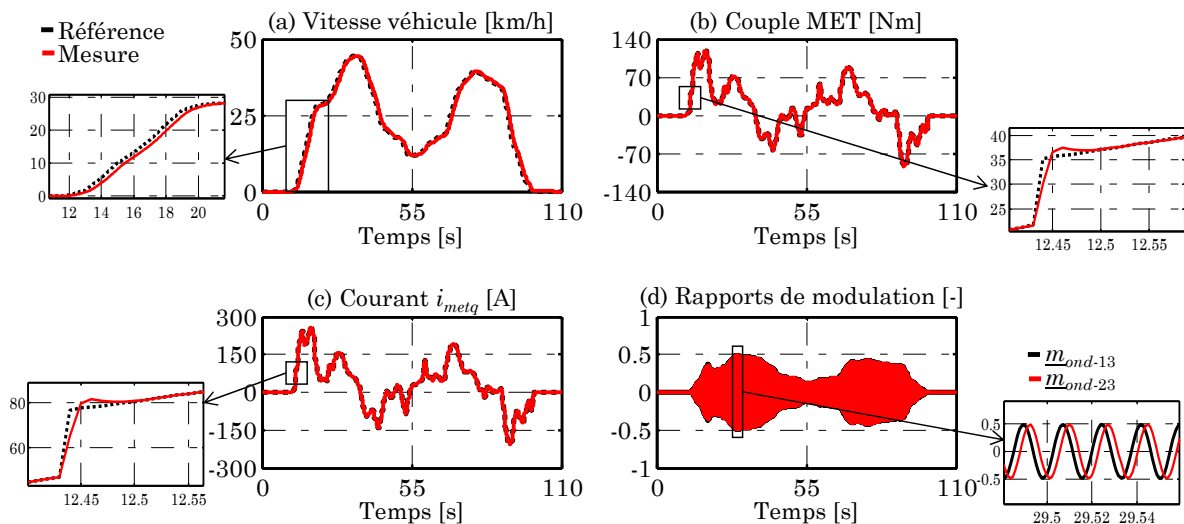


Figure II.10 : Résultats de la commande du sous-système de traction

Pour la commande du sous-système de traction, plusieurs mesures sont réalisées. Toutefois, certaines grandeurs ne sont pas physiquement réalisables. Il est alors nécessaire de les estimer.

II.2.2 - Structure maximale de commande du sous-système de génération

Pour le sous-système de génération, deux chaînes de réglages sont possibles et donc deux méthodes de commande. La première priorise d'utiliser une commande en vitesse pour le moteur thermique et une commande en couple pour la génératrice [Lhomme 19] [Joud 20] (Figure II.11). Dans cette méthode, le couple de la génératrice est calculé par rapport à une demande de recharge de la batterie. Cependant, avec cette technique de commande, il est impossible de garantir un

point fonctionnement optimal pour le moteur thermique, car celui-ci est commandé en vitesse. Son couple dépend de l'asservissement de vitesse et du couple de la génératrice (2.39).

$$T_{mth-ref} = T_{meg-mes} + C_{\Omega}(t) (\Omega_{arb-ref} - \Omega_{arb-mes}) \quad (2.39)$$

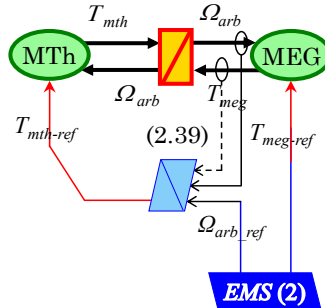


Figure II.11 : MEG commandée en couple & MTh commandé en vitesse

La deuxième méthode propose une commande en couple pour le moteur thermique et une commande en vitesse pour la génératrice [Lhomme 07] [Li 10] (Figure II.12). Cette technique de commande permet de maîtriser le point de fonctionnement du moteur thermique et donc de pouvoir le commander de manière optimale. En effet, le couple et la vitesse peuvent être fixés pour minimiser la consommation en carburant. Le couple de référence de la génératrice dépend de l'asservissement de la vitesse et du couple fourni par le moteur thermique (2.40).

$$T_{meg-ref} = T_{mth-mes} - C_{\Omega}(t) (\Omega_{arb-ref} - \Omega_{arb-mes}) \quad (2.40)$$

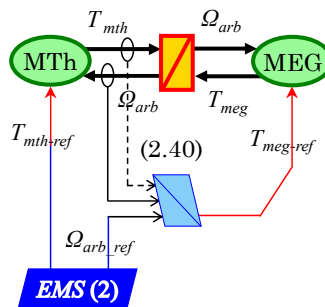


Figure II.12 : MEG commandée en vitesse & MTh commandé en couple

L'objectif est de contrôler le moteur thermique pour que celui-ci fonctionne autour de son point de fonctionnement optimal. La structure de commande de la Figure II.12 est donc choisie pour la commande du sous-système de génération. Toutefois, une commande unifiée permettant de regrouper ces deux structures de commande est présentée en [Annexe E].

La commande de la génératrice (MEG) est réalisée de la même manière que celle de la machine électrique de traction, en utilisant une commande orientée du flux (ici $\varphi_{rq} = 0$). En effet cela permet de maximiser le couple électromagnétique de la machine électrique. Toutefois, ici le courant de référence de l'axe "d" ($i_{megd-ref}$) dépend de l'asservissement du flux rotorique (φ_{rd}) par un correcteur proportionnel

intégral (PI) (2.41). Le temps de réponse en boucle fermée pour l'asservissement du flux est de 0,3 s.

$$i_{megd-ref} = C_{\varphi}(t) \left(\varphi_{rd-ref} - \varphi_{rd-mes} \right) \quad (2.41)$$

Le courant de référence de l'axe "q" ($i_{megq-ref}$) est déterminé en fonction du couple de référence de la MEG (2.42). Un asservissement de courant est dès-lors réalisé pour déterminer les tensions respectives ($u_{megd-ref}$ et $u_{megq-ref}$) des axes "d" et "q" (2.43).

$$i_{megq-ref} = \left(\frac{L_r}{pM_{sr}} \right) \frac{T_{meg-ref}}{\varphi_{rd-ref}} \quad (2.42)$$

$$\underline{u}_{meg-dq-ref} = \underline{C}_{meg}(t) \left(\underline{i}_{meg-dq-ref} - \underline{i}_{meg-dq-mes} \right) + \underline{e}_{meg-dq-mes} \quad (2.43)$$

Avec $\underline{C}_{meg}(s)$, des correcteurs PI, synthèse par placement de pôles.

Pour l'asservissement des courants, des correcteurs PI sont utilisés avec une synthèse en placement de pôles pour un temps de réponse en boucle fermée de 6,4 ms. Les calculs de correcteurs sont détaillés en [Annexe D].

La transformation de Park inverse est réalisée pour déterminer les tensions composées ($\underline{u}_{meg-ref}$) (2.44). Une inversion directe de la relation (2.3) permet alors de déterminer les rapports de modulation de référence du redresseur (2.45). La SMC complète du sous-système de génération est donnée par la Figure II.13.

$$\underline{u}_{meg-ref} = [P(\theta_{d/s})]^{-1} \underline{u}_{meg-dq-ref} \quad (2.44)$$

$$\underline{m}_{red} = \frac{\underline{u}_{meg-ref}}{u_{b-mes}} \quad (2.45)$$

Des résultats de simulation permettent de vérifier les performances de la commande du sous-système de génération du véhicule hybride série (Figure II.14). La vitesse de rotation de référence imposée est bien suivie sans dépassement. Ce qui répond aux critères de la synthèse du correcteur PI avec un coefficient d'amortissement de 0,7. Le flux de la machine est fixé à sa valeur de référence. Le courant de référence $i_{megd-ref}$ résultant de l'asservissement du flux est bien suivie. Il en est de même pour le courant $i_{megq-ref}$ qui résulte du calcul à partir du couple électromagnétique de référence. La commande développée fournit les performances dynamiques nécessaires au bon fonctionnement du sous-système de génération. En effet, les critères dynamiques, de stabilité, et de précision sont vérifiés par ces résultats.

De la même manière que pour la commande du sous-système de traction, la commande du sous-système de génération nécessite plusieurs mesures. Toutefois, certaines des mesures ne sont pas physiquement réalisables. Une estimation de ces grandeurs est dès lors nécessaire.

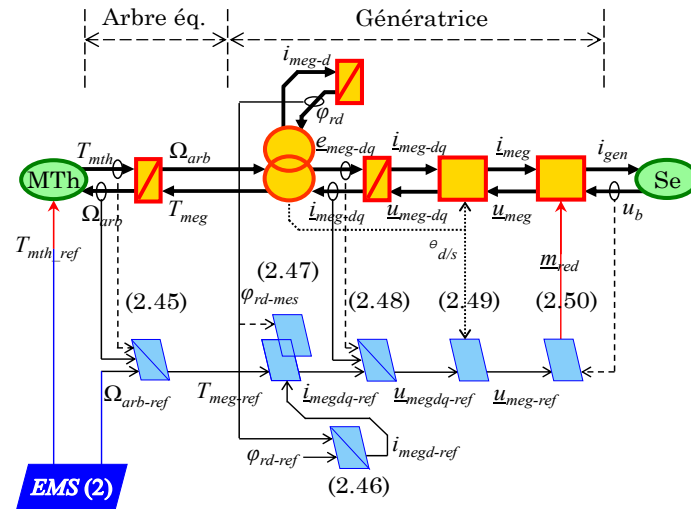


Figure II.13 : REM et SMC du sous-système de génération

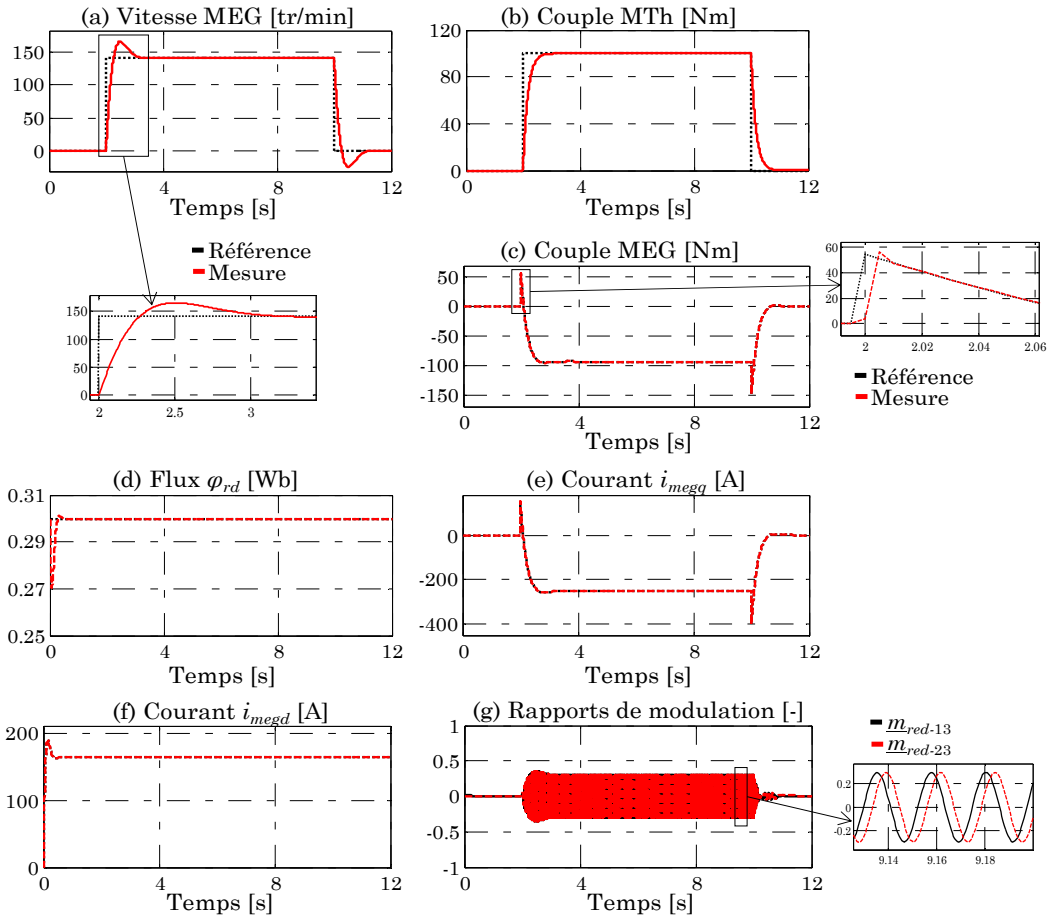


Figure II.14 : Résultats de la commande du sous-système de génération

II.2.3 - Structure Pratique de commande du véhicule hybride série

La structure de commande complète du véhicule hybride série est présentée par la Figure II.15. Cette structure de commande telle que présentée nécessite plusieurs mesures (donc nécessité de capteurs) particulièrement pour les différents asservissements réalisés. La mesure de certaines de ces grandeurs est très coûteuse ou physiquement non réalisable. Parmi ces grandeurs, on peut citer :

- Pour le sous-système de génération : T_{mth} , \dot{l}_{meg-dq} , φ_{rd} , e_{meg-dq} et $\theta_{d/s}$
- Pour le sous-système de traction : \dot{l}_{met-dq} , e_{met-dq} et $\theta_{d/s}$

Cette structure de commande, sous sa forme actuelle, n'est donc pas utilisable en temps réel sur le système final. Il faut donc réaliser une structure pratique de commande (SPC) du véhicule hybride série avec estimation des grandeurs non mesurables à partir de grandeurs dont la mesure est possible et moins coûteuse. La REM en tant qu'outil d'organisation des modèles est aussi très utile pour la réalisation d'estimateurs [Bouscayrol 15]. En effet, pour estimer une grandeur, il suffit d'identifier la (ou les) grandeur(s) à partir de laquelle l'estimation est faite, puis recopier la REM des éléments nécessaires à la réalisation de l'estimateur.

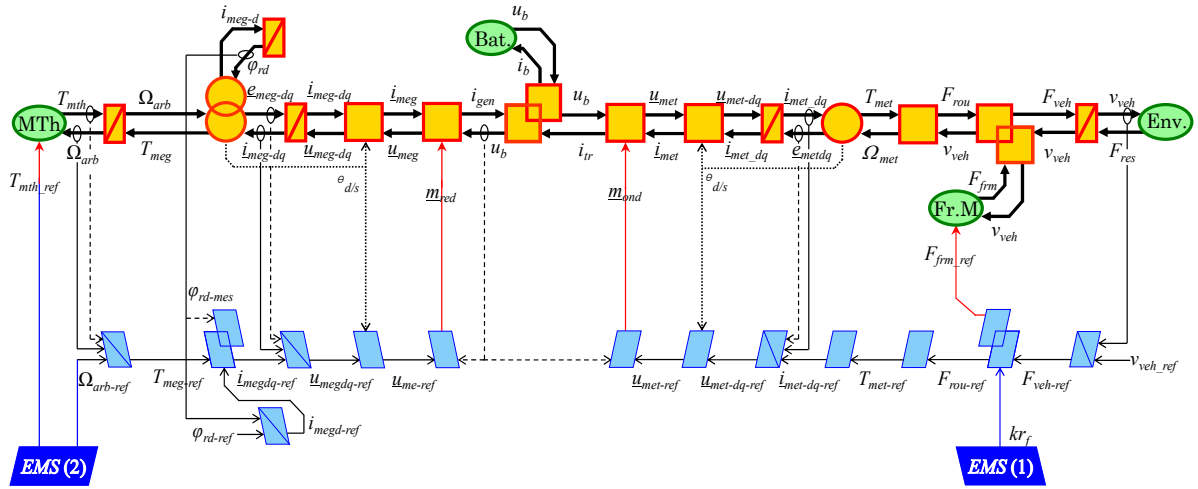


Figure II.15 : REM complète et SMC du véhicule hybride série

Estimations pour la commande du sous-système de génération

La mesure du couple du moteur thermique pour calculer le couple de référence de la génératrice est coûteuse, son estimation est faite à partir de la relation (2.1) directement dans le bloc pour l'asservissement de vitesse. Pour la commande du sous-système de génération, l'angle $\theta_{d/s}$ est estimé à partir de la mesure de la vitesse de la génératrice Ω_{arb} en utilisant la relation (2.4). Les courants \dot{l}_{meg-dq} sont estimés à partir de la mesure des courants des deux phases de la génératrice (\dot{l}_{meg}) et l'angle $\theta_{d/s}$ en utilisant la transformation de Park (2.47). Ainsi le flux φ_{rd} est estimé à partir du courant i_{meg-d} en recopiant la relation (2.7). Les tensions des forces électromotrices e_{meg-dq} sont estimées à partir de la vitesse Ω_{arb} , des courants \dot{l}_{meg-dq} et du flux φ_{rd} estimés (2.48).

$$\dot{l}_{megdq-est} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{pmatrix} [P(\theta_{d/s})] i_{meg-mes} \quad (2.47)$$

$$e_{megdq-est} = \begin{pmatrix} \frac{R_r \cdot M_{sr}^2}{L_r^2} & -L_{eq} \omega_{d/s} \\ L_{eq} \omega_{d/s} & \frac{R_r \cdot M_{sr}^2}{L_r^2} \end{pmatrix} \dot{l}_{megdq-est} + \begin{pmatrix} \frac{R_r \cdot M_{sr}}{L_r^2} \\ \frac{M_{sr}}{L_r} (\omega_{d/r} - \omega_{d/s}) \end{pmatrix} \varphi_{rd-est} \quad (2.48)$$

Estimations pour la commande du sous-système de traction

L'angle $\theta_{d/s}$ est estimé directement à partir de la mesure de la vitesse de la machine électrique de traction Ω_{met} en utilisant la relation (2.14). Les courants \underline{i}_{met-dq} sont estimés à partir de la mesure des courants des deux phases de la machine électrique de traction (\underline{i}_{met}) et l'angle $\theta_{d/s}$ en utilisant la transformation de Park (2.49). Les tensions des forces électromotrices \underline{e}_{met-dq} sont estimées à partir de la vitesse Ω_{met} , des courants \underline{i}_{meg-tq} et du flux ϕ_f (2.50). La réalisation de ces différentes estimations permet d'obtenir la SPC complète du véhicule hybride série (Figure II.16).

$$\underline{i}_{metdq-est} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{pmatrix} [P(\theta_{d/s})] \underline{i}_{met-mes} \quad (2.49)$$

$$\underline{e}_{metdq-est} = \begin{pmatrix} 0 & -L_{sq} p \Omega_{met-mes} \\ L_{sd} p \Omega_{met} & 0 \end{pmatrix} \underline{i}_{metdq-est} + \begin{pmatrix} 0 \\ p \Omega_{met-mes} \end{pmatrix} \phi_f \quad (2.50)$$

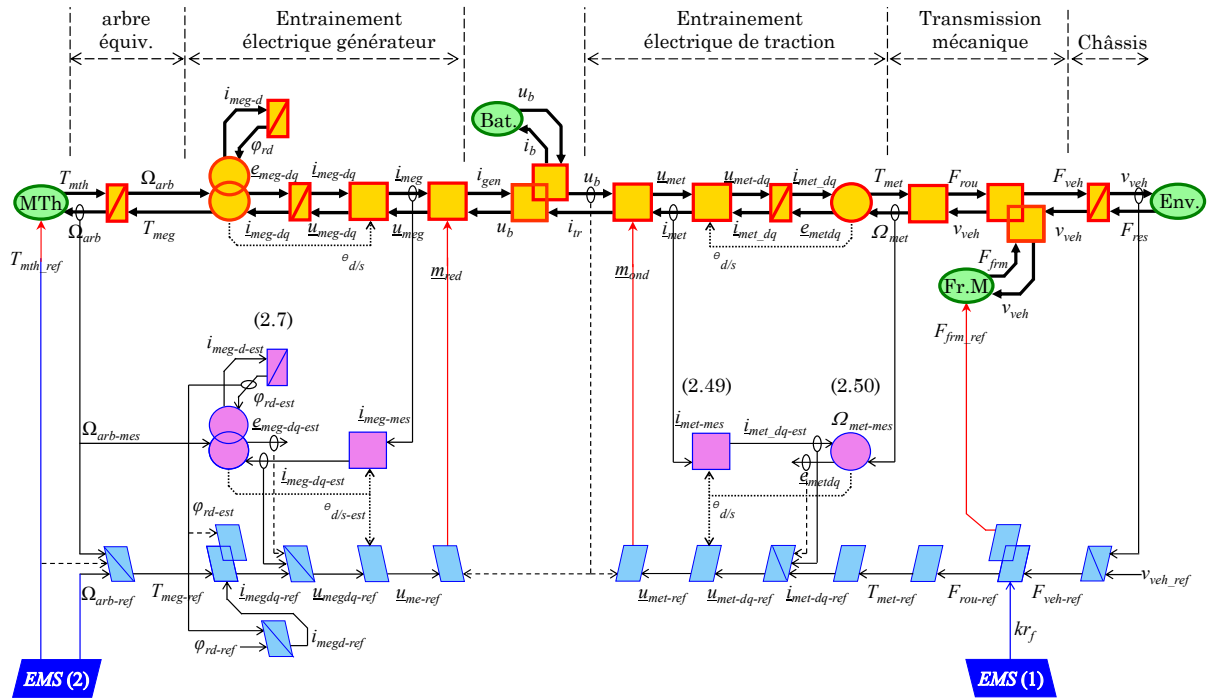


Figure II.16 : REM complète et SPC du véhicule hybride série

Des résultats comparatifs entre la structure maximale de commande et la structure pratique de commande permettent de confirmer le niveau de précision des différents estimateurs (Figure II.17). Dans l'ensemble, toutes les estimations sont bien réalisées, et les erreurs entre mesures et estimations sont négligeables. Toutefois, ces estimations sont réalisées à partir de mesures, leur robustesse dépend donc fortement de la précision de ces mesures et de la validité des équations utilisées.

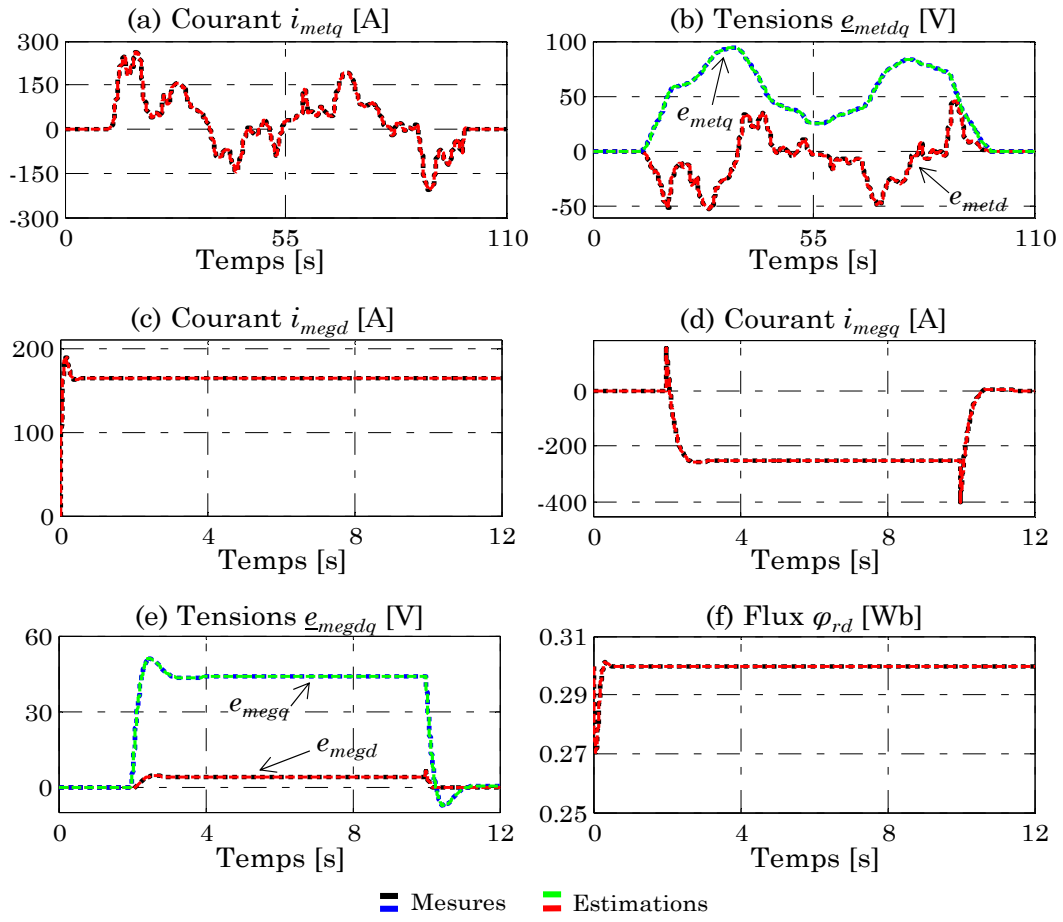


Figure II.17 : Résultats de comparaisons entre mesures et estimations

II.3 - Stratégies de gestion d'énergie du véhicule en vue de l'émulation

II.3.1 - Organisation de la gestion d'énergie du véhicule

La stratégie de gestion de l'énergie est l'intelligence du véhicule qui doit assurer l'efficacité énergétique la plus élevée possible du véhicule hybride. Elle doit proposer une distribution des flux de puissance du véhicule qui conduit à une faible consommation en carburant et à une pollution faible. La stratégie de gestion d'énergie des véhicules hybrides est très complexe à réaliser en raison de la présence de plusieurs sources. Deux méthodes sont généralement utilisées : des stratégies à base de règles et à base d'optimisation [Koot 05] [Salmasi 07] [Guzzella 13]. La première méthode, basée sur des règles, nécessite plusieurs réglages ainsi qu'une expertise pour déduire une distribution efficace des flux d'énergie [Gao 08] [Neffati 13] [Trovão 13] [Trovão 15]. Les résultats de cette technique ne sont pas nécessairement optimaux, et son efficacité repose sur l'expertise du concepteur [He 13] [Zhang 15]. Toutefois les algorithmes à base de règles sont très adaptés à une utilisation temps réel. La seconde catégorie, basée sur l'optimisation, vise à déterminer la distribution optimale des flux de puissance. Son objectif est de minimiser la consommation. Certains outils (programmation dynamique, calcul des variations, etc.) utilisés pour cette méthode ne sont pas utilisables en temps réel (en tout cas dans le domaine automobile), à cause du temps de calcul nécessaire [Delprat 02] [Van Berkel 09] [Chen 14]. Mais ils fournissent un résultat optimal qui peut être une référence pour les stratégies à base de règles [Trigui 04] [Sciaretta 14] [Michel 17]. D'autres outils tels que le " λ control" [Kessels 08] [Kermani 11] [Castaings 16b], la commande prédictive [Maamria 19] [Stroe 19], et l'ECMS ("Equivalent Consumption Minimization Strategy") [Paganelli 02] [Nüesch 14] peuvent être utilisés en temps réel.

Méthodologie de développement de la gestion d'énergie du véhicule

Pour le cas du véhicule hybride, son architecture permet de décomposer de manière très simple sa gestion d'énergie (Figure II.18). Une stratégie de gestion d'énergie (EMS 1) se chargera de la gestion du freinage. Une stratégie (EMS 2) se concentrera sur la gestion du sous-système de génération.

La stratégie EMS 2 est basée sur des règles sous-optimales tirées de résultats d'une gestion d'énergie optimisée par la programmation dynamique (PD) [Pam 17] [Horrein 19]. D'abord, un modèle quasi-statique du véhicule (avec uniquement la dynamique principale) est développé à partir du modèle dynamique du véhicule pour faciliter la conception de la gestion d'énergie ①. Ensuite, particulièrement pour la programmation dynamique, un modèle inverse est nécessaire pour l'optimisation de la gestion d'énergie. Ce modèle inverse (appelé aussi "backward") est tiré du modèle quasi-statique avec simplification de la commande, qui est

supposée idéale ② [Mayet 14b]. L'optimisation par la PD est alors appliquée au modèle inverse et ensuite des règles sous-optimales en sont déduites ③ [Horrein 15b]. Cependant pour gagner en temps calcul, la stratégie de freinage (EMS 2) n'est pas intégrée dans le processus d'optimisation par la PD. Elle est basée sur des règles optimales. En effet, il a été démontré, par comparaison avec une stratégie optimale (programmation dynamique), qu'une bonne connaissance de la chaîne de puissance du véhicule permet de définir des règles optimales pour récupérer le maximum d'énergie possible au freinage [Horrein 15b].

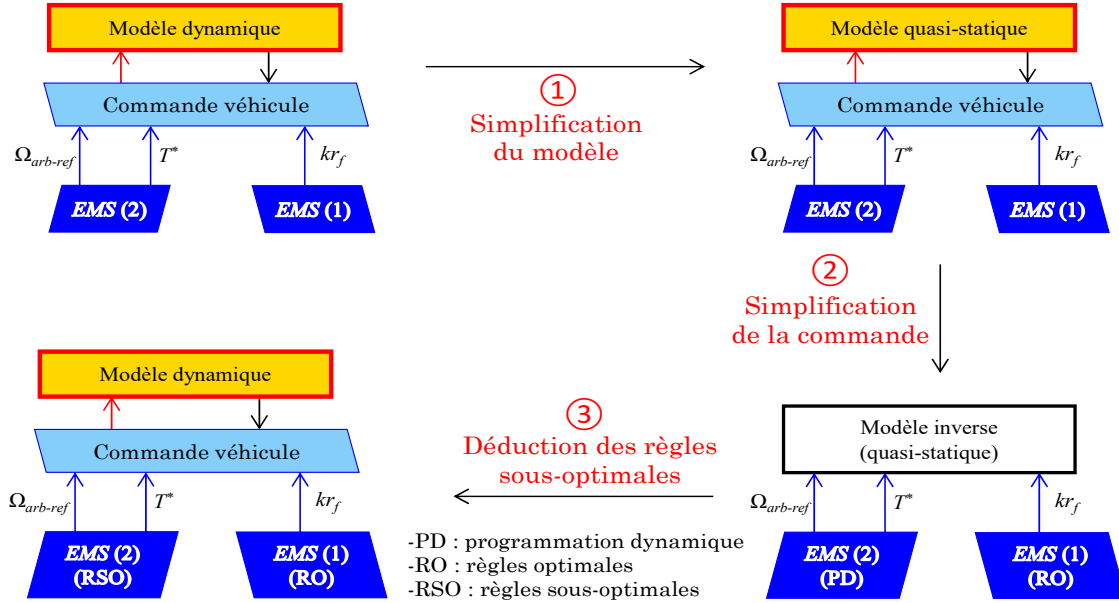


Figure II.18 : Méthodologie décomposée pour la gestion d'énergie

Modèle quasi-statique pour la conception de la gestion d'énergie

La conception de la gestion d'énergie est très souvent faite à partir de modèles simples, rapides et suffisamment précis pour tester rapidement les différentes méthodes [Mura 15] [Zeng 15] [Chen 18b] [Li 19]. Ce modèle doit être énergétiquement correct, tout en respectant la physique du système. Le modèle quasi-statique est considéré être suffisamment précis pour conception de la gestion d'énergie [Letrouvé 10] [Mayet 14a]. En effet, il considère uniquement la dynamique principale du système. Pour le cas d'un véhicule, la dynamique principale est celle de la vitesse. Ainsi, toutes les autres dynamiques des autres sous-systèmes sont négligées. Les modèles du moteur thermique, de la génératrice et de l'entraînement électrique de traction développés dans la section II.1 sont simplifiés de manière à avoir des modèles statiques. Le modèle statique du moteur thermique est obtenu en supprimant le temps de réponse en couple qui lui était inséré dans le modèle complet du véhicule (2.51).

$$T_{mth} = T_{mth-ref} \quad (2.51)$$

Le modèle de l'arbre équivalent du sous-système de génération est transformé en modèle statique où la vitesse est proportionnelle à la somme des couples (2.52). Sa description en REM devient donc un élément de conversion mono-domaine.

$$\Omega_{arb} = \frac{1}{f_{arb}} (T_{mth} - T_{meg}) \quad (2.52)$$

Pour la génératrice et l'entraînement électrique de traction, des cartographies de rendement sont utilisées pour déterminer les courants côté DC en fonction du couple, de la vitesse et du rendement (voir Annexe B). Ils deviennent ainsi représentés en REM par des éléments de conversion multi-domaine. La relation (2.53) est utilisée pour la génératrice et la relation (2.54) pour l'entraînement électrique de traction. La REM du modèle quasi-statique du véhicule hybride série est présentée par la Figure II.19.

$$\begin{cases} T_{meg} = T_{meg-ref} \\ i_{gen} = \eta_{meg} \frac{T_{meg} \Omega_{arb}}{u_b} \end{cases} \quad (2.53)$$

$$\begin{cases} T_{met} = T_{met-ref} \\ i_{tr} = \frac{T_{met} \Omega_{met}}{\eta_{met}^k u_b} \end{cases} \quad \text{avec : } k = \begin{cases} 1 & \text{si } P_{met} \geq 0 \\ -1 & \text{si } P_{met} < 0 \end{cases} \quad (2.54)$$

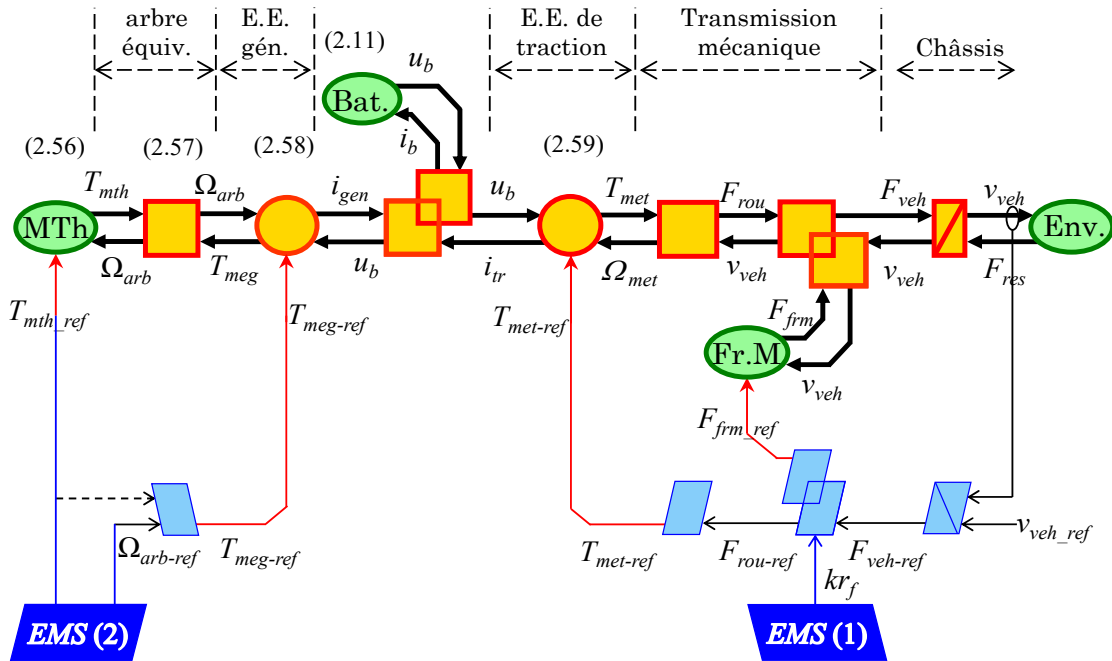


Figure II.19 : REM du modèle quasi-statique du véhicule

Des résultats comparatifs permettent de confirmer que les modèles statiques des entraînements ont un comportement proche modèles dynamiques (Figure II.20). Du fait de l'absence des autres dynamiques (principalement les dynamiques des entraînements électriques) dans le modèle quasi-statique du véhicule, celui-ci est 100 fois plus rapide que le modèle dynamique. On peut remarquer la différence, en

termes de dynamique, entre les deux modèles particulièrement sur les couples des machines électriques. Toutefois, cette différence a un faible impact sur les flux énergétiques du véhicule (moins de 1 %).

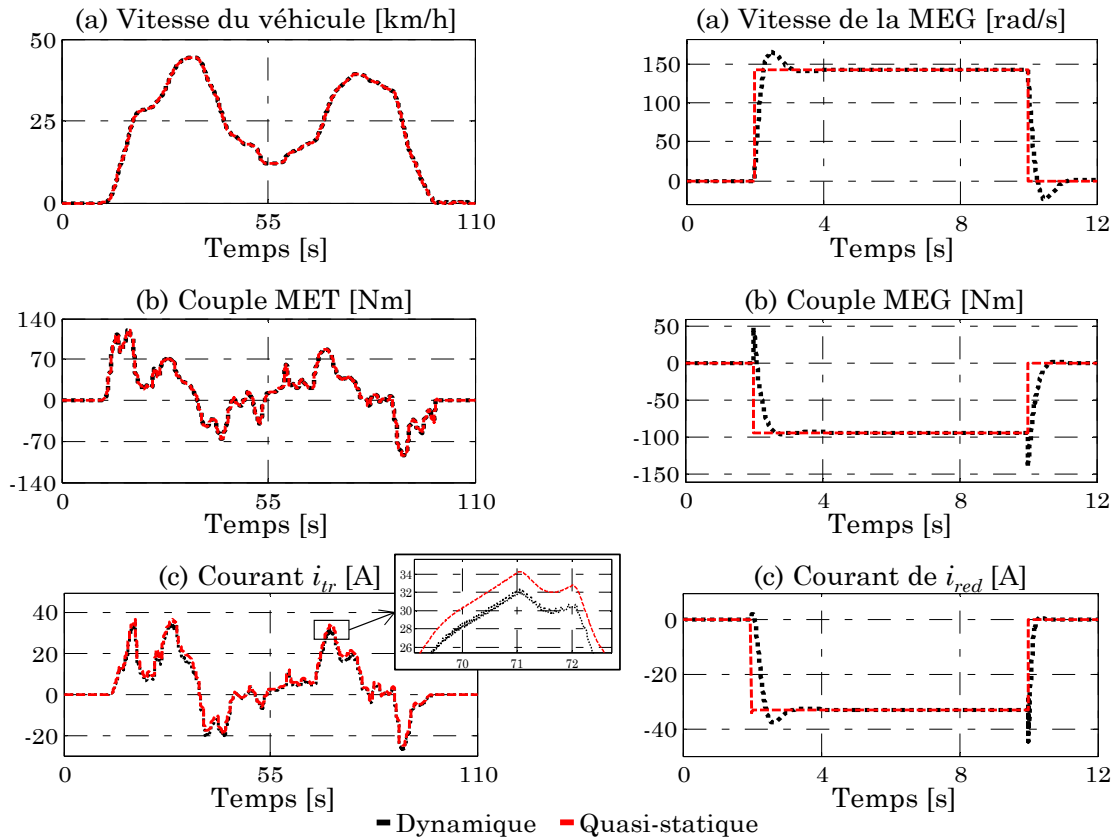


Figure II.20 : Comparaison des modèles dynamique et quasi-statique du véhicule

Stratégie de gestion d'énergie du freinage (EMS 1)

La gestion du freinage est un point essentiel dans un véhicule hybride car elle doit permettre de favoriser la récupération de l'énergie pour recharger la batterie durant cette période. Toutefois, ici la machine électrique est reliée à l'essieu avant du véhicule, toute l'énergie au freinage ne peut donc être récupérée. En effet, seulement environ 60% de l'énergie de freinage est récupérable [Ehsani 18].

Deux critères sont pris en compte selon la puissance de freinage. D'abord l'état de charge de la batterie, au moment du freinage, pour éviter d'essayer de la recharger alors qu'elle est à son niveau maximal. Ensuite la puissance maximale admise par la machine électrique, pour respecter les limitations du système. La valeur maximale admise de l'état de charge de la batterie est de 100 % pour la récupération d'énergie au freinage. La puissance maximale de la machine électrique dépend de sa caractéristique couple maximal en fonction de la vitesse. L'algorithme de la stratégie de gestion du freinage est présenté par la Figure II.21.

Quel que soit le niveau de SoC ou la puissance de freinage, au minimum 40% de la puissance de freinage est mécanique dans tous les cas. Si 60% de la puissance de

freinage est inférieure (en valeur absolue) à la puissance maximale de la machine électrique, alors 60% de l'énergie de freinage est alors récupérée si le SoC de la batterie est inférieur au maximum. 40% du freinage est alors mécanique. Si 60% de la puissance de freinage est supérieure à la puissance maximale de la machine électrique, l'énergie maximale est récupérée via un freinage électrique, si l'état de charge de la batterie est inférieur au maximum. Le reste de l'énergie de freinage est dissipée via les freins mécaniques. La variable de répartition (kr_f) est calculée pour chacun des cas. Des résultats de simulation pour un SoC de la batterie à 100% et 50% permettent de valider la stratégie de freinage (Figure II.22).

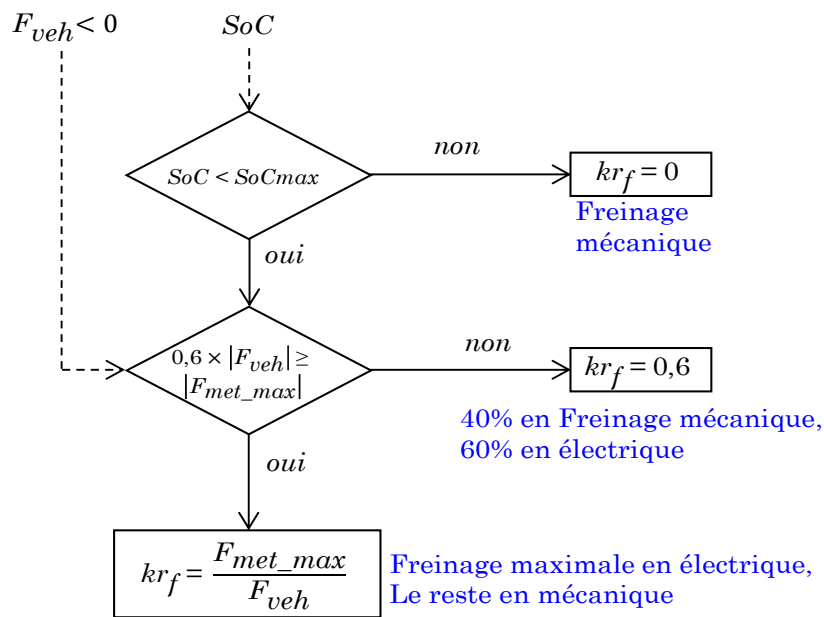


Figure II.21 : Règles optimales pour la gestion d'énergie du freinage

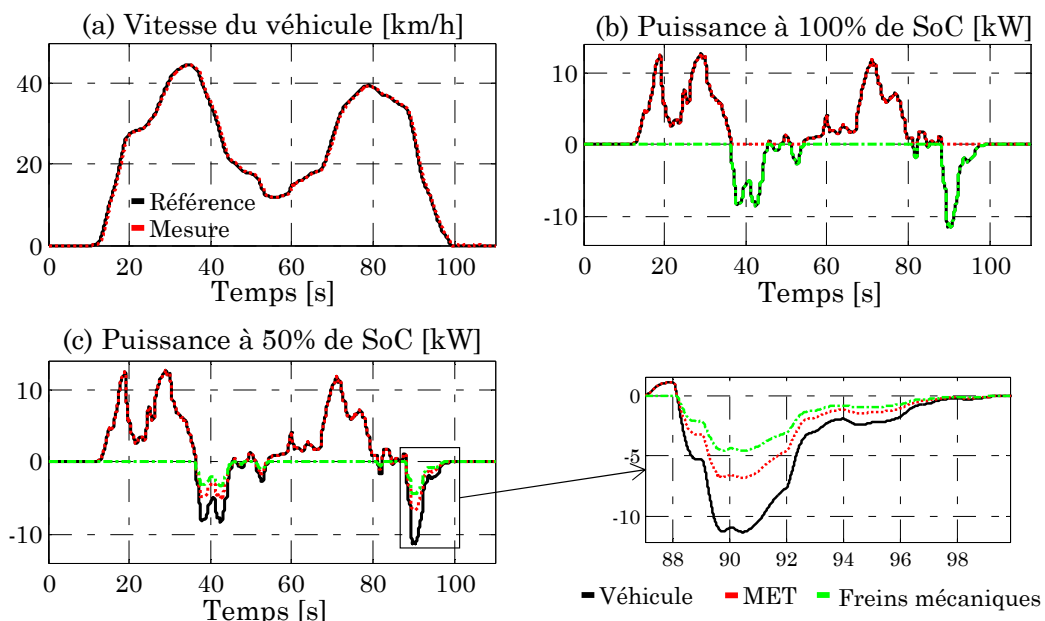


Figure II.22 : Résultats de la stratégie de freinage du véhicule

Pour un SoC de la batterie proche de la valeur maximale (100 %), le freinage est entièrement mécanique (Figure II.22.b). Pour un SoC inférieur à 100 % (ici 50%), le freinage électrique est privilégié (Figure II.22.c). En effet, on peut remarquer que 60% de l'énergie de freinage est récupérée via la machine électrique, et les 40% dissipées via les freins mécaniques. Toutefois, ici on ne voit pas le cas où la puissance de freinage est supérieure (en valeur absolue) à la puissance maximale récupérable par la machine électrique. En effet, la puissance de freinage ici est relativement petite devant la puissance maximale de la machine électrique.

Cette stratégie est optimale dans la mesure où, dans tous les cas, on récupère toute l'énergie possible durant les phases de freinage [Horrein 15b].

II.3.2 - Gestion d'énergie optimisée par la programmation dynamique

Le véhicule hybride série est rechargeable, le sous-système de génération peut alors être utilisé de deux manières différentes. En effet, il peut être utilisé comme prolongateur d'autonomie du véhicule [Beretta 10] [Ehsani 18], ou il peut être utilisé pour assister en permanence la batterie avec un mode hybride. Ces deux techniques sont étudiées et comparées afin de connaître la plus optimale.

Stratégie orientée vers la prolongation d'autonomie (PA)

Le principe est expliqué par la Figure II.23. Lorsque le SoC de la batterie se trouve entre sa valeur maximale (SoC_{max}) et le niveau limite de prolongation d'autonomie (SoC_{pa}), le véhicule évolue en mode électrique (décharge de la batterie, et récupération d'énergie au freinage). Une fois que le SoC est inférieur à SoC_{pa} , le mode prolongation d'autonomie est activé. En effet ce mode va permettre de maintenir le SoC entre les valeurs SoC_{pa} et SoC_{min} . Pour cette étude les valeurs de SoC_{pa} et SoC_{min} sont respectivement fixées à 30% et 20%.

Il est donc clair que dans le mode électrique, le sous-système de génération est éteint. Seule la gestion du freinage est activée. Le mode hybride n'est donc activé que lorsque le SoC de la batterie se trouve dans la zone de prolongation d'autonomie.

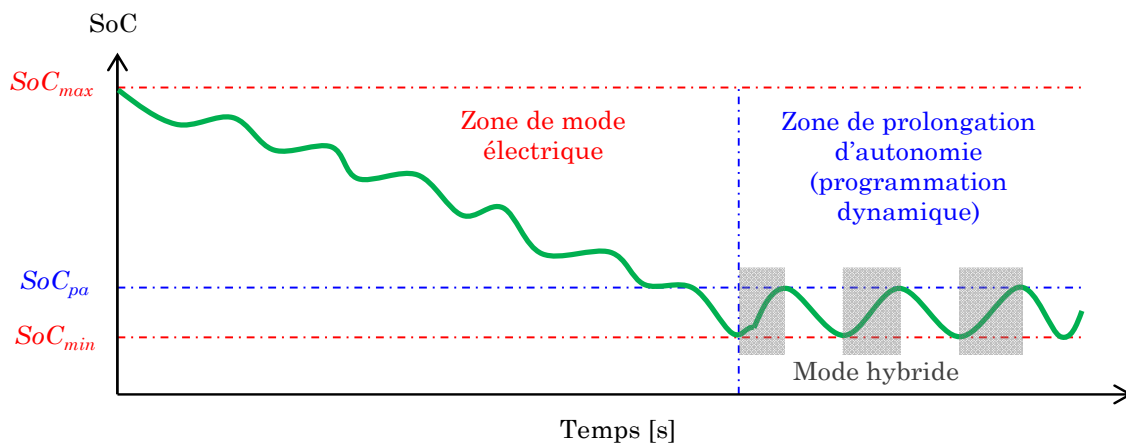


Figure II.23 : Schéma de principe de la prolongation d'autonomie

Stratégie orientée vers un mode hybride fréquent (MHF)

Le principe est expliqué par la Figure II.24. Avec cette technique, le sous-système de génération est allumé fréquemment pour assister en permanence la batterie à fournir la puissance nécessaire pour la traction du véhicule. De cette manière, la batterie se décharge moins vite.

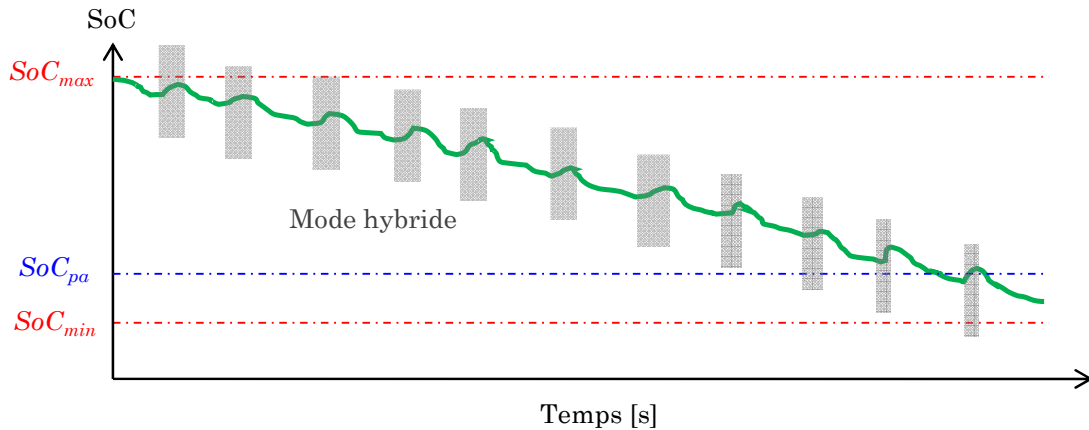


Figure II.24 : Schéma de principe du mode hybride fréquent

Il est clair que dans cette méthode, le mode électrique est très réduit comparé à la méthode précédente. Toutefois, son avantage principal reste l'usage moins stressant de la batterie comparé à la méthode basée sur la prolongation d'autonomie.

Pour connaître la méthode qui permet d'avoir la meilleure consommation pour le véhicule hybride série, la programmation dynamique est utilisée.

Optimisation de la gestion d'énergie par la Programmation Dynamique

La programmation dynamique est un outil utilisé pour développer des stratégies de gestion d'énergie optimisée en hors ligne [Bellman 03] [Guzzella 10]. En effet, elle n'est pas utilisable en temps réel. De plus, pour résoudre le problème d'optimisation par la programmation dynamique, un modèle inverse (plus connu sous le nom de modèle "backward") est nécessaire. Le but est de minimiser la fonction coût (J^*). L'équation de base qui résout le problème d'optimisation de cette fonction coût est donnée par la relation (2.55). Dans cette équation, la variable de réglage u est définie en fonction de l'évolution optimale de la variable d'état x pour avoir une fonction coût minimale. Selon la théorie de Bellman, optimiser globalement cette fonction coût revient à optimiser localement le coût entre deux points de fonctionnement (exemple entre les points k et $k+1$).

$$J^* = \min(J) = \min \left(\sum_{k=0}^{N-1} [L(x(k), u(k), k)] \right) \quad (2.55)$$

Dans notre cas, cette fonction coût représente la consommation en carburant du véhicule. La consommation minimale globale est donc la somme des consommations minimales entre deux points de fonctionnement sur le cycle de vitesse. La variable de réglage u est ici une matrice représentant la vitesse $\Omega_{arb-ref}$ et le couple de référence du moteur thermique $T_{mth-ref}$ (2.56), la variable d'état x représente le SoC de la batterie (2.57). Donc, pour minimiser la consommation du véhicule sur un cycle donné, la matrice de réglage u est définie en fonction de l'évolution optimale du SoC (Figure II.25). Il convient toutefois de noter que la décomposition du problème en sous-problèmes est directement proportionnelle au temps de calcul, donc à la demande de ressources informatiques. Cette décomposition correspond à un échantillonnage du cycle de vitesse. Le paramètre k représente les échantillons, et L , la fonction coût entre deux points.

$$u(k) = [\Omega_{arb-ref}(k) \quad T_{mth-ref}(k)]^T \quad (2.56)$$

$$x(k) = \text{SoC}(k) \quad (2.57)$$

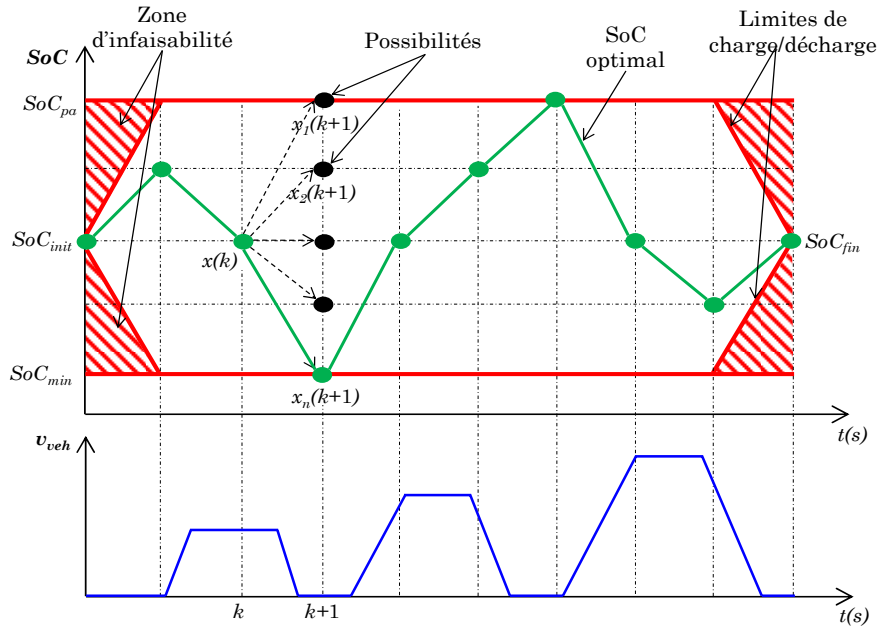


Figure II.25 : Schéma de principe de la programmation dynamique

Pour résoudre ce problème de minimisation de la fonction de coût, des contraintes sont définies. Ces contraintes sont liées aux SoC de la batterie (2.58). Cela permet de délimiter la zone d'évolution du SoC.

$$\begin{cases} \text{SoC}_{min} \leq x(k) \leq \text{SoC}_{max} \\ x(k_f) = \alpha ; x(k_i) = \beta \end{cases} \quad (2.58)$$

où α et β peuvent avoir des valeurs entre 0 et 100 %.

L'organisation de l'optimisation de la gestion d'énergie par la programmation dynamique est expliquée par la Figure II.26. Il y a trois composantes essentielles à l'optimisation par la programmation dynamique :

- Le modèle inverse du véhicule, qui permet de connaître la topologie énergétique du système pour pouvoir l'optimiser.
- L'algorithme de programmation dynamique, qui est l'outil mathématique qui permet de calculer la solution optimale pour le modèle inverse à partir des informations sur les consignes et contraintes.
- La gestion des consignes et contraintes : c'est là que les informations relatives aux variables de commande et d'état sont gérées.

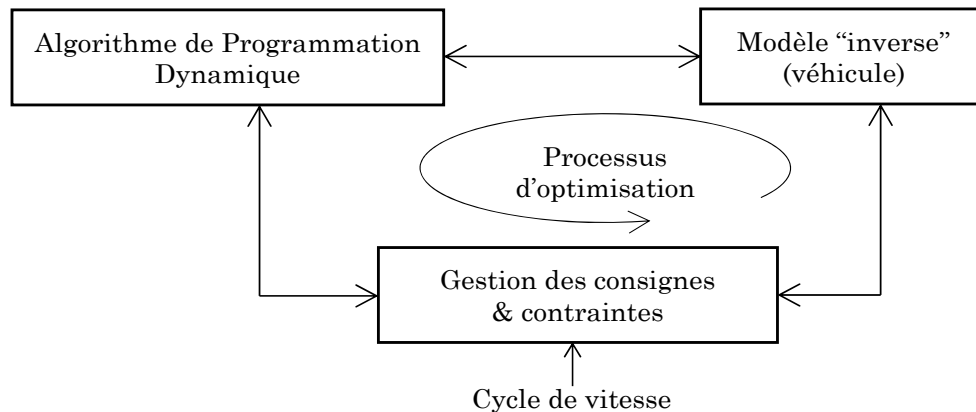


Figure II.26 : Organisation de l'optimisation par la programmation dynamique

Modèle inverse du véhicule pour la programmation dynamique

Le modèle inverse est un modèle non-causal pour lequel la commande est supposée parfaite. Toutefois il peut être déduite de la REM du modèle direct [Mayet 14a] [Horrein 15b] [Desreveaux 16] [Pam 17] [Nguyen 18]. En effet, pour le cas du véhicule hybride série étudié, le modèle inverse est déduit de la REM du modèle quasi-statique. L'équation de base du modèle inverse permettant de calculer la force de traction du véhicule est donnée par la relation (2.59). Pour le développement de la gestion d'énergie, toutes les masses tournantes de la transmission mécanique sont considérées car elles peuvent avoir un impact conséquent sur la consommation énergétique [Pam 20]. De plus, dans les normes, la pente doit être considérée dans le problème d'optimisation lorsqu'elle est connue. En effet, celle-ci a un impact non négligeable sur l'optimisation de la gestion d'énergie lorsqu'elle n'est pas considérée [Pam 19a]. Toutefois, ici, les pentes des cycles utilisés ne sont pas connues, l'étude est faite donc sans considérer la pente.

$$F_{veh} = M_{veh} \frac{dv_{veh-ref}}{dt} \quad \text{avec} \quad M_{veh} = M_0 + \left(\frac{k_{red} k_{dif}}{R_{rou}} \right)^2 J_{met} + \left(\frac{2}{R_{rou}} \right)^2 J_{wh} \quad (2.59)$$

Le couple du moteur thermique est considéré égal à la référence $T_{mth-ref}$ (2.60).

$$T_{mth} = T_{mth-ref} \quad (2.60)$$

Le couple de la génératrice est calculé en fonction de la vitesse Ω_{arb} et du couple du moteur thermique (T_{mth}) (2.61). La vitesse de référence $\Omega_{arb-ref}$ du sous-système de génération et le couple de référence du moteur thermique $T_{mth-ref}$ sont fournis par la gestion d'énergie optimisée. Ainsi, en inversant les relations du modèle direct,

on peut déduire le modèle inverse. Cela conduit à la REM du modèle inverse du véhicule présentée par la Figure II.27.

$$T_{meg} = f_{arb} \Omega_{arb} - T_{mth} \quad (2.61)$$

Pour l'optimisation de la gestion d'énergie, les contraintes liées au SoC de la batterie sont les mêmes quel que soit le type de stratégie. En effet, la valeur maximale est de 100 %, la valeur minimale est de 20 %. La valeur finale du SoC est fixée à 20 %. Pour la stratégie basée sur la prolongation d'autonomie, une contrainte supplémentaire fait que le sous-système de génération ne peut être allumé lorsque le SoC de la batterie est supérieur à 30 %. En effet, la plage de SoC de 20 % à 30 % représente la zone de prolongation d'autonomie. L'optimisation de la gestion du sous-système de génération par la programmation dynamique est réalisée en utilisant deux cycles de conduite (Figure II.28).

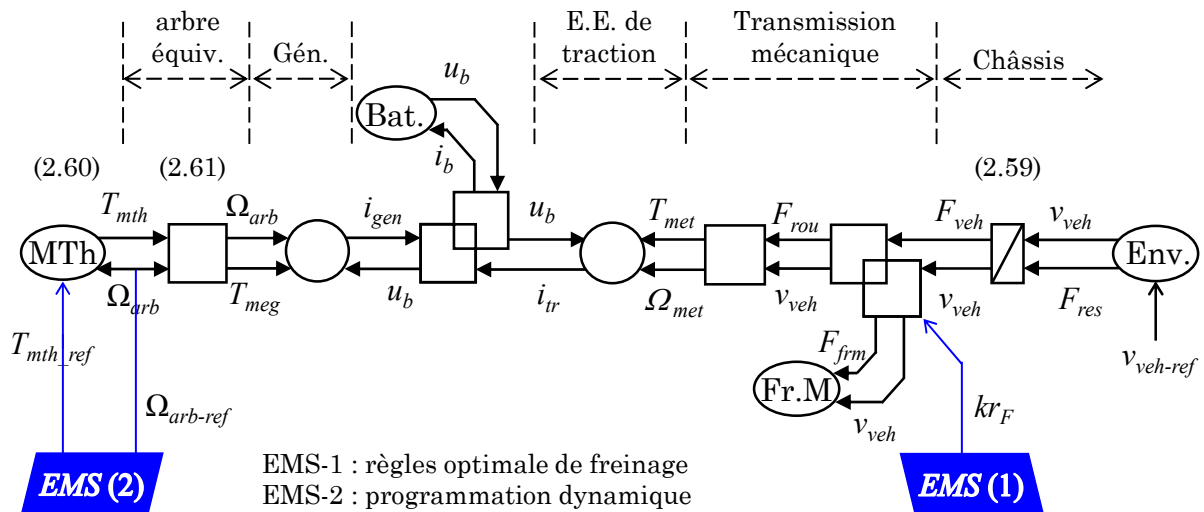


Figure II.27 : REM du modèle inverse pour la gestion d'énergie du véhicule

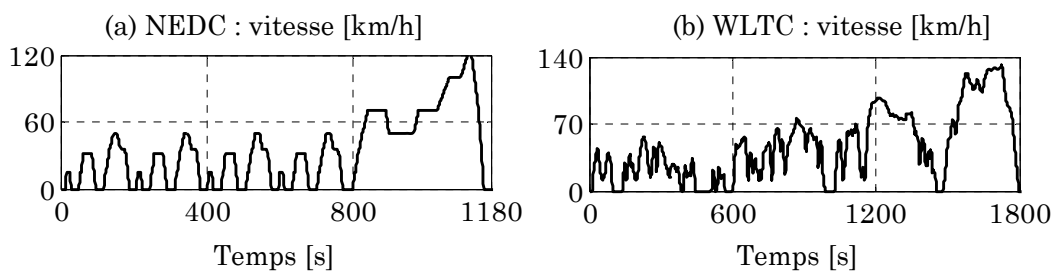


Figure II.28 : Cycles utilisés pour l'étude de consommation

Le premier est le cycle normalisé NEDC couvrant une distance de 11 km (Figure II.28.a). Ce cycle est répété 5 fois pour parcourir une distance de 55 km. Le deuxième est le cycle normalisé WLTC couvrant une distance de 23 km (Figure II.28.b). Ce cycle est répété 5 fois pour parcourir une distance de 115 km.

Résultats de la gestion d'énergie optimale du sous-système de génération

Les résultats comparatifs de l'optimisation par la programmation dynamique de la stratégie orientée prolongation d'autonomie (PA) et la stratégie orientée mode hybride fréquent (MHF) sont présentés par la Figure II.29.

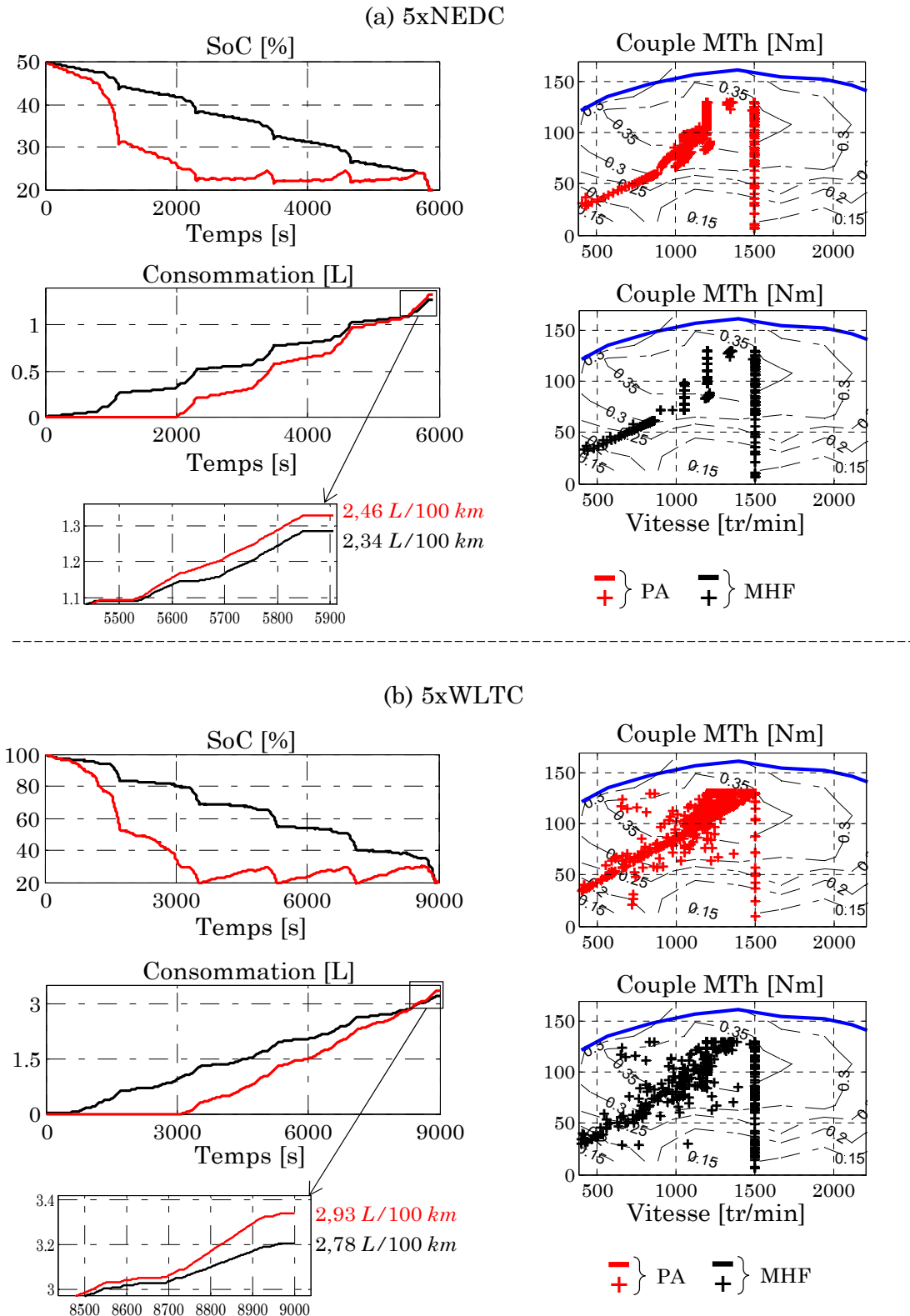


Figure II.29 : Résultats de l'optimisation par la programmation dynamique

Globalement, les temps de calcul sont les mêmes pour les stratégies. Les contraintes sur le SoC (identiques pour les deux stratégies) de la batterie sont respectées. En effet, les conditions initiales et les conditions finales sont identiques pour les deux stratégies. On peut remarquer, que la batterie se décharge plus vite avec la stratégie basée sur la prolongation d'autonomie. Le mode hybride est activé pour assurer prolongation de l'autonomie du véhicule lorsque le SoC est inférieur à 30%.

Avec la stratégie basée sur la prolongation d'autonomie, la consommation en carburant est de 2,46 L/100 km sur le cycle NEDC et 2,93 L/100 km sur le cycle WLTC. La consommation est de 2,34 L/100 km sur le cycle NEDC avec la stratégie basée sur le mode hybride fréquent, et 2,78 L/100 km sur le cycle WLTC. Donc, la consommation avec la stratégie basée sur le mode hybride fréquent est inférieure de 5% à la consommation avec la stratégie basée sur la prolongation d'autonomie. Ce résultat est logique en regardant la cartographie du moteur thermique dans les deux cas. En effet, on peut constater que le moteur thermique est plus fortement sollicité dans la stratégie basée sur la prolongation d'autonomie, ce qui engendre une densité plus forte sur la cartographie. Avec la stratégie basée sur le mode hybride fréquent, la cartographie est aérée, la densité est moins importante.

Selon ces résultats, la stratégie basée sur le mode hybride fréquent présente plus d'avantage en termes de consommation. Elle est donc choisie comme référence pour la stratégie à base de règles du véhicule hybride série. La gestion d'énergie par la programmation dynamique fournit certes une consommation énergétique optimale. Toutefois, elle n'est pas utilisable en temps réel. Une stratégie à base de règles tirées des résultats de la programmation dynamique permettra d'avoir une gestion d'énergie, sous-optimale certes, mais plus adaptée à une utilisation en temps réel.

II.3.3 - Gestion d'énergie temps réel à base de règles pour l'émulation

Analyse des résultats de la gestion d'énergie optimale

Pour réaliser la gestion d'énergie adaptée à l'utilisation en temps réel, des règles sous-optimales sont déduites des résultats de la gestion d'énergie optimale par la programmation dynamique avec la stratégie basée sur le mode hybride fréquent. Une première analyse est menée sur l'évolution de la puissance du moteur thermique par rapport à la puissance de traction (Figure II.30). On peut constater que le moteur thermique est moins sollicité durant le cycle NEDC. En effet, le moteur thermique est éteint lorsque la puissance de traction est inférieure à environ 7 kW dans les zones de basses vitesses (en dessous de 55 km/h). De plus, dans ces zones, lorsque la puissance de traction est inférieure à 20 kW, la puissance du groupe électrogène ne dépasse pas 16 kW. Dans le cycle WLTC, les puissances sont plus importantes, dans les zones de basse vitesse, le moteur thermique est

donc plus sollicité et ça peut aller parfois jusqu'à 18 kW. Dans les zones de hautes vitesses (au-delà de 55 km/h), pour des puissances de traction supérieures à 20 kW, le comportement du moteur thermique est environ le même quel que soit le cycle utilisé. En effet, celui-ci fonctionne majoritairement à 18 kW.

Cette première analyse montre que, les sollicitations du moteur thermique dépendent de la vitesse du véhicule, et donc de la puissance de traction. Pour ce qui est de la vitesse du véhicule, deux zones de fonctionnement différents sont notées : la zone de basses vitesses (en dessous de 55 km/h) et la zone de hautes vitesses (au-delà de 55 km/h). Toutefois, quel que soit la zone de vitesse, le moteur thermique a différents points de fonctionnements possibles, qui dépendent certainement de la puissance de traction. Ces points de points de fonctionnements sont déterminés à partir de la cartographie du moteur thermique.

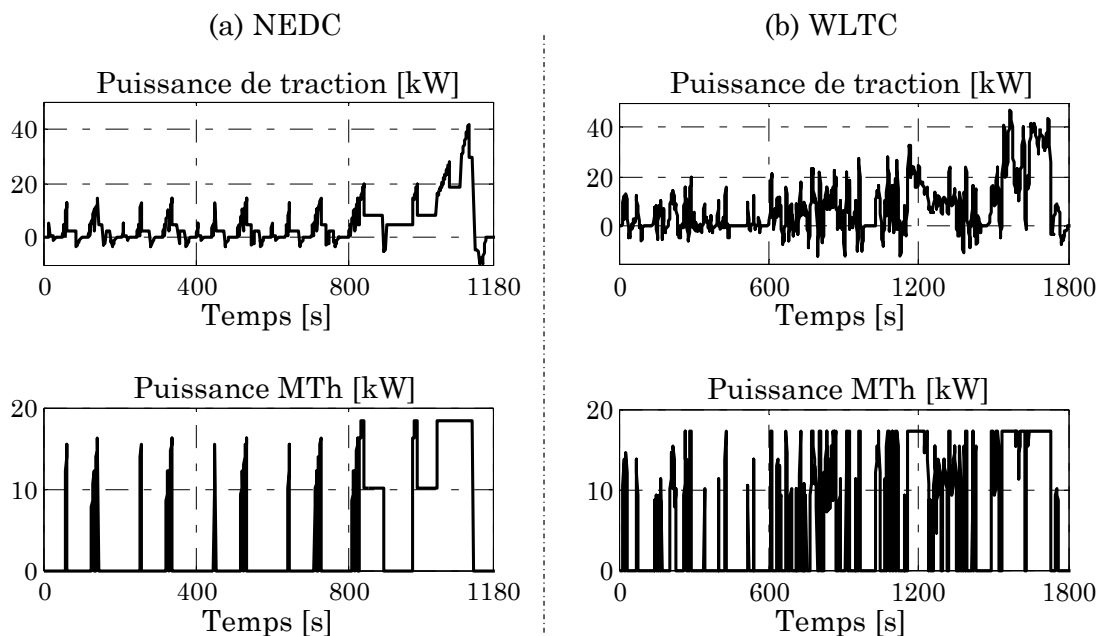


Figure II.30 : Analyse des points de fonctionnement du moteur thermique

Dans les résultats de la programmation dynamique, on peut remarquer que, quel que soit le cycle utilisé et la demande en traction, il y a des points de fonctionnements répétitifs dans la zone de meilleur rendement (Figure II.31). Il y a aussi des points de fonctionnement intermédiaires car c'est dans cette zone qu'évolue le moteur thermique avant d'être dans la zone optimale. Dans les règles sous-optimales qui sont déduites, la zone intermédiaire n'est pas étudiée car ces points de fonctionnement sont subits lorsqu'il y a un ralentissement du moteur thermique. Les règles sous-optimales déduites seront focalisées dans la zone optimale répétitive. Dans cette zone, on peut remarquer la répétition de 5 points de fonctionnement essentiels (Figure II.31).

En combinant l'analyse de la cartographie du moteur thermique à l'analyse par rapport à la vitesse et à la puissance de traction, on peut conclure que le point de

fonctionnement est choisi en fonction de la vitesse et de la puissance de traction. En effet, pour la zone de basses vitesses, trois points de fonctionnement sont répétitifs : $97,5 \text{ Nm}$ à 1200 tr/min , 123 Nm à 1200 tr/min , et 130 Nm à 1350 tr/min . Le point de fonctionnement $97,5 \text{ Nm}$ et 1200 tr/min est observé lorsque la puissance de traction est comprise entre 8 à 12 kW . Le point de fonctionnement 123 Nm à 1200 tr/min est observé lorsque la puissance de traction est comprise entre 12 et 15 kW . Lorsque la puissance est supérieure à 15 kW dans la zone de basses vitesses, le moteur thermique fonctionne le plus souvent à 1350 tr/min avec un couple de 130 Nm .

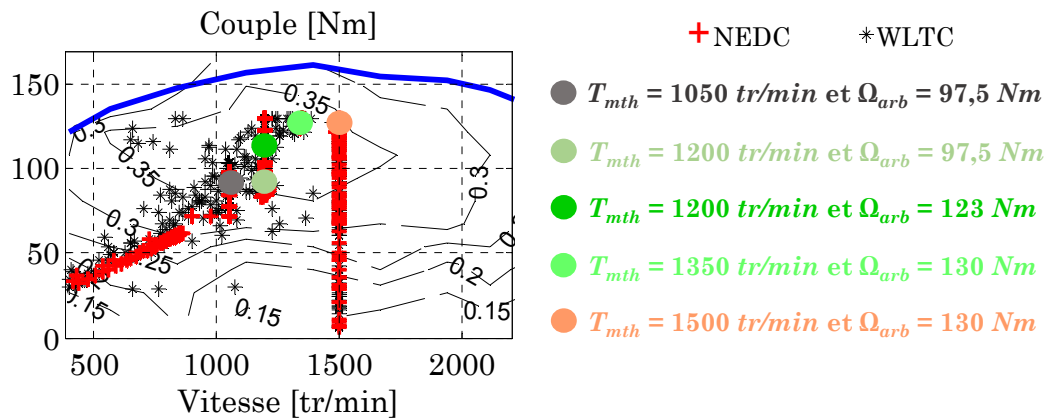


Figure II.31 : Cartographie du moteur thermique NEDC vs WLTC

Pour la zone de hautes vitesses, trois points de fonctionnement sont répétitifs : $97,5 \text{ Nm}$ à 1050 tr/min , 130 Nm à 1350 tr/min , et 130 Nm à 1500 tr/min . Le point de fonctionnement $97,5 \text{ Nm}$ à 1050 tr/min est observé lorsque la puissance de traction est comprise entre 7 et 10 kW . Le point de fonctionnement 130 Nm à 1350 tr/min est observé lorsque la puissance de traction est comprise entre 10 et 25 kW . Lorsque la puissance est supérieure à 25 kW dans la zone de hautes vitesses, le moteur thermique fonctionne le plus souvent à 1500 tr/min fournissant un couple de 130 Nm .

A partir de cette analyse, des règles sous-optimales plus adaptées à l'utilisation en temps réel sont déduites pour la gestion d'énergie du véhicule hybride série.

Synthèse de la gestion sous-optimale du sous-système de génération

L'algorithme de la stratégie temps-réel basée sur les règles sous-optimales déduites de la programmation dynamique est présenté par la Figure II.32. Cet algorithme n'est opérationnel que lorsque la puissance de traction est positive ou nulle. En effet, en phase de freinage, le sous-système de génération est éteint. Tout d'abord pour initialiser l'algorithme, un test sur le SoC de la batterie de la batterie est effectué. En effet, il est nécessaire de s'assurer que le SoC est de la batterie est bien inférieur à sa valeur maximale (100 %).

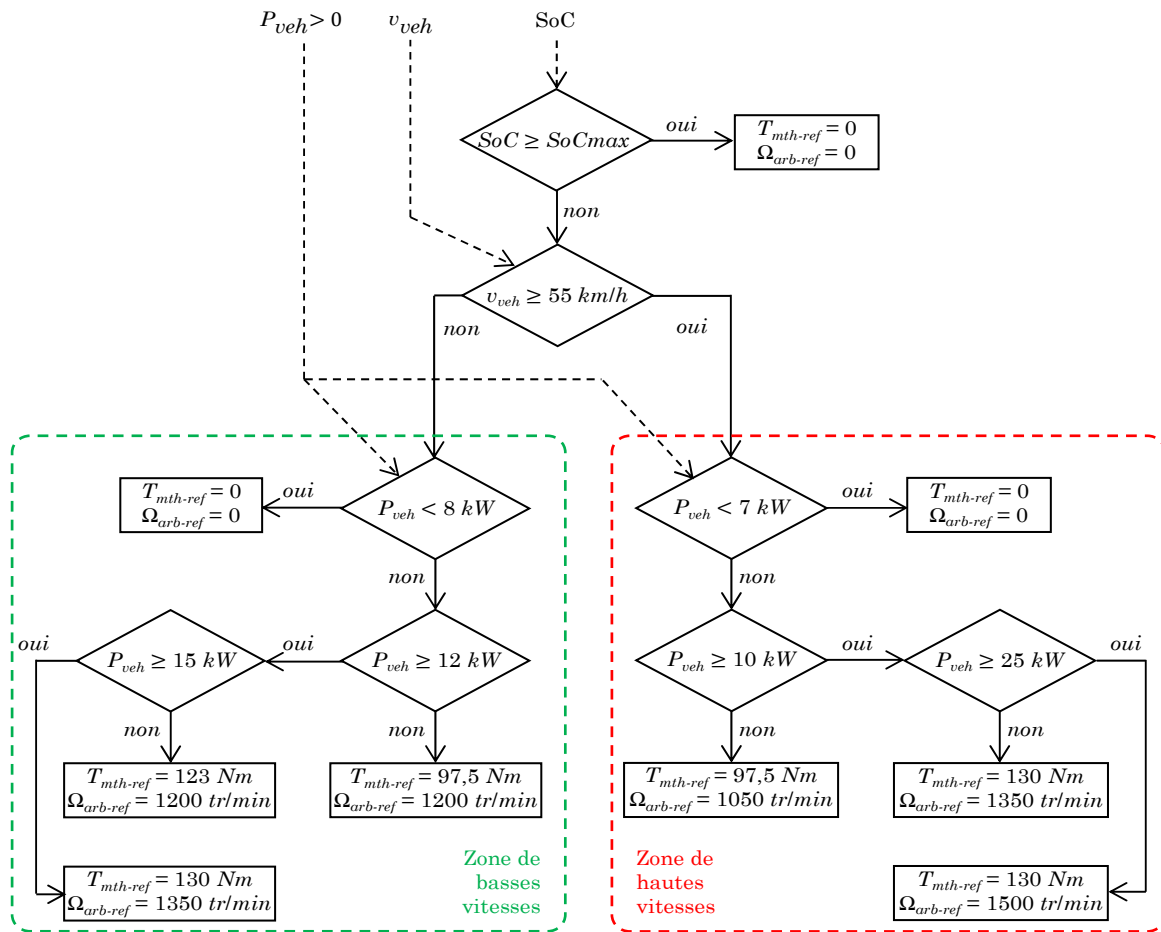


Figure II.32 : Algorithme des règles sous-optimales déduites

Un test sur la vitesse du véhicule permet de savoir dans quelle zone de vitesse évolue le véhicule. Si le véhicule évolue dans la zone de basses vitesses (en dessous de 55 km/h), alors des tests sur la puissance de traction sont effectués. Les points de fonctionnement du moteur thermique sont choisis selon des puissances de 8 kW , 12 kW et 15 kW . Dans la zone de hautes vitesses (au-delà de 55 km/h), les points de fonctionnement sont choisis en faisant des tests pour des puissances de 7 kW , 10 kW et 25 kW . Les résultats de la stratégie de gestion d'énergie sous-optimale déduite de la programmation dynamique sont présentés par la Figure II.33.

On peut remarquer qu'en général le SoC évolue de la même manière que pour la stratégie optimale par la programmation dynamique quel que soit le cycle utilisé. En effet, cela est dû au fait que la puissance du moteur thermique est quasiment la même que pour la stratégie avec la programmation dynamique. La consommation sur le cycle NEDC est de $2,41 \text{ L}/100 \text{ km}$, et $2,82 \text{ L}/100 \text{ km}$ sur le cycle WLTC. Le Tableau 2.1 résume la comparaison entre la stratégie optimale par la programmation dynamique et la stratégie sous-optimale basée sur les règles déduites. On peut constater que la stratégie à base de règles est à peu près 120 fois plus rapide à simuler que la stratégie optimale par la programmation dynamique. De plus, l'erreur sur la consommation est de 3 % dans le cas le plus défavorable.

Bien qu'elle ne soit pas optimale, la stratégie à base des règles déduites présente de performances proches de l'optimum théorique, et ce quel que soit le cycle de vitesse utilisé. De plus, elle sera beaucoup plus adaptée pour la mise en œuvre des émulateurs de puissance du véhicule hybride série.

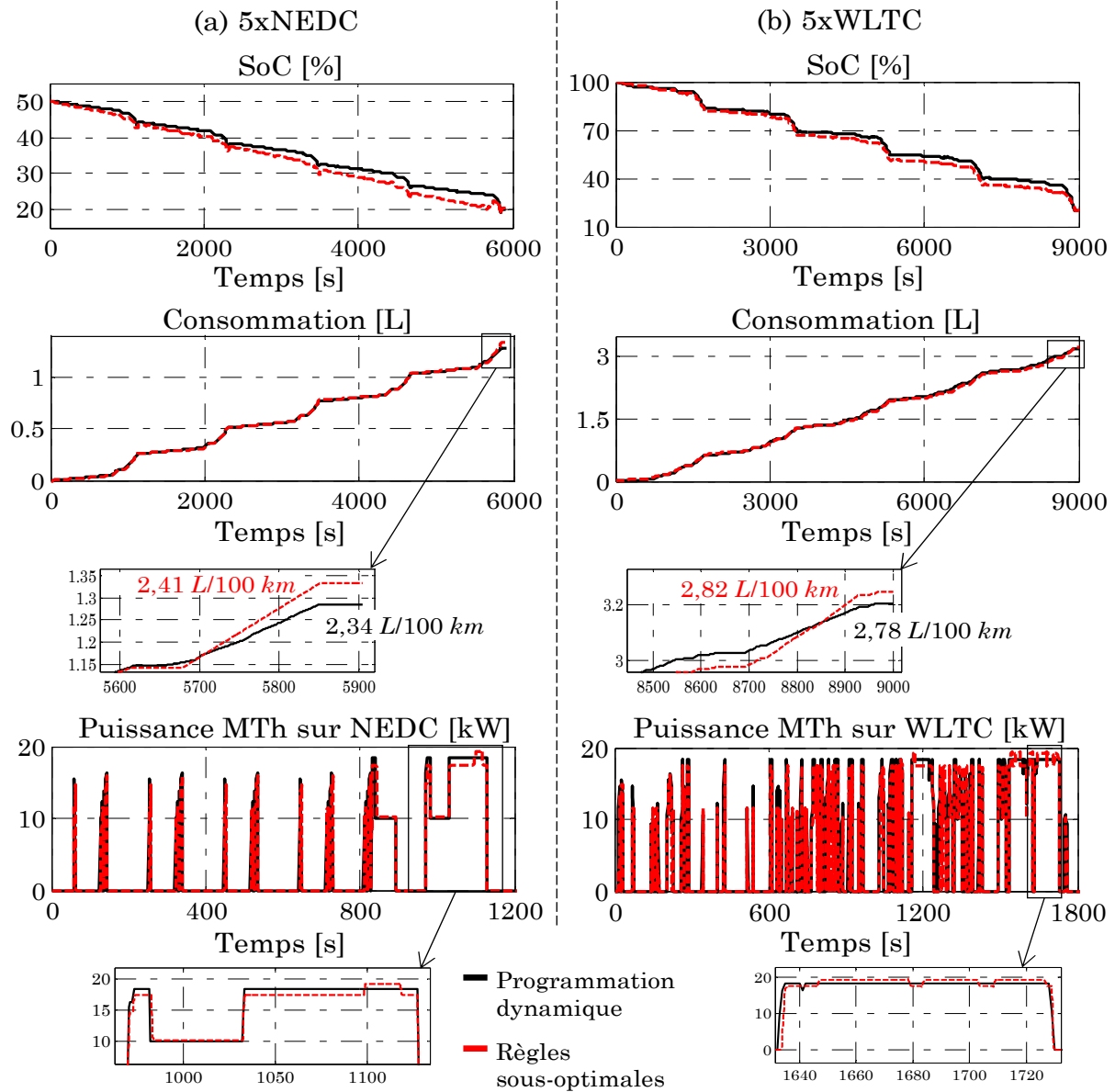


Figure II.33 : Résultats des règles sous-optimales pour la gestion d'énergie

Tableau 2.1 : Comparaison stratégie optimale et à base de règles sous-optimales

Cycles	Programmation dynamique		Règles sous-optimales		Erreur sur la consommation [%]
	Temps de calcul [s]	Consommation [L/100 km]	Temps de calcul [s]	Consommation [L/100 km]	
5xNEDC	3813	2,34	34	2,41	2,9
5xWLTC	5716	2,78	46	2,82	1,5

II.4 - Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, la simulation numérique des modèles du véhicule hybride série a été réalisée en vue de son émulation. La REM a été utilisée comme outil d'organisation des modèles développés.

A partir d'une modélisation dynamique complète du véhicule, sa REM a été faite, mettant ainsi en exergue plusieurs conflits d'association. Les méthodes de permutation et de concaténation ont permis de résoudre ces conflits de manière à respecter la causalité. Une représentation unifiée du véhicule a ainsi été obtenue pour la structuration de sa commande.

La REM a permis de déduire systématiquement une structure maximale de commande du véhicule (SMC). La SMC, étant une commande idéale, avec un maximum de capteurs et d'opérations, présente des mesures non réalisables dans la réalité. Une structure pratique de commande (SPC) a ainsi été déduite de la SMC avec des estimateurs pour toutes les grandeurs non mesurables. Des résultats ont permis de vérifier la précision de ces estimations. La SPC possède des entrées qui représentent les consignes pour la gestion des flux énergétiques du véhicule. Ces consignes sont fournies par la stratégie.

Pour la gestion d'énergie du véhicule hybride série, un modèle quasi-statique déduit du modèle dynamique a été défini pour faciliter la conception de la gestion d'énergie. Cela a permis de garder uniquement la dynamique principale du véhicule sans impacter les flux énergétiques. La gestion d'énergie a été décomposée en deux : une stratégie pour la gestion du freinage, et une stratégie pour la gestion du sous-système de génération.

Pour la stratégie de freinage, un algorithme basé sur des règles sous-optimales a été défini pour maximiser la récupération de l'énergie au freinage. Ces règles sont optimales dans le sens où on récupère le maximum d'énergie dans tous les cas.

Pour la gestion du sous-système de génération, d'abord la programmation dynamique a été utilisée pour définir une gestion d'énergie optimale. Deux approches ont été testées : une approche orientée vers la prolongation d'autonomie, et une approche orientée vers un mode hybride fréquent. La deuxième fournit une consommation plus faible de 5% que la première. Elle a ainsi été utilisée pour déduire des règles sous-optimales qui sont plus adaptées à l'utilisation temps réel. En plus de sa rapidité à simuler, la stratégie à base de règles a présenté des résultats proches de ceux de l'optimisation par la programmation dynamique (environ 3% dans le pire des cas).

Le simulateur développé dans ce chapitre servira comme modèle de base pour le développement des émulateurs puissance du véhicule hybride série.



Résumé du chapitre

L'objectif de ce chapitre est d'appliquer la méthodologie d'émulation proposée pour le test de batteries de véhicules électrifiés. Il se concentre sur le développement d'émulateurs afin de reproduire le courant moyen ou instantané de la batterie.

La première partie est consacrée au développement de l'émulateur classique pour reproduire le courant moyen de la batterie ; ses limitations sont évaluées en termes de performance. La deuxième partie présente un émulateur de puissance utilisant l'onduleur réel afin de reproduire le courant instantané de la batterie. La troisième partie porte sur le développement d'un émulateur de puissance innovant, basé sur un convertisseur DC-DC bidirectionnel pour reproduire le courant instantané de la batterie.

Sommaire du chapitre

III.1 - Emulateur classique pour reproduire le courant moyen de batterie	77
III.1.1 - Identification de l'interface d'émulation	77
III.1.2 - Organisation de l'émulateur de puissance.....	79
III.1.3 - Validation expérimentale de l'émulateur	81
III.1.4 - Limitations de l'émulateur de puissance aux valeurs moyennes.....	83
III.2 - Emulateur avec onduleur réel pour reproduire le courant instantané	86
III.2.1 - Identification de l'interface d'émulation	86
III.2.2 - Organisation de l'émulateur de puissance.....	88
III.2.3 - Commande de l'interface d'émulation.....	88
III.2.4 - Validation expérimentale de l'émulateur	94
III.3 - Emulateur avec convertisseur réduit pour reproduire le courant instantané .	97
III.3.1 - Identification de l'interface d'émulation	97
III.3.2 - Organisation de l'émulateur de puissance.....	99
III.3.3 - Stratégie de commande de l'interface d'émulation	99
III.3.4 - Validation expérimentale de l'émulateur	107
III.4 - Conclusion du chapitre.....	110

III.1 - Emulateur classique pour reproduire le courant moyen de batterie

De plus en plus de tests énergétiques sont réalisés pour analyser le comportement des batteries de véhicules électrifiés en utilisant la simulation HiL. Ces études sont plus souvent basées sur des émulateurs de puissance pour reproduire le courant moyen de la batterie [Hidore 14] [Chen 18a] [Xiong 18] [Guo 19]. Pour la réalisation des émulateurs de puissance pour le test de la batterie, nous considérons que le véhicule évolue en mode tout électrique (génératrice éteinte). Cette hypothèse entraîne une sollicitation maximale de la batterie, ce qui nous permettra d'étudier les contraintes les plus fortes sur la batterie. La REM du véhicule peut alors être simplifiée pour obtenir la REM d'un véhicule électrique à batterie (Figure III.1). Pour tester la batterie, il faut donc émuler le sous-système de traction.

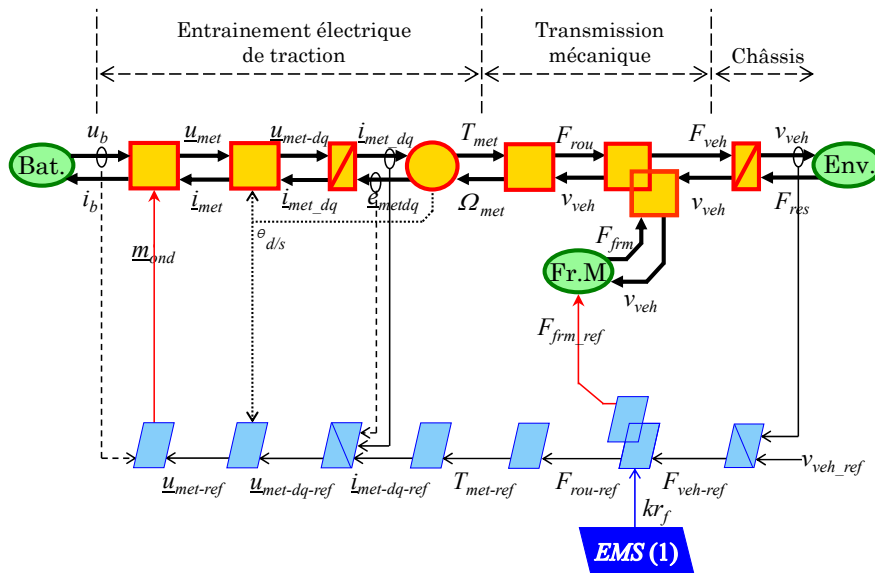


Figure III.1 : REM simplifiée véhicule pour l'émulation du courant moyen

Dans la première partie, l'identification de l'interface d'émulation est réalisée à l'aide de la REM. Ensuite dans la deuxième partie, l'organisation de la simulation HiL et la commande de l'émulateur de puissance sont déduites. La validation expérimentale de l'émulateur de puissance est présentée dans la troisième partie. Enfin, les limitations de l'émulateur de puissance sont discutées.

III.1.1 - Identification de l'interface d'émulation

L'identification de l'interface d'émulation repose en premier lieu sur la détermination du point de coupure fonctionnelle. Dans notre étude, le point de coupure fonctionnelle se situe entre la batterie et l'onduleur de traction. La REM du système fournit alors trois informations (Figure III.2) :

- Les modèles de l'entraînement électrique de traction et de la transmission mécanique doivent être simulés en temps réel.

- L'interface d'émulation doit être une source de courant, qui en sortie, délivre le courant moyen de la batterie.
- L'interface d'émulation doit être contrôlée en courant à partir du courant moyen de traction déterminé par la simulation en temps-réel.

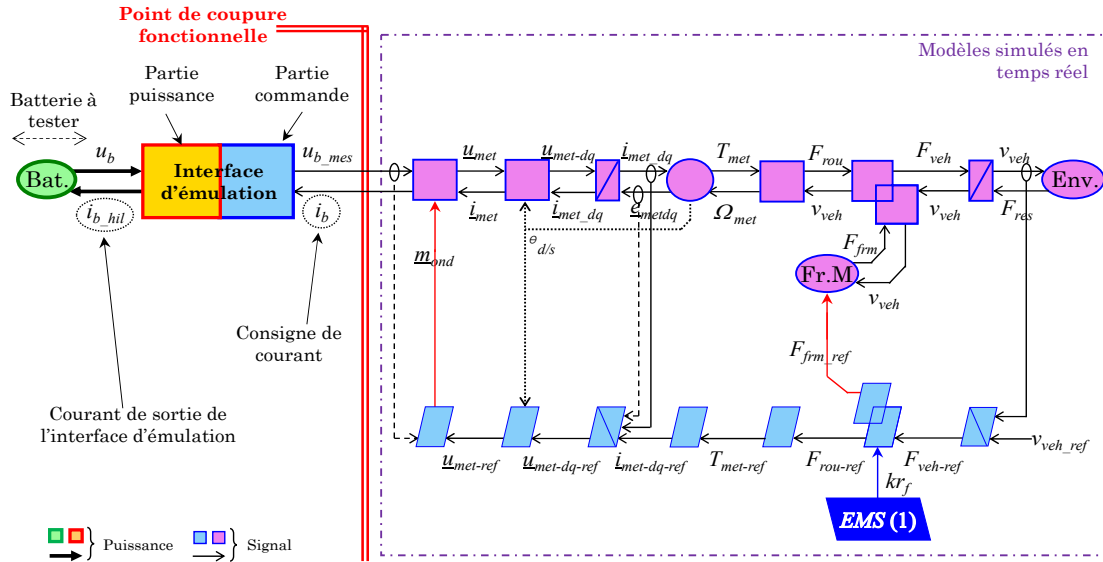


Figure III.2 : Identification de la nature de l'interface d'émulation par la REM

Le courant de la batterie est positif en traction et négatif en freinage régénératif (Figure III.3). L'interface d'émulation doit donc être réversible en courant. La tension de la batterie étant toujours positive, l'interface d'émulation ne nécessite pas de réversibilité en tension. Un hacheur réversible en courant alimenté par une source DC est donc proposé comme interface d'émulation (Figure III.4).

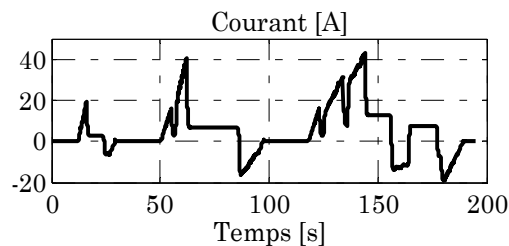


Figure III.3 : Courant moyen de la batterie sur le cycle ECE

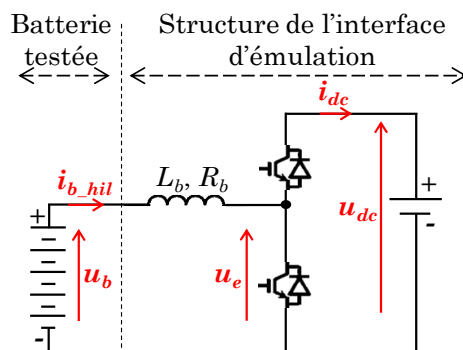


Figure III.4 : Structure de l'interface d'émulation

III.1.2 - Organisation de l'émulateur de puissance

Pour réaliser la commande de l'interface d'émulation, il est nécessaire de modéliser celle-ci. Ensuite l'organisation de l'émulateur de puissance par la REM permet de déduire systématiquement sa structure de commande.

Modélisation de l'interface d'émulation et REM de l'émulateur

La bobine de lissage est modélisée avec une inductance (L_b) et une résistance interne (R_b) (3.1). En REM, elle est représentée par un élément d'accumulation.

$$L_b \frac{di_{b-hil}}{dt} = u_b - u_e - R_b i_{b-hil} \quad (3.1)$$

Le convertisseur DC-DC est modélisé en valeur moyenne (3.2), et représenté comme un élément de conversion avec une entrée de réglage pour la commande.

$$\begin{cases} i_{dc} = m_h i_{b-hil} \\ u_e = m_h u_{dc} \end{cases} \quad \text{avec } m_h \text{ le rapport de modulation du hacheur} \quad (3.2)$$

La REM de l'émulateur de puissance est présentée par la Figure III.5. La mesure de la tension batterie (u_b) est envoyée au simulateur qui, par réaction, délivre le courant batterie (i_b) de référence à la commande de l'interface d'émulation. Il est aussi important de bien définir le niveau de granularité du modèle simulé en temps réel. En effet, cela est nécessaire afin d'assurer que l'émulateur de puissance se comporte, avec la meilleure précision possible, comme le sous-système de traction.

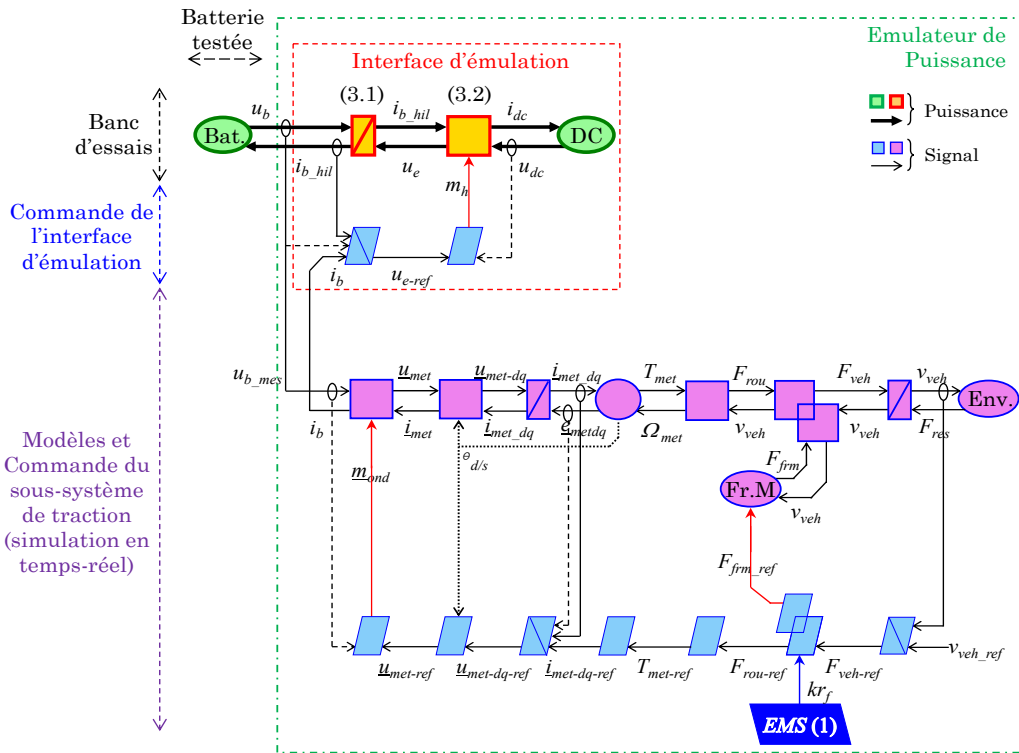


Figure III.5 : REM de l'émulateur pour reproduire du courant moyen batterie

Commande de l'interface d'émulation

En utilisant le principe d'inversion, la structure de commande de l'interface d'émulation est déduite systématiquement à partir de la REM de l'émulateur de puissance (Figure III.5). Le courant (i_b) calculé à partir du modèle du sous-système de traction est la consigne de la commande de l'interface d'émulation. Un asservissement du courant est réalisé, avec un correcteur PI ($C_i(s)$), pour contrôler le courant de la batterie (3.3). La tension de référence ainsi calculée permet de déterminer le rapport cyclique du convertisseur (3.4).

$$u_{e-ref} = -C_i(s)(i_b - i_{b-hil}) + u_{b-mes} \quad (3.3)$$

$$m_h = \frac{u_{e-ref}}{u_{dc-mes}} \quad (3.4)$$

La boucle fermée du courant de l'interface d'émulation est en cascade avec celle du courant simulé. Elle doit donc être beaucoup plus rapide que la boucle de simulation pour bien reproduire le courant. Toutefois, dans le cas idéal, la dynamique de courant de l'émulateur doit être la même que celle du sous-système de traction. Le courant simulé dépend des courants dans les phases de la machine électrique. La dynamique de ces courants est déjà très rapide (5,2ms en boucle fermée). Si le modèle dynamique de l'entraînement électrique est conservé, alors le temps de réponse global de l'émulateur est supérieur à 5,2ms car il faut rajouter le temps de réponse de l'interface d'émulation (Figure III.6.a).

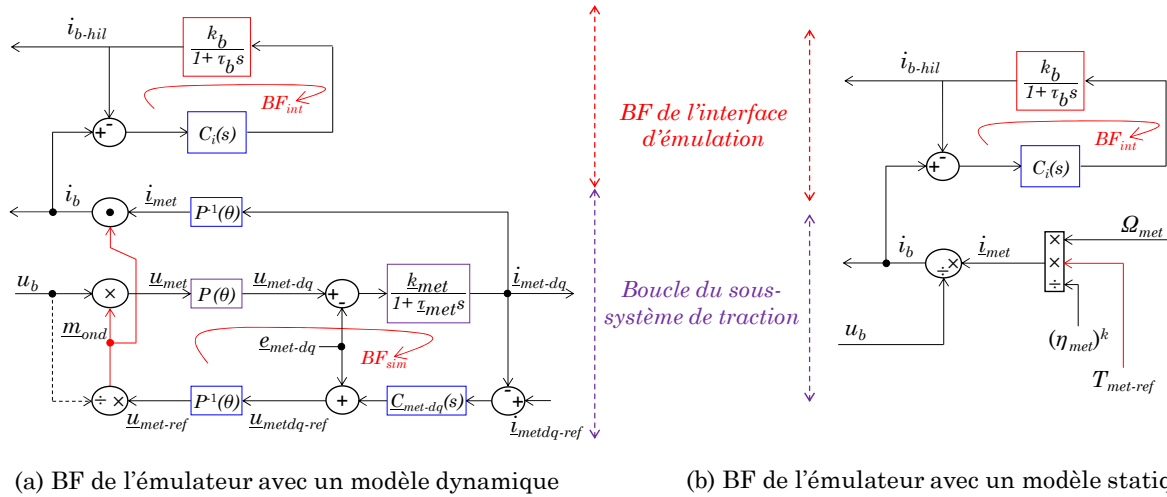


Figure III.6 : Décomposition de la boucle fermée de l'émulateur de puissance

Cependant, si on considère un modèle statique pour l'entraînement électrique de traction, on peut fixer le temps de réponse en boucle fermée de l'interface d'émulation à 5,2 ms. Ainsi, le temps de réponse global de l'émulateur de puissance devient le même que celui du sous-système de traction du véhicule. En effet, le modèle statique de l'entraînement électrique néglige la dynamique du courant (Figure III.6.b). La synthèse du correcteur PI est donc réalisé sans dépassement

avec un temps de réponse de 5,2 ms. La REM globale de l’émulateur avec le modèle statique de l’entraînement électrique est présentée par la Figure III.7.

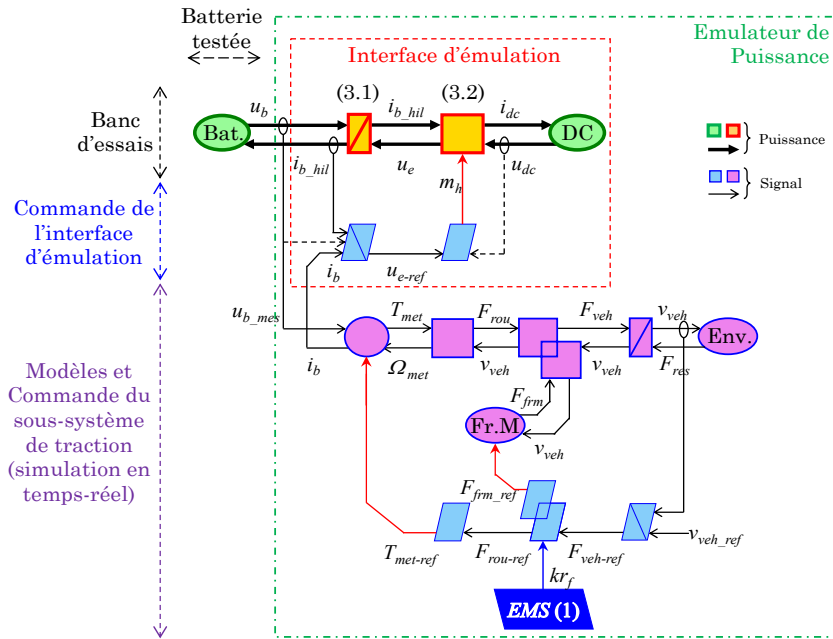


Figure III.7 : REM de l’émulateur après modification du modèle simulé

III.1.3 - Validation expérimentale de l’émulateur

La structure du dispositif expérimental est présentée par la Figure III.8. Une carte électronique dSPACE RTI-1202 est utilisée pour la commande de l’émulateur.

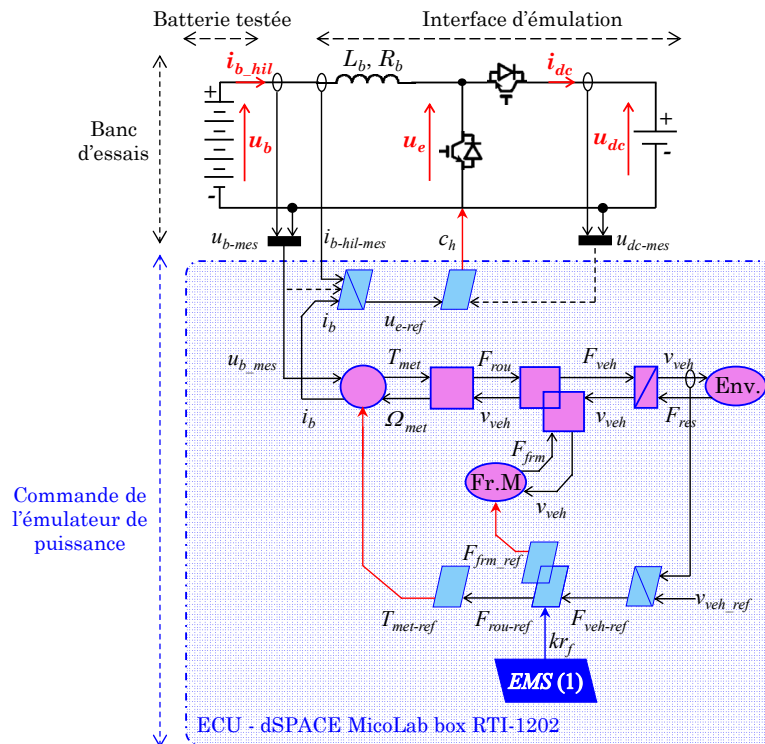


Figure III.8 : Structure et commande du dispositif expérimental

Trois capteurs sont utilisés : un capteur de tension pour la batterie, un capteur de tension pour la source DC, un capteur de courant pour la batterie.

L'émulateur est validé en utilisant un module de batterie Lithium Manganèse Oxyde (LMO – LiMn_2O_4) de 44,4 V / 47,5 Ah (Figure III.9). Un émulateur de réseau CINERGIA (GE + AC&DC) composé de divers filtres, d'un convertisseur AC-DC et d'un bus DC de 20 à 750 V est piloté pour avoir le comportement de l'ensemble source DC et hacheur DC-DC. Les paramètres des composants utilisés pour la validation de l'émulateur permettant de reproduire le courant moyen avec intégration du sous-système de génération sont fournis en [Annexe F].

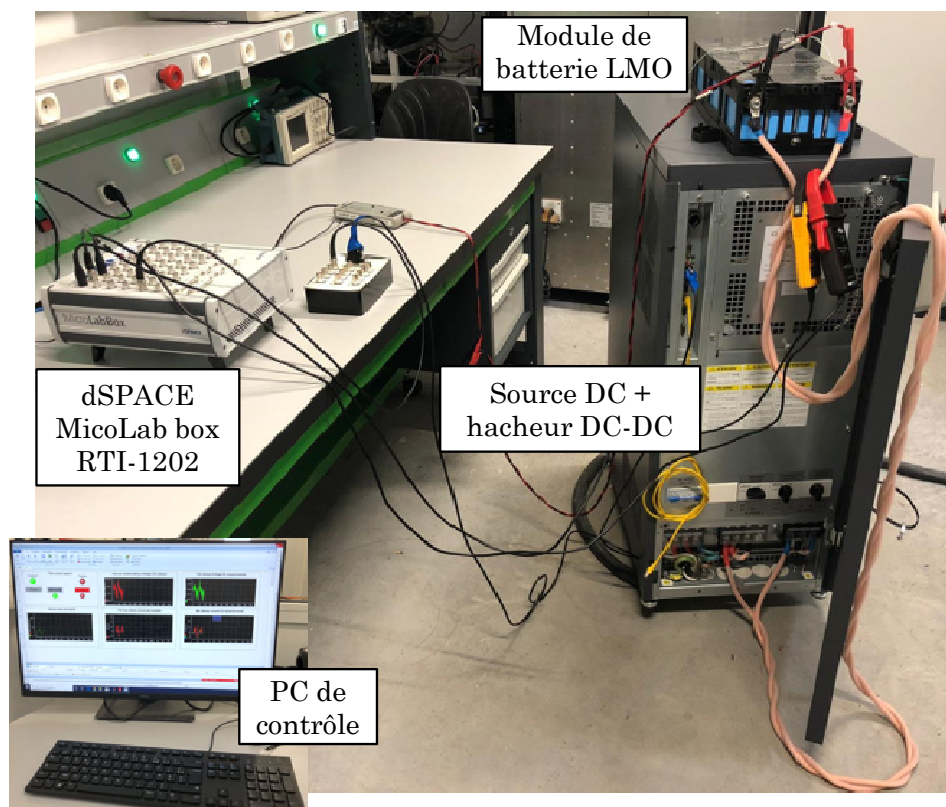


Figure III.9 : Dispositif expérimental pour reproduire le courant moyen

Les résultats de validation de l'émulateur de puissance pour reproduire le courant moyen de la batterie sont présentés par la Figure III.10. La validation expérimentale est faite avec le cycle ECE (Figure III.10.a). Le courant moyen de la batterie est bien reproduit par l'émulateur de puissance (Figure III.10.b). La tension du module (Figure III.10.c) étant plus petite que celle de la batterie du véhicule, un rapport de 6,94 permet d'estimer cette dernière (Figure III.10.d). L'état de charge initial de la batterie est de 80 %. Le SoC est estimé à partir du courant mesuré (Figure III.10.e). Cet émulateur de puissance est aussi utilisé en échelle réduite pour la validation expérimentale de la gestion d'énergie à base de règles du véhicule sur les cycles NEDC et WLTC [Annexe G].

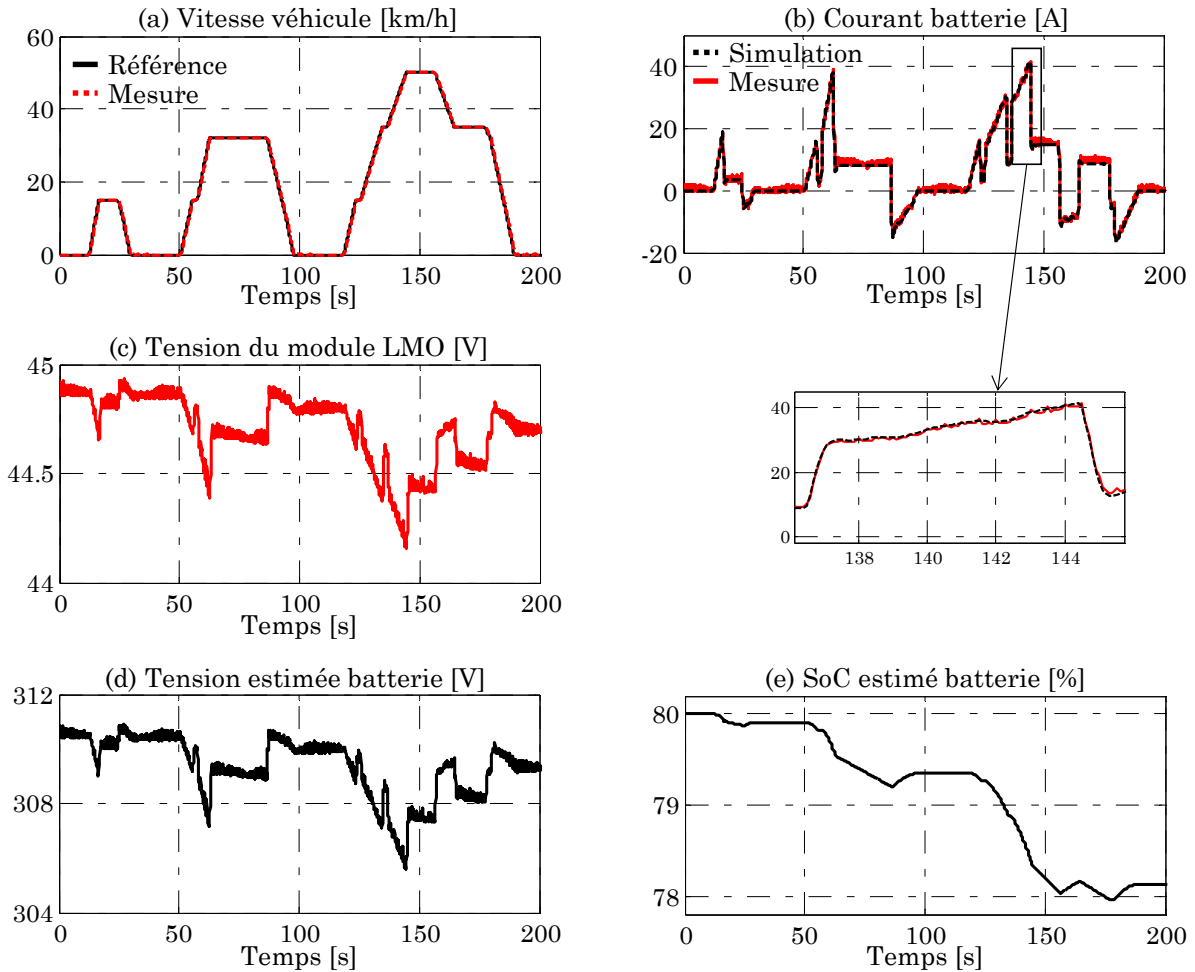


Figure III.10 : Résultats expérimentaux de l'émulateur de puissance

III.1.4 - Limitations de l'émulateur de puissance aux valeurs moyennes

Cet émulateur de puissance permet de reproduire le courant moyen de la batterie et donc de tester le comportement énergétique de celle-ci. Toutefois, le courant instantané de la batterie est différent du courant moyen. En effet, à cause des commutations de l'onduleur, ce courant présente des ondulations à la fréquence de commutation avec des amplitudes différentes. Les commutations de l'onduleur sont définies par une modulation de largeur d'impulsion (MLI) (Figure III.11) [Barrade 16]. Souvent, il y a un condensateur de filtrage entre la batterie et le convertisseur. Notre étude est réalisée sans considérer ce condensateur. La MLI est faite en général à des fréquences pouvant parfois aller jusqu'à 20 kHz. Dans notre étude, une MLI de 5 kHz est utilisée en simulation pour bien analyser le courant instantané de la batterie ainsi que ses ondulations (Figure III.12).

On peut remarquer que ce courant présente une valeur maximale 2 fois supérieure à celle du courant moyen. Le comportement énergétique de la batterie en termes de SoC est le même pour le courant MLI et le courant moyen. Ce qui est normal car le SoC ne dépend que du courant moyen. Toutefois, le courant efficace issu des deux courants est différent. Le courant efficace est défini par la relation (3.5).

$$I_{eff} = RMS(i_b) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (i_{b_k})^2} \quad (3.5)$$

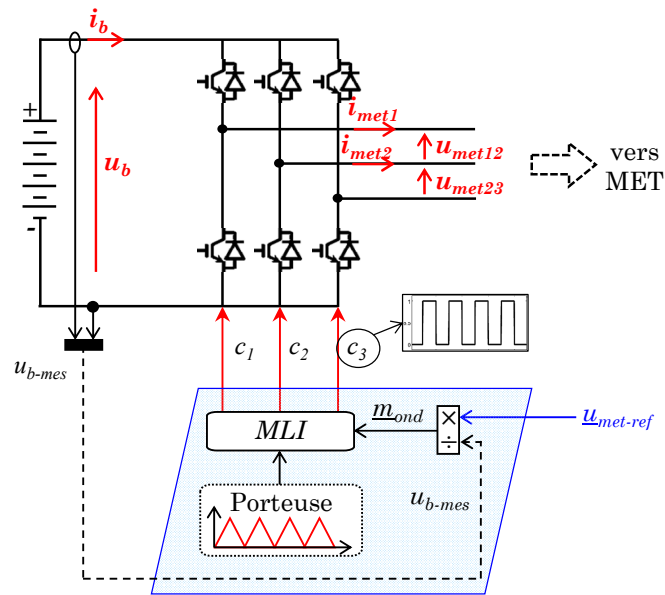


Figure III.11 : Commande MLI de l'onduleur de traction

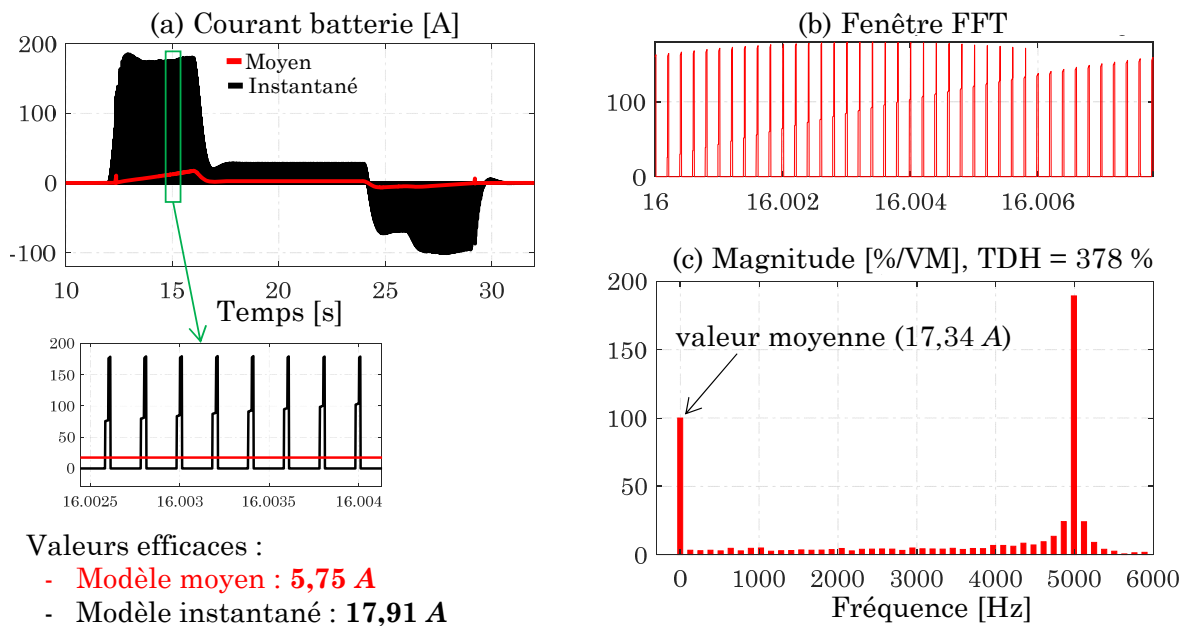


Figure III.12 : Comparaison courant moyen et courant instantané de la batterie

La valeur efficace du courant instantané est 3 fois supérieure à celle du courant moyen. Or, le vieillissement des batteries est directement lié au courant efficace, particulièrement pour les batteries Lithium [Juang 17]. En effet de nombreuses études affirment que certaines harmoniques ont un impact non négligeable sur la dégradation de la capacité des batteries [Uno 11] [Savoie 12] [De Breucker 2013]

[Uddin 16]. De plus, ces harmoniques peuvent conduire à un réchauffement plus rapide de la batterie et donc accélérer son vieillissement [Bessman 19].

Des simulations ont été effectuées sur le modèle électrothermique de la batterie Lithium Fer Phosphate (LFP) du véhicule électrique “Tazzari-zéro” du L2EP [German 20]. La REM du modèle électrothermique de la batterie est détaillée en [Annexe H]. Ces simulations ont pour but de comparer l'évolution de la température de la batterie pour un courant moyen et un courant instantané en utilisant un cycle réel de 1 heure 5 minutes avec une température initiale de $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ pour la batterie (Figure III.13). On peut remarquer que la température finale de la batterie pour le courant instantané est supérieure de $9\text{ }^{\circ}\text{C}$ à celle pour le courant moyen. Donc les harmoniques du courant instantané ont un impact non négligeable sur la température et donc indirectement sur son vieillissement.

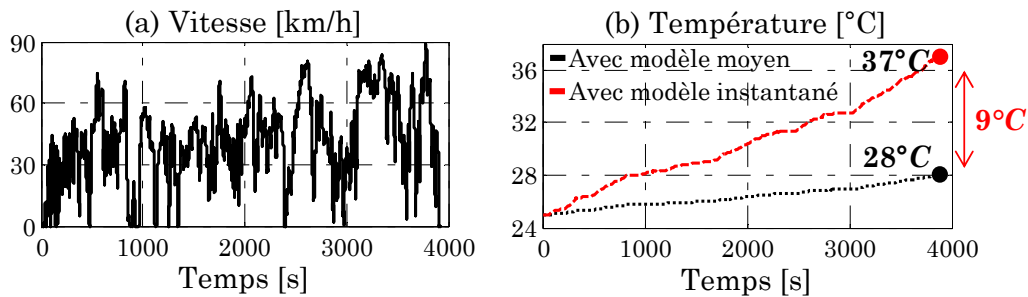


Figure III.13 : Température de la batterie selon les différents courants

Ces différentes remarques prouvent que l'émulateur de puissance pour reproduire le courant moyen permet de tester uniquement le comportement énergétique des batteries en termes de charge / décharge. Mais il ne permet pas d'investiguer de manière précise le cycle de vie des batteries. Il est donc intéressant de développer un émulateur de puissance permettant de reproduire le courant instantané.

III.2 - Emulateur avec onduleur réel pour reproduire le courant instantané

La méthode la plus simple pour reproduire le courant instantané de la batterie est de tester cette dernière avec un onduleur pouvant être celui du sous-système de traction du véhicule. En effet, si les interrupteurs de l'onduleur utilisé respectent les commutations désirées, avec les bons niveaux de tension et de courant, alors le courant instantané de la batterie peut être bien reproduit.

La REM du véhicule pour faire la synthèse de l'émulateur pour reproduire le courant instantané est la même que celle utilisée pour l'émulateur pour reproduire le courant moyen (cf. Figure III.1). Pour tester la batterie, il faut donc émuler la machine électrique et la transmission mécanique du véhicule.

Dans la première partie, l'identification de l'interface d'émulation est réalisée à l'aide de la REM. Ensuite dans la deuxième partie, l'organisation de la simulation HiL est faite en utilisant la REM. Puis, la commande de l'émulateur de puissance est déduite dans la troisième partie. Enfin, la validation expérimentale de l'émulateur de puissance est présentée.

III.2.1 - Identification de l'interface d'émulation

L'identification de l'interface d'émulation pour reproduire le courant instantané repose en premier lieu sur la détermination du point de coupure fonctionnelle. Dans notre étude, l'objectif est d'utiliser l'onduleur pour reproduire ce courant instantané. Donc, le point de coupure fonctionnelle se situe entre l'onduleur et la machine électrique (Figure III.14).

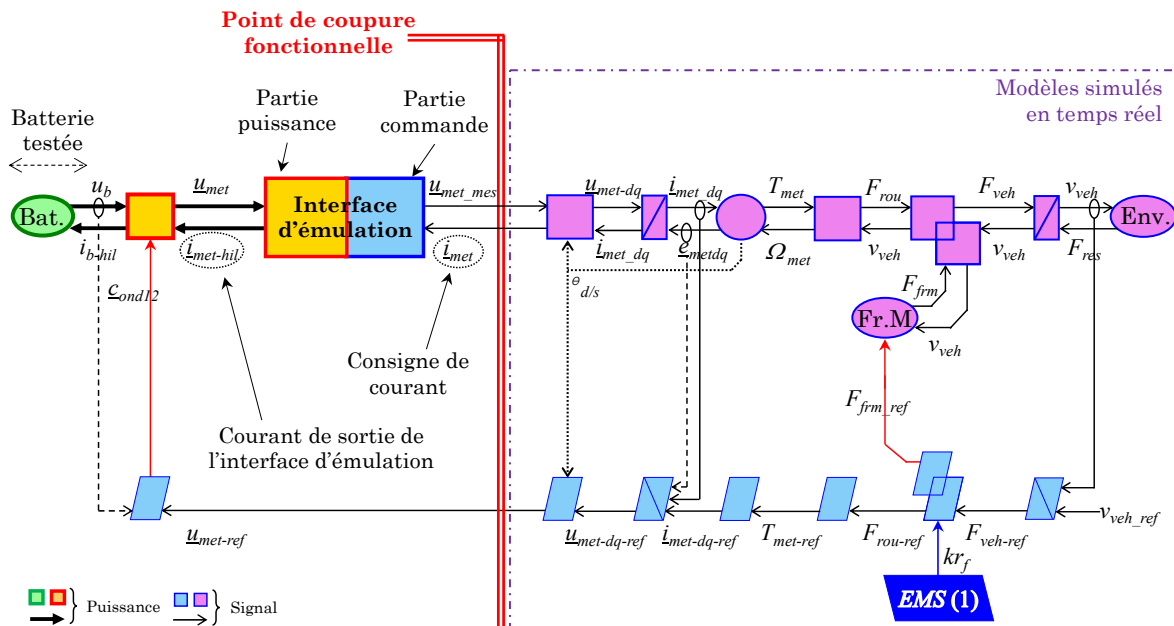


Figure III.14 : Identification de la nature de l'interface d'émulation par la REM

La REM du système fournit trois informations :

- les modèles de la machine électrique et de la transmission mécanique doivent être simulés en temps réel.
- l'interface d'émulation doit être une source de courants alternatifs triphasés, qui en sortie, délivre les courants de la machine électrique.
- l'interface d'émulation doit être contrôlée en courant à partir des courants déterminés par la simulation en temps-réel.

L'interface d'émulation doit donc reproduire les courants de phases de la machine électrique de traction (Figure III.15). L'interface d'émulation doit donc être une source de courants alternatifs triphasés contrôlée en courant. Un onduleur de tension triphasé alimenté par une source DC, et un filtre inductif triphasé sont utilisés comme interface d'émulation (Figure III.16). La REM permet d'organiser l'émulateur de puissance afin d'en déduire la commande.

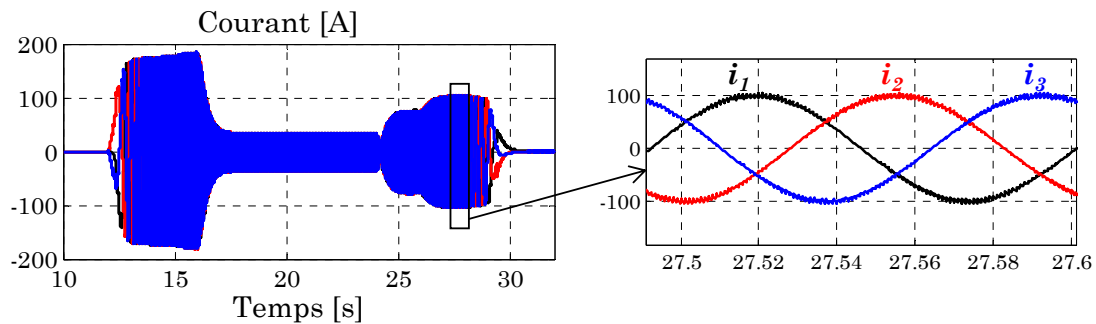


Figure III.15 : Courants dans les phases de la machine électrique de traction

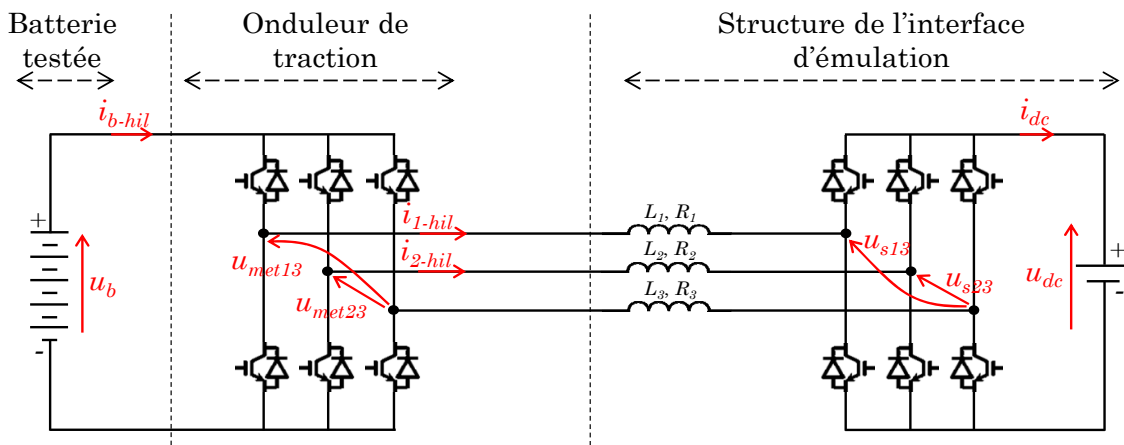


Figure III.16 : Structure de l'interface d'émulation

Cette pratique de tester le convertisseur avec la batterie est plus connue dans le domaine des réseaux électriques. Plusieurs études se sont focalisées sur le développement d'émulateurs de puissance pour tester les convertisseurs [Lentijo 10] [Palminier 15] [Hoke 18]. Une étude a montré l'influence de l'interface d'émulation sur la stabilité de ces types d'émulateurs [Ren 08]. En effet, l'interface

d'émulation est un élément sensible pour garantir la stabilité et la précision de l'émulateur [Lauss 16] [Roinila 19].

III.2.2 - Organisation de l'émulateur de puissance

A la sortie de l'onduleur de traction, les tensions composées u_{met13} et u_{met23} sont obtenues (cf. (2.14) § II.1.1). La modélisation indépendante des bobines des phases 1 et 2 est faite avec leurs inductances respectives (L_1 et L_2) et leurs résistances internes (R_1 et R_2) (3.6). En REM, elles sont représentées comme un élément d'accumulation équivalent.

$$\begin{pmatrix} L_1 \\ L_2 \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{1-hil} \\ i_{2-hil} \end{pmatrix} = K_{uv} \begin{pmatrix} u_{met13} - u_{s13} \\ u_{met23} - u_{s23} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_1 \\ R_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1-hil} \\ i_{2-hil} \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

$$\text{où } \begin{pmatrix} i_{1-hil} \\ i_{2-hil} \end{pmatrix} = \underline{i}_{met-hil} \text{ et } K_{uv} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{pmatrix}$$

Le modèle du convertisseur AC-DC de l'interface d'émulation est fourni par la relation (3.7). Celui-ci est représenté par un élément de conversion avec une entrée de réglage pour la commande.

$$\begin{cases} i_{dc} = \underline{c}_{int-12}^T \underline{i}_{met-hil} \\ \underline{u}_{s13-23} = \underline{c}_{int-12} u_{dc} \end{cases} \quad (3.7)$$

où \underline{c}_{int-12} représente les fonctions de commutation des bras 1 et 2.

La REM de l'émulateur de puissance est présentée par la Figure III.17. Une mesure des tensions composées (u_{met13} et u_{met23}) est faite pour calculer les courants de la machine électrique (\underline{i}_{met}) à envoyer comme référence à l'interface d'émulation.

III.2.3 - Commande de l'interface d'émulation

La structure de commande de l'interface d'émulation est obtenue directement par le principe d'inversion de la REM (partie bleue de l'interface d'émulation sur la Figure III.18). Les courants de la machine électrique (\underline{i}_{met}) calculés à partir du modèle de la machine électrique sont les consignes de la commande de l'interface d'émulation. Un asservissement de ces courants est réalisé avec un correcteur PI ($\underline{C}_i(s)$) (3.8).

$$\underline{u}_{s13-23-ref} = -K_{vu} \underline{C}_i(s) \left(\underline{i}_{met} - \underline{i}_{met-hil} \right) + \underline{u}_{met} \quad \text{où } K_{vu} = \begin{pmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

Les tensions composées de référence ainsi calculées permettent de déterminer les fonctions de commutations du convertisseur de l'interface d'émulation (3.9). Toutefois, il est nécessaire de bien définir les paramètres du correcteur pour garantir la transparence de l'interface d'émulation.

$$\underline{c}_{int-12} = \text{MLI} \left(\frac{\underline{u}_{s13-23-ref}}{u_{dc-mes}} \right) \quad (3.9)$$

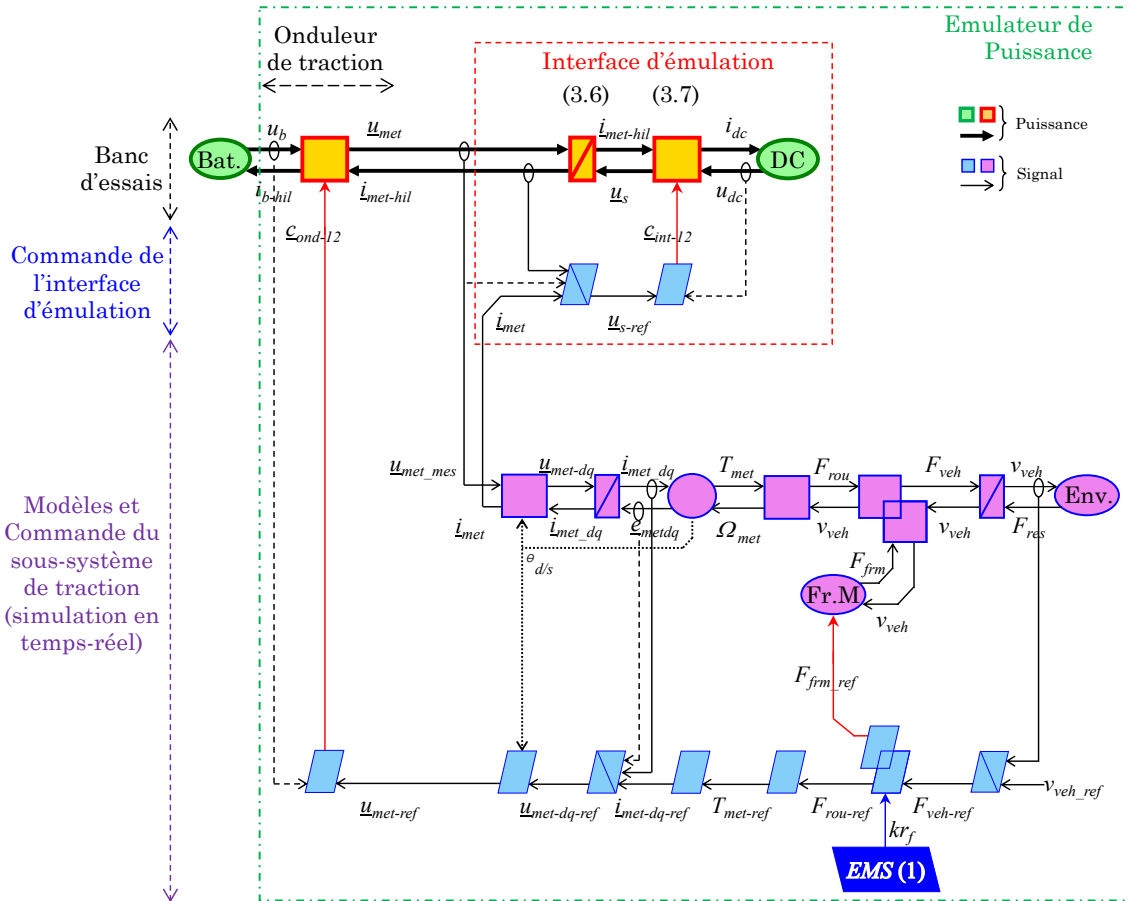


Figure III.17 : REM de l’émulateur de puissance avec l’onduleur de traction

La boucle fermée du courant de l’interface d’émulation est en cascade avec celle du courant simulé (Figure III.18). Elle doit donc être beaucoup plus rapide que la boucle de simulation pour bien reproduire le courant.

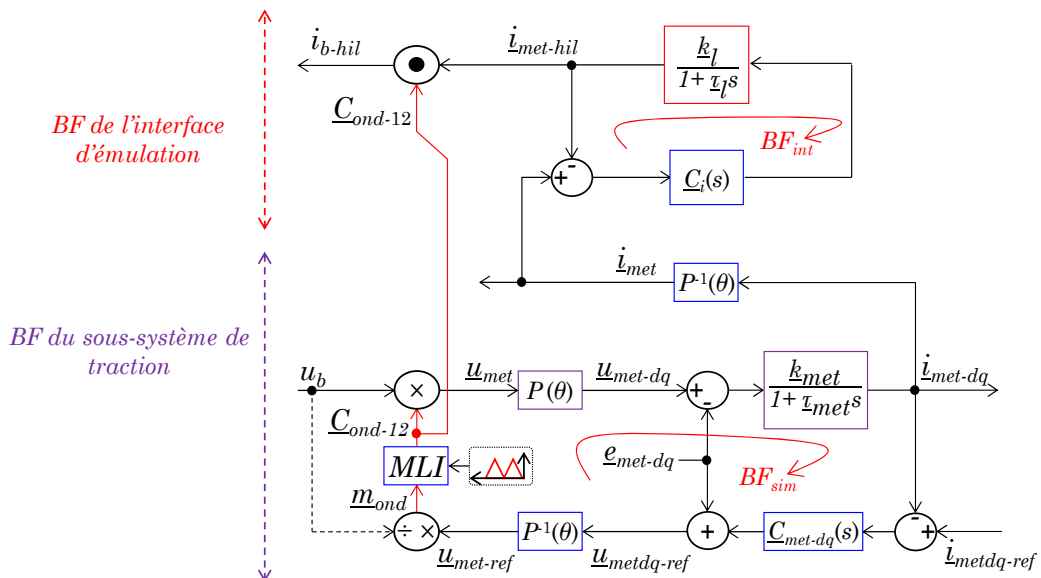


Figure III.18 : Décomposition de la boucle fermée de l’émulateur de puissance

Dans notre étude, l'objectif est de reproduire les commutations de l'onduleur, donc le modèle de la machine électrique est forcément dynamique. Le temps de réponse des courants simulés est de $5,2 \text{ ms}$. Il est nécessaire de définir le temps de réponse en boucle fermée le mieux adapté pour l'interface d'émulation. Dans notre étude, une méthode expérimentale est proposée. Cette étude est faite en évaluant les réponses temporelle et fréquentielle de l'émulateur en fonction de plusieurs temps de réponses préalablement choisis. Pour simplifier l'étude, trois temps de réponses seulement sont choisis ($tr_1 = \frac{tr_{sim}}{2}$; $tr_2 = \frac{tr_{sim}}{5}$ et $tr_3 = \frac{tr_{sim}}{10}$ où $tr_{sim} = 5,2 \text{ ms}$ représente le temps de réponse de la boucle de simulation).

Analyse temporelle de l'émulateur de puissance

L'analyse temporelle est réalisée en imposant les courants de référence dans la commande de la boucle de simulation (i_{met1_ref} et i_{met2_ref}). La réponse temporelle du courant de la phase 1 de l'interface d'émulation en fonction des trois temps de réponse choisis est présentée par la Figure III.19.

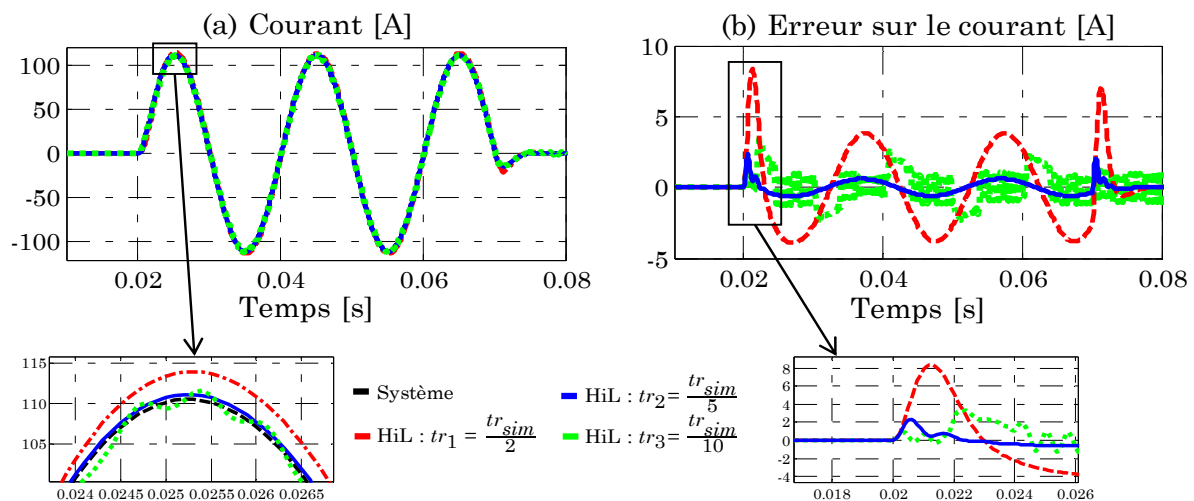


Figure III.19 : Analyse temporelle de l'émulateur de puissance (courant i_1)

Pour un temps de réponse de l'interface d'émulation en boucle fermée 10 fois inférieur à celle de la boucle de simulation, la réponse temporelle du système d'interface est trop rapide. Cela provoque des oscillations qui peuvent créer une instabilité de l'émulateur. Cela est dû aux limites physiques de l'interface d'émulation. Avec des valeurs de temps de réponse de 2 à 5 fois inférieures à celui de la boucle de simulation, la réponse de l'interface d'émulation est proche du courant simulé. La question est de savoir si un temps de réponse deux fois inférieur à celui de la boucle de simulation suffit pour obtenir des résultats précis pour l'émulateur. Il est clair qu'avec un temps de réponse 5 fois inférieur à celui de la boucle de simulation, l'erreur dynamique est beaucoup plus faible Figure III.19.b. Une analyse fréquentielle est réalisée afin de vérifier l'impact de l'interface

d'émulation sur les marges de stabilité de l'émulateur de puissance pour chacun de ces différents temps de réponse.

Analyse fréquentielle de l'émulateur de puissance

L'analyse fréquentielle est faite d'abord en boucle ouverte pour analyser les marges de stabilité de l'émulateur de puissance. Ensuite, l'étude est faite en boucle fermée pour évaluer la fiabilité de l'émulateur de puissance. Dans l'hypothèse où toutes les transformations et les compensations sont bien faites dans la boucle de l'émulateur, le schéma bloc de celle-ci peut être simplifié (Figure III.20).

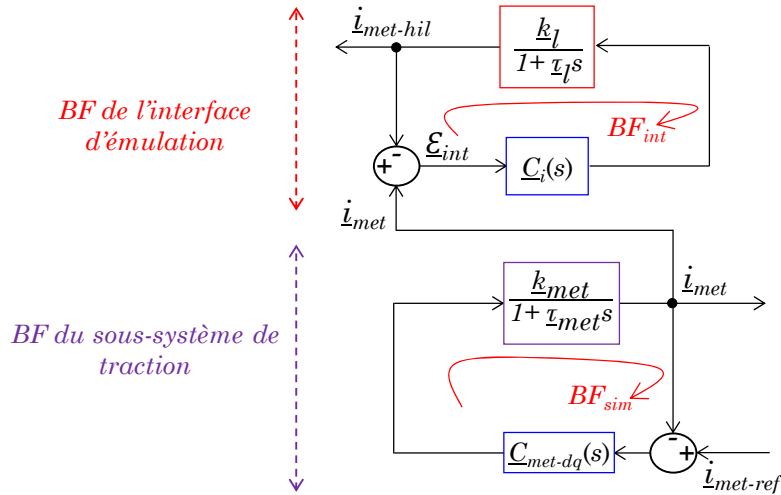


Figure III.20 : Boucle fermée simplifiée de l'émulateur de puissance

On peut facilement voir que la fonction de transfert en boucle ouverte de l'émulateur est une multiplication de la fonction de transfert en boucle fermée de la simulation et celle en boucle ouverte de l'interface d'émulation (3.10).

$$H_{bo-hil}(s) = H_{bf-sys1}(s)H_{bo-int1}(s) \quad (3.10)$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la simulation et celle en boucle ouverte de l'interface d'émulation sont calculées par les relations (3.11) et (3.12).

$$H_{bf-sys1}(s) = \frac{\frac{k_{p1}}{k_{i1}} s + 1}{\frac{\tau_{met1}}{k_{i1}k_{met1}} s^2 + \frac{k_{p1}k_{met1} + 1}{k_{i1}k_{met1}} s + 1} \quad (3.11)$$

$$H_{bo-int1}(s) = \frac{\frac{k'_{p1}}{k'_{i1}} s + 1}{\frac{\tau_{l1}}{k'_{i1}k_{l1}} s^2 + \frac{1}{k'_{i1}k_{l1}} s} \quad (3.12)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte de l'émulateur peut dès lors être écrite en fonction des paramètres de la boucle de simulation et de celle de l'interface

d'émulation (3.13). La réponse fréquentielle de l'émulateur de puissance en boucle ouverte en fonction des divers temps de réponses est présentée par la Figure III.21.

$$H_{bohil}(s) = \left(\frac{\frac{k_{p1}}{k_{i1}} s + 1}{\frac{\tau_{met1}}{k_{i1}k_{met1}} s^2 + \frac{k_{p1}k_{met1} + 1}{k_{i1}k_{met1}} s + 1} \right) \left(\frac{\frac{k'_{p1}}{k'_{i1}} s + 1}{\frac{\tau_{l1}}{k'_{i1}k_{l1}} s^2 + \frac{1}{k'_{i1}k_{l1}} s} \right) \quad (3.13)$$

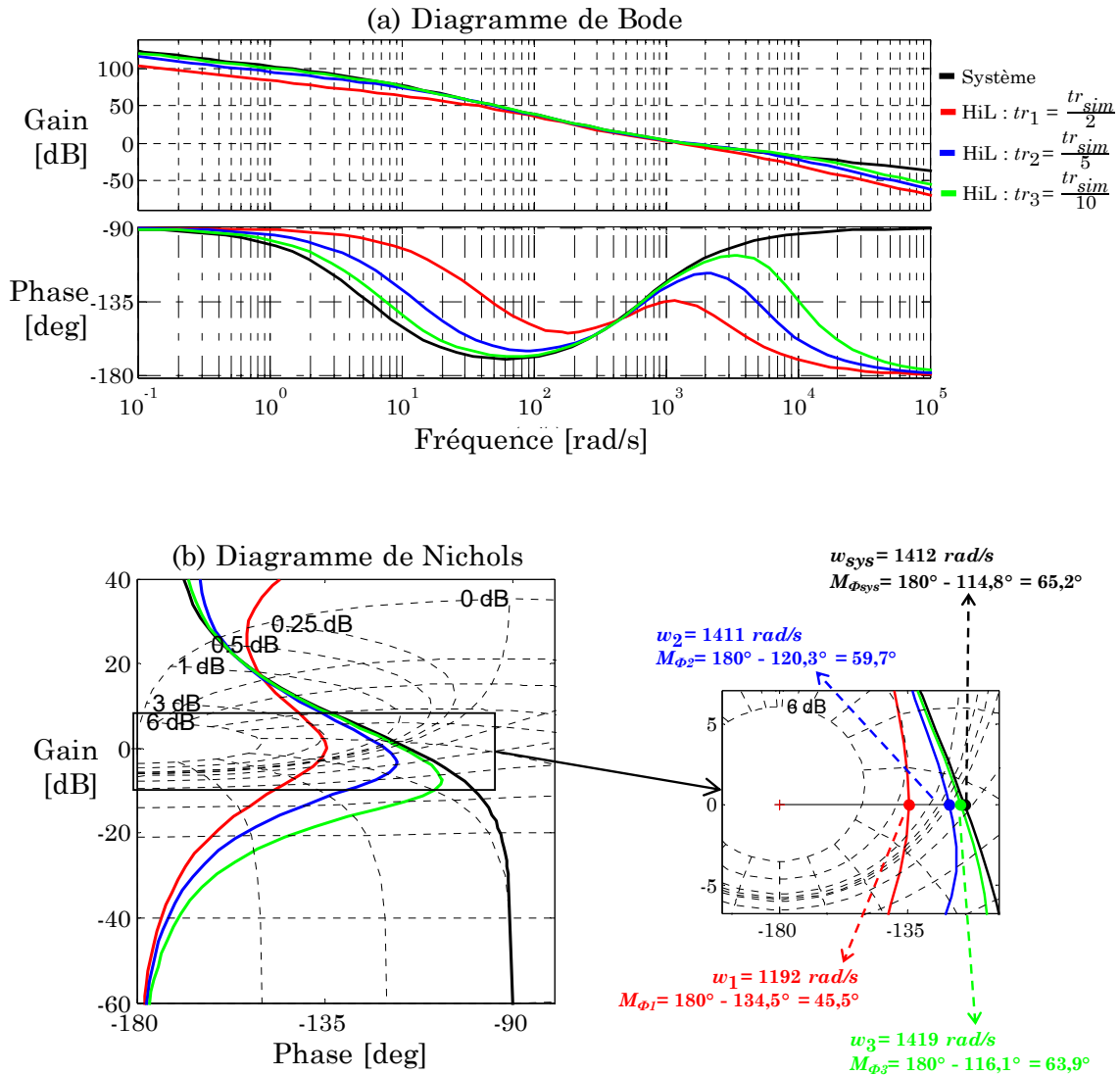


Figure III.21 : Analyse fréquentielle en boucle ouverte (courant i_1)

Le diagramme de Bode permet de constater que le gain en dB de l'émulateur est faiblement affecté par l'interface d'émulation pour les temps de réponse tr_2 et tr_3 pour des fréquences inférieures à 10^4 rad/s (Figure III.21.a). On peut noter que le gain en dB est sensiblement différent pour le temps de réponse tr_1 . Toutefois, cette différence n'influe pas pour autant sur la marge de gain de l'émulateur en comparaison avec celle du système émulé car ici la marge de gain est infinie. En effet, on voit bien que la phase ne coupe jamais l'axe des -180° . Le diagramme de

Nichols permet de constater que la marge de phase est fortement réduite pour le temps de réponse tr_1 (Figure III.21.b). Elle est approximativement la même pour les temps de réponses tr_2 et tr_3 .

L'analyse fréquentielle de la réponse en boucle fermée de l'émulateur permet de voir la fiabilité et donc de définir une zone de fonctionnement utile de l'émulateur. La fonction de transfert en boucle fermée de l'émulateur est une multiplication des fonctions de transfert en boucle fermée de la boucle de simulation et de l'interface d'émulation (3.14). Elle peut dès lors être écrite en fonction des paramètres de la boucle de simulation et de l'interface d'émulation (3.15).

$$H_{bf-hil1}(s) = H_{bf-sys1}(s)H_{bf-int1}(s) \quad (3.14)$$

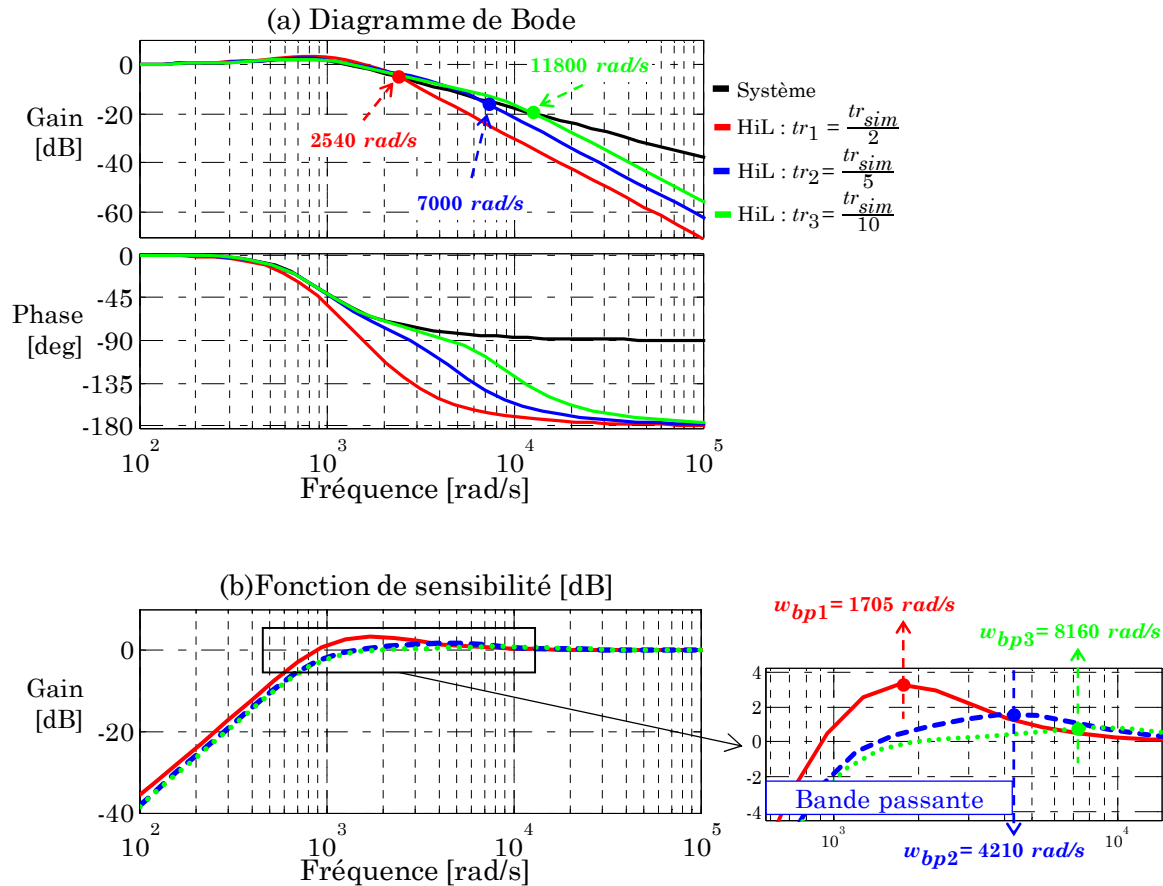
$$H_{bf-hil1}(s) = \left(\frac{\frac{k_{p1}}{k_{i1}} s + 1}{\frac{\tau_{met1}}{k_{i1}k_{met1}} s^2 + \frac{k_{p1}k_{met1} + 1}{k_{i1}k_{met1}} s + 1} \right) \left(\frac{\frac{k'_{p1}}{k'_{i1}} s + 1}{\frac{\tau_{l1}}{k'_{i1}k_{l1}} s^2 + \frac{k'_{p1}k_{l1} + 1}{k'_{i1}k_{l1}} s + 1} \right) \quad (3.15)$$

La fonction de sensibilité est aussi définie pour caractériser la bande passante de l'émulateur en fonction des différents temps de réponse choisis. Elle représente la capacité de l'émulateur à rejeter les bruits de mesures et les perturbations. Plus cette bande passante est grande, plus l'émulateur est précis. La fonction de sensibilité est calculée à partir de la relation (3.16).

$$S_{bf-hil1}(s) = \frac{1}{1 + H_{bf-hil1}(s)} \quad (3.16)$$

La réponse fréquentielle de l'émulateur de puissance en boucle fermée montre que pour le temps de réponse tr_1 , l'erreur sur l'amplitude commence à augmenter considérablement à partir de 2540 rad/s , la même chose est constatée pour la phase (Figure III.22.a). La bande passante de l'émulateur de puissance est trop petite pour permettre des résultats précis et fiables (Figure III.22.b). Bien que le temps de réponse tr_3 fournit les meilleurs résultats, il a été prouvé par sa réponse temporelle qu'il peut provoquer des oscillations et donc potentiellement des instabilités. Pour le temps de réponse tr_2 , le comportement de l'émulateur est quasiment le même que le système émulé pour toutes les fréquences inférieures à 7000 rad/s . La bande passante de l'émulateur est de 4210 rad/s . Compte tenu des limites physiques du système d'interface, la bande passante de l'émulateur de puissance est très bonne.

Compte tenu des résultats des analyses temporelle et fréquentielle de l'émulateur de puissance en fonction des différents temps de réponses, le temps de réponse tr_2 ($1,04 \text{ ms}$) est le plus adapté pour l'interface d'émulation. Il sera alors choisi pour la mise en œuvre de cet émulateur de puissance.


 Figure III.22 : Analyse fréquentielle en boucle fermée (courant i_1)

III.2.4 - Validation expérimentale de l'émulateur

La structure du dispositif expérimental est présentée par la Figure III.23. Une carte électronique dSPACE-1005 est utilisée pour la commande de l'émulateur de puissance. Quatre capteurs de tensions sont utilisés : 1 pour la tension de la batterie, 2 pour les tensions composées de l'onduleur de traction, et 1 pour la tension de la source DC. Deux capteurs de courant sont utilisés pour la régulation des courants dans les inductances. L'émulateur de puissance est validé en utilisant le même module de batterie LMO que l'émulateur précédent (Figure III.24).

La même source DC que l'émulateur précédent est utilisée. Les paramètres des composants utilisés pour la validation expérimentale sont fournis en [Annexe F]. Dans cette validation, l'échelle est réduite de 6,94 pour la tension du module LMO testé, et de 10 pour le courant. La tension de la CINERGIA est fixée à 60 V. Les résultats de validation de l'émulateur avec l'onduleur de traction pour reproduire le courant instantané sont présentés par la Figure III.25. La simulation HiL est réalisée sur le cycle ECE. Les tests sont réalisés dans les mêmes conditions que l'émulateur précédent (SoC initial du module à 80%).

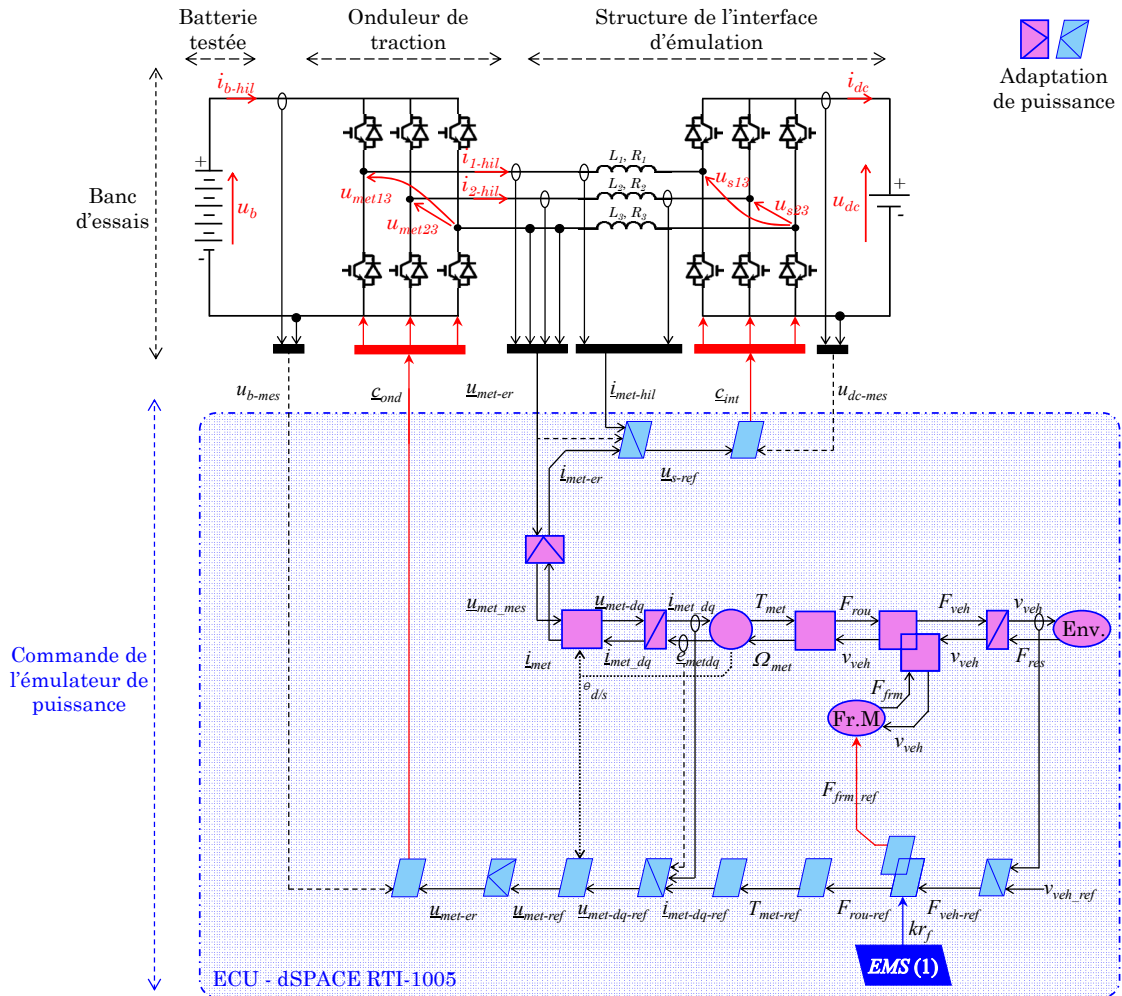


Figure III.23 : Structure et commande du dispositif expérimental

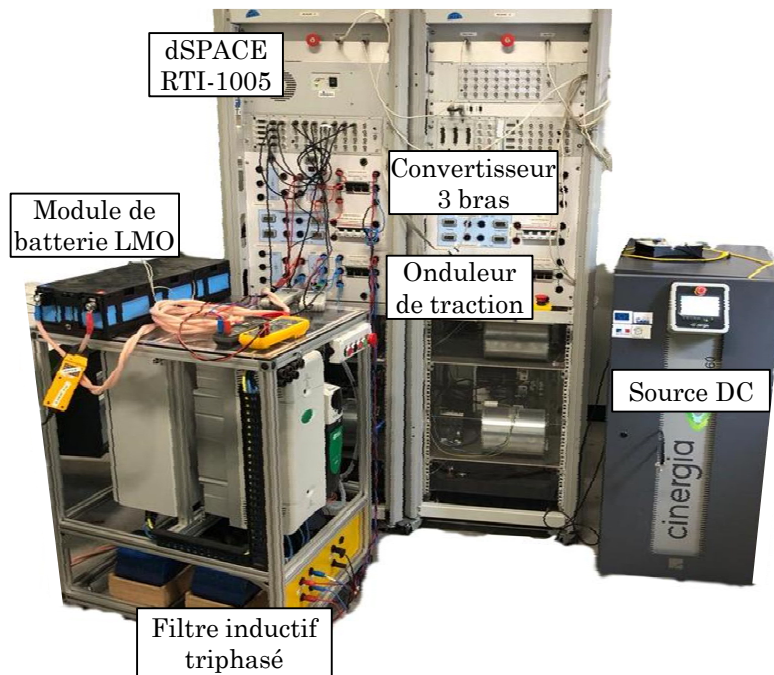


Figure III.24 : Dispositif expérimental avec l'onduleur de traction

Les courants simulés de la machine électrique sont bien reproduits par l'interface d'émulation avec quelques faibles ondulations (Figure III.25.a et b). Le courant de la batterie est bien reproduit par l'émulateur de puissance (Figure III.25.c). Une erreur moyenne de 2% est notée. La tension mesurée du module LMO testé (Figure III.25.d) et le SoC de la batterie (Figure III.25.e) estimés à partir du courant mesuré sont quasiment identiques à ceux de l'émulateur précédent.

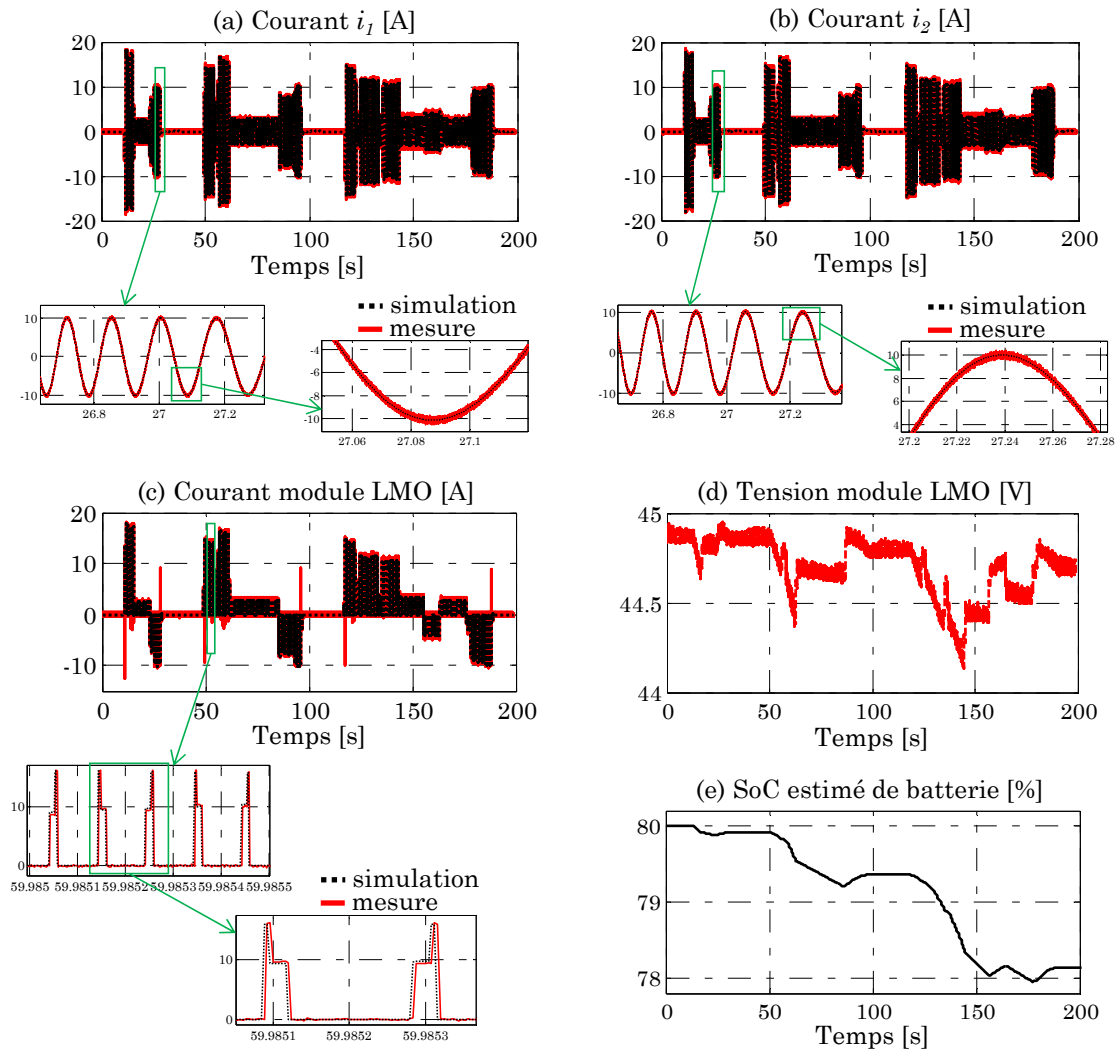


Figure III.25 : Résultats expérimentaux de l'émulateur de puissance

Cet émulateur de puissance avec l'onduleur de traction permet de reproduire avec une bonne précision le courant instantané dans la batterie. En effet, le courant instantané est reproduit avec les commutations de l'onduleur. Toutefois, l'implication de l'onduleur dans l'émulateur de puissance n'est pas judicieuse pour tester uniquement la batterie. Le développement d'un émulateur de puissance avec un convertisseur, différent de l'onduleur de traction, moins coûteux et plus flexible, pour reproduire le courant instantané afin de tester uniquement la batterie peut avoir un intérêt.

III.3 - Emulateur avec convertisseur réduit pour reproduire le courant instantané

L'objectif est de reproduire le courant instantané de la batterie sans inclure l'onduleur de traction dans l'ému­lateur de puissance.

Comme les ému­lateurs de puissance précédents, dans le développement de cet ému­lateur de puissance, nous assumons que le véhicule fonctionne en mode tout électrique. La REM du véhicule est la même que celle des ému­lateurs précédents (cf. Figure III.1). Toutefois, contrairement à l'ému­lateur avec l'onduleur, où la commande de l'onduleur délivre des fonctions de commutations, ici la commande en rapports de modulation (avec un modèle moyen de l'onduleur) sera suffisante pour le développement de l'ému­lateur de puissance envisagé. En effet, ici pour reproduire le courant instantané, il faut ému­ler l'onduleur de traction, la machine électrique et la transmission mécanique du véhicule.

Dans la première partie, l'identification de l'interface d'ému­lation est réalisée à l'aide de la REM. Ensuite, l'organisation de la simulation HiL est faite en utilisant la REM. Puis, la stratégie de commande de l'ému­lateur de puissance est détaillée. Enfin, la validation expérimentale de l'ému­lateur de puissance est présentée.

III.3.1 - Identification de l'interface d'ému­lation

L'identification de l'interface d'ému­lation pour reproduire le courant instantané repose sur la détermination du point de coupure fonctionnelle. Dans notre cas, le point de coupure fonctionnelle se situe entre batterie testée et l'onduleur (Figure III.26). Il faut donc une interface d'ému­lation contrôlée en courant. Les modèles de l'onduleur, de la machine électrique et de la transmission mécanique seront simulés en temps réel.

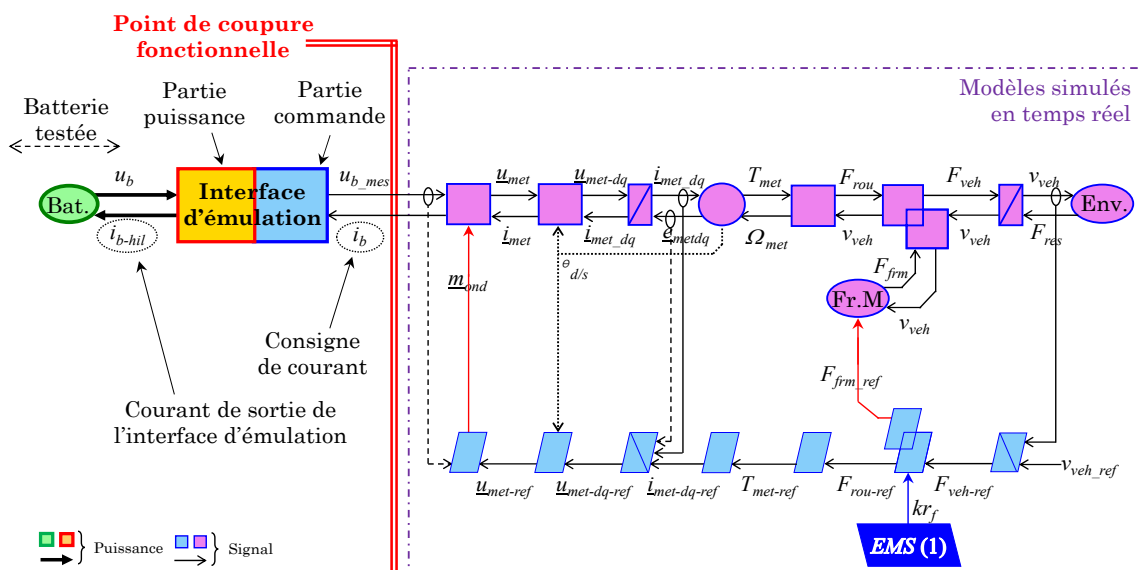


Figure III.26 : Coupure fonctionnelle pour une interface contrôlée en courant

L'interface d'émulation doit donc reproduire le courant côté DC de l'onduleur de (i_{ond}). La forme d'onde de ce courant est présentée dans la Figure III.27.

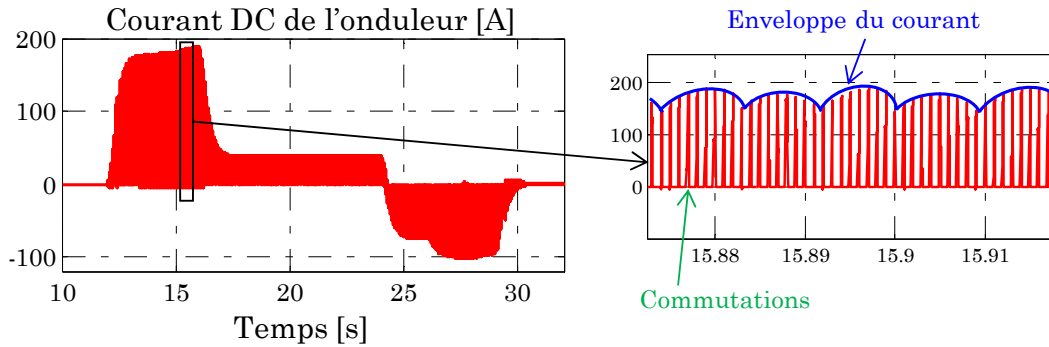


Figure III.27 : Courant côté DC de l'onduleur de traction

On peut remarquer que ce courant est continu et varie entre 0 et une amplitude variable au cours du temps (ici appelée enveloppe), selon les commutations de l'onduleur. Cette enveloppe est positive durant la phase de traction et négative en cas de freinage régénératif. En analysant ce courant, il peut être mathématiquement décomposé comme la multiplication de l'enveloppe et des commutations de l'onduleur (3.17).

$$i_{ond} = \text{Enveloppe du courant} \times \text{Commutations} \quad (3.17)$$

Cette décomposition permet de dire que l'interface doit fournir un courant qui a l'amplitude de l'enveloppe et qui est haché à une commutation équivalente à celles de l'onduleur. L'interface d'émulation doit donc être une source de courant continu contrôlée en courant. Un convertisseur DC-DC bidirectionnel avec un filtre inductif est utilisé comme interface d'émulation (Figure III.28).

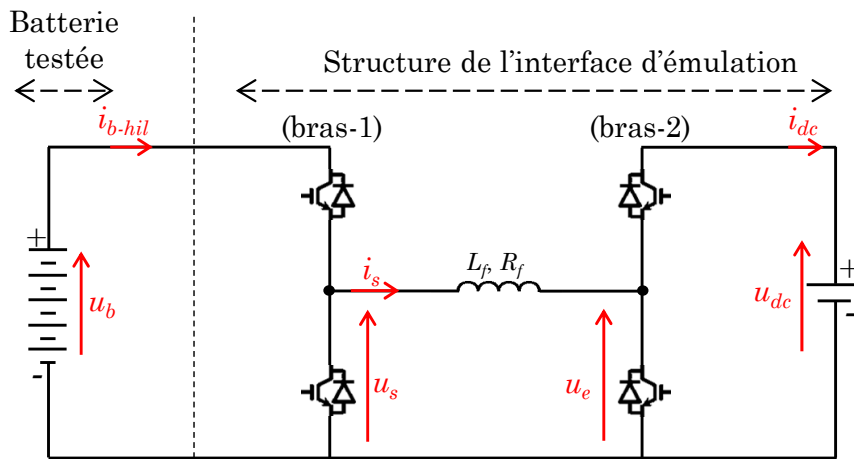


Figure III.28 : Interface d'émulation avec convertisseur DC-DC bidirectionnel

Ce convertisseur n'est pas inconnu dans la littérature scientifique [Caricchi 95]. En effet, plusieurs études ont montré l'intérêt d'un tel convertisseur dans le domaine des véhicules électrifiés, particulièrement pour améliorer la récupération

de l'énergie au freinage [Lai 07] [Khan 15] [Ehsani 18]. Toutefois, il ne semble pas avoir été utilisé pour le développement d'éémulateurs de puissance pour le test de batteries. Ce convertisseur particulier offre la possibilité d'avoir une commande du bras-1 indépendante de celle du bras-2. Dans notre cas, cela permettra de contrôler le courant dans l'inductance par le bras-2, et d'imposer les commutations désirées pour la commande du bras-1.

III.3.2 - Organisation de l'éémulateur de puissance

La modélisation de l'interface d'éémulation est réalisée afin d'organiser l'éémulateur de puissance. A la sortie du bras-1, la tension u_s et le courant éémulé côté DC de l'onduleur (i_{b-hil}) sont obtenus par la relation (3.18). Le bras-1 est représenté en REM comme un élément de conversion.

$$\begin{cases} u_s = c_{br1} u_b \\ i_{b-hil} = c_{br1} i_s \end{cases} \quad \text{avec } c_{br1} \text{ la fonction de commutation du bras-1} \quad (3.18)$$

Le filtre inductif est modélisé comme un élément d'accumulation avec son inductance (L_f) et sa résistance interne (R_f) (3.19). En REM, elle est représentée par un élément d'accumulation.

$$L_f \frac{di_s}{dt} = u_e - u_s - R_f i_s \quad (3.19)$$

Le modèle du bras-2 est fourni par la relation (3.20). Celui-ci est représenté en REM comme le bras-1.

$$\begin{cases} i_{dc} = c_{br2} i_s \\ u_e = c_{br2} u_{dc} \end{cases} \quad \text{avec } c_{br2} \text{ la fonction de commutation du bras-2} \quad (3.20)$$

La REM de l'éémulateur de puissance est présentée par la Figure III.29. Une mesure de la tension de la batterie est faite pour la simulation en temps réel du modèle de l'onduleur, de la machine électrique et de la transmission mécanique. En effet, celle-ci permet de piloter l'interface d'éémulation.

III.3.3 - Stratégie de commande de l'interface d'éémulation

La structure de commande de l'interface d'éémulation est obtenue directement par l'inversion de la REM (partie bleue de l'interface d'éémulation sur la Figure III.29). L'objectif est de reproduire le courant DC de l'onduleur. L'idée est de reproduire les commutations de l'onduleur de traction avec le bras-1 du convertisseur DC-DC (à partir de la consigne c_{br1}), et d'imposer l'enveloppe du courant DC de l'onduleur comme consigne de courant (i_{s-ref}) dans l'inductance (commande avec le bras-2). Une stratégie de commande est nécessaire pour transformer les commutations de l'onduleur en une consigne de commutation pour le bras-1, et déterminer l'enveloppe du courant côté DC de l'onduleur.

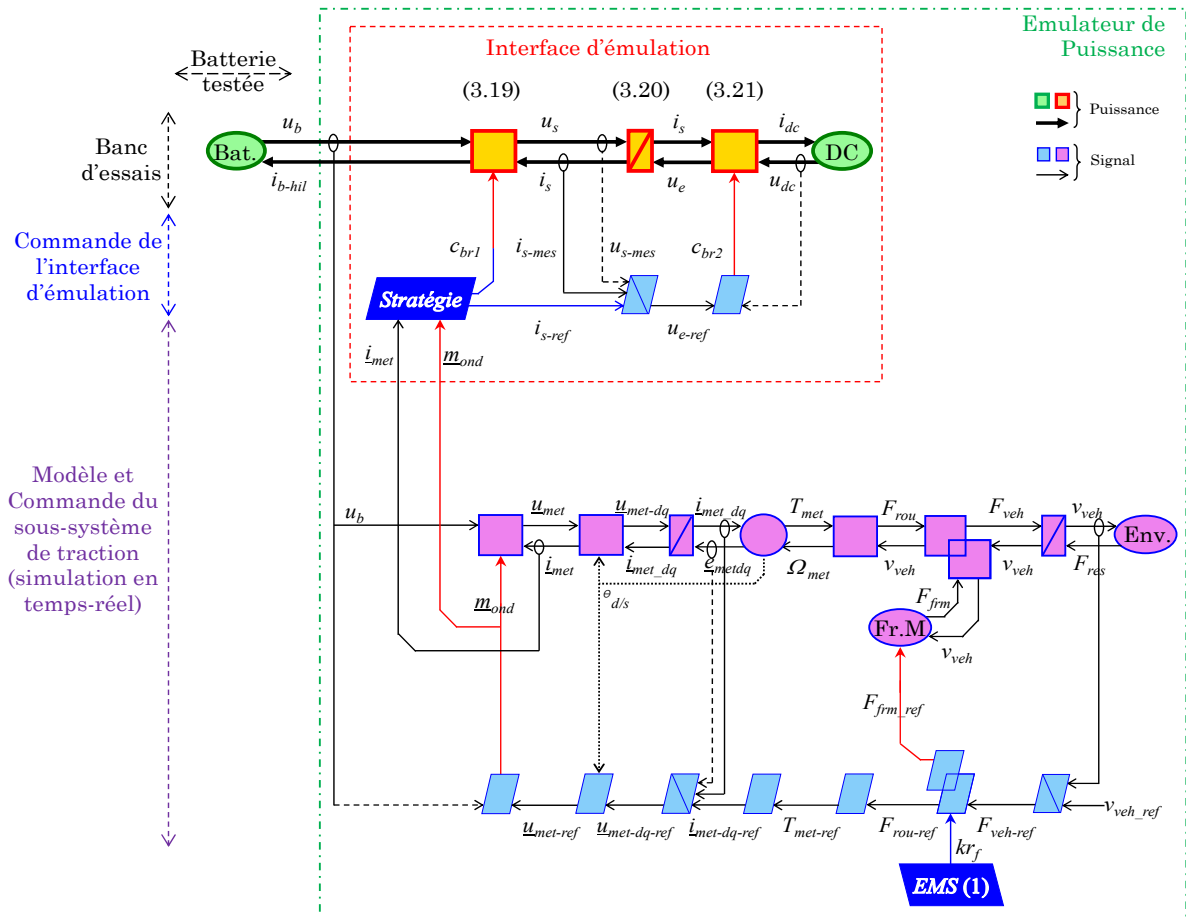


Figure III.29 : REM de l'émulateur avec le convertisseur DC-DC bidirectionnel

Stratégie pour déterminer l'enveloppe du courant DC de l'onduleur

La détermination de l'enveloppe du courant DC de l'onduleur est faite à partir de sa décomposition. En effet, le courant de l'onduleur peut être calculé en fonction des courants dans les deux phases de la machine électrique (i_1 et i_2) et les fonctions de commutations (c_{ond1} et c_{ond2}) de l'onduleur (3.21).

$$i_{ond} = c_{ond1} i_1 + c_{ond2} i_2 \quad (3.21)$$

Dans cette relation, si c_{ond2} est nulle est que c_{ond1} est égale à 1, alors le courant DC de l'onduleur est égal au courant i_1 . Et inversement, le courant DC de l'onduleur est égal à i_2 si c_{ond1} est nulle et que c_{ond2} est égale à 1. Et si les deux fonctions de commutations sont égales à 1, alors le courant DC de l'onduleur est égal au contraire du courant dans la troisième phase de la machine ($-i_3$), car la somme de i_1 et i_2 est égale à l'opposé de i_3 (3.22).

$$i_3 = -(i_1 + i_2) \quad (3.22)$$

Cela permet de conclure que l'amplitude du courant DC de l'onduleur est toujours liée à celle des courants dans les phases de la machine. La décomposition de ce courant en fonction des courants dans les phases de la machine électrique est

effectuée dans la Figure III.30. On peut remarquer qu'une fois sur deux l'amplitude du courant de l'onduleur est égale à celle d'un courant de phase, aussi une fois sur deux, cette amplitude est égale à l'opposé de l'amplitude (Figure III.30.a).

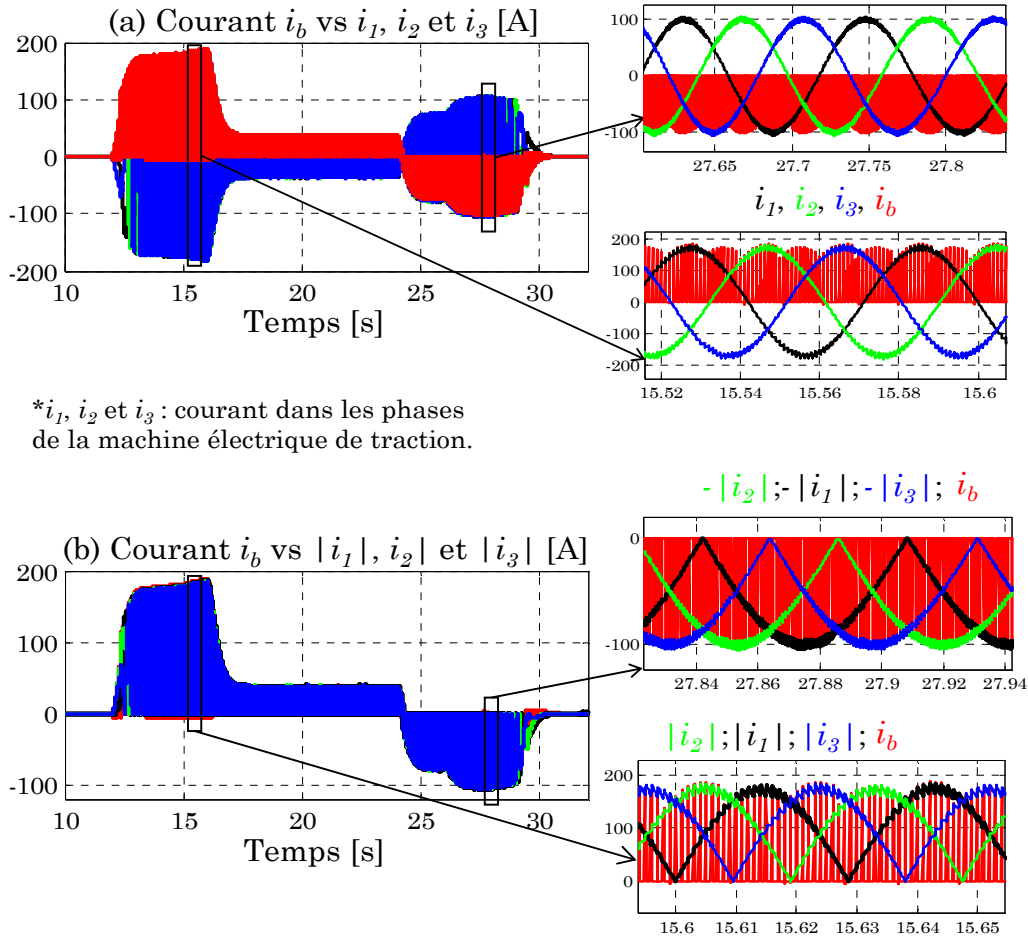


Figure III.30 : Décomposition de l'enveloppe du courant DC de l'onduleur

En traçant la valeur absolue des courants de la machine en phase de traction et l'opposée de cette valeur absolue en freinage, on peut remarquer que l'enveloppe du courant de l'onduleur peut être déterminée (Figure III.30.b). En effet, cette enveloppe ($E(i_{ond})$) est égale au maximum des valeurs absolues des courants de phase de la machine électrique en phase de traction, et au minimum de l'opposé de ces valeurs absolues (3.23).

$$E(i_{ond}) = \begin{cases} \max \{|i_1|; |i_2|; |i_3|\} & \text{si } T_{met-ref} \geq 0 \\ \min \{-|i_1|; -|i_2|; -|i_3|\} & \text{si } T_{met-ref} \leq 0 \end{cases} \quad (3.23)$$

L'algorithme de la Figure III.31 décrit la détermination de l'enveloppe du courant DC de l'onduleur. L'enveloppe du courant est comparée au courant DC de l'onduleur dans la Figure III.32. On peut remarquer que l'enveloppe correspond bien à l'amplitude du courant DC de l'onduleur. Cette enveloppe sera donc la consigne de courant (i_{s-ref}) pour contrôler le courant (i_s) dans l'inductance.

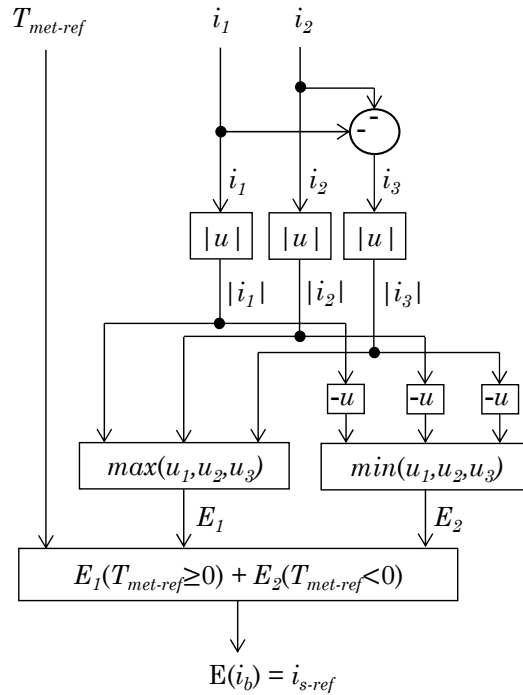


Figure III.31 : Algorithme pour la détermination de l'enveloppe du courant

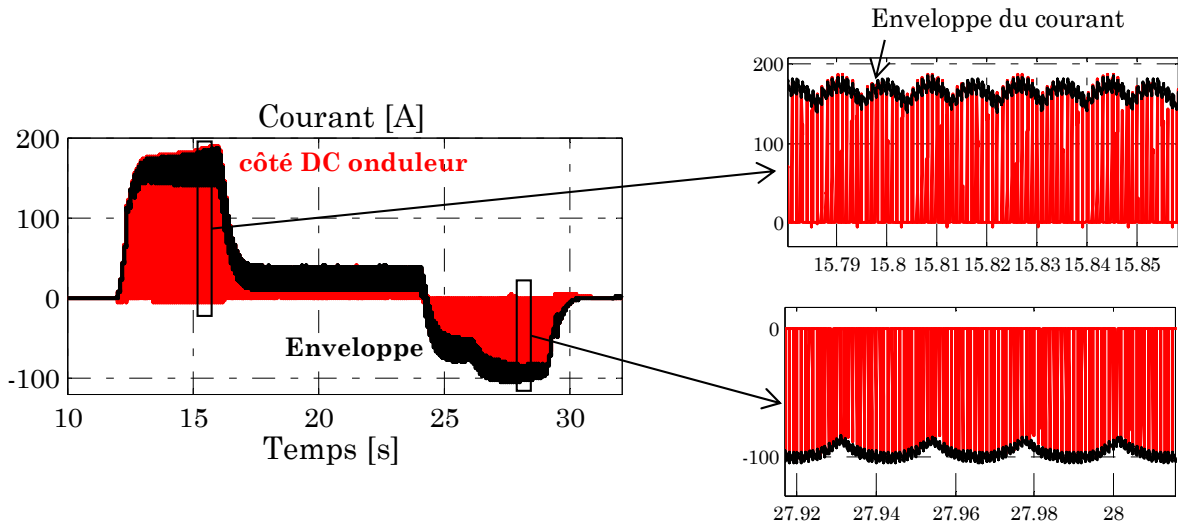


Figure III.32 : Enveloppe du courant DC de l'onduleur de traction

Stratégie pour reproduire les commutations de l'onduleur

L'onduleur étant composé de trois bras, les commutations individuelles de chaque bras ne sont pas reproductibles par un bras du convertisseur DC-DC bidirectionnel de l'interface d'émulation. Toutefois, le résultat de toutes ces commutations peut être extrait à partir du courant de DC de l'onduleur. En effet, une fonction de commutations équivalente de l'onduleur (c_{br1}) est définie par la relation (3.24). Cependant, il est nécessaire de recalculer le courant (i_{ond}) à partir des courants dans les phases de la machine et des rapports de modulation de l'onduleur pour garder

un modèle en valeur moyenne de celui-ci dans la simulation temps réel. Le schéma bloc présenté par la Figure III.33 permet de déterminer les commutations du bras-1 pour reproduire les commutations de l'onduleur. La fonction de commutation du bras-1 issue de ce calcul est présentée par la Figure III.34.

$$c_{br1} = \begin{cases} 1 & \text{si } i_b \neq 0 \\ 0 & \text{si } i_b = 0 \end{cases} \quad (3.24)$$

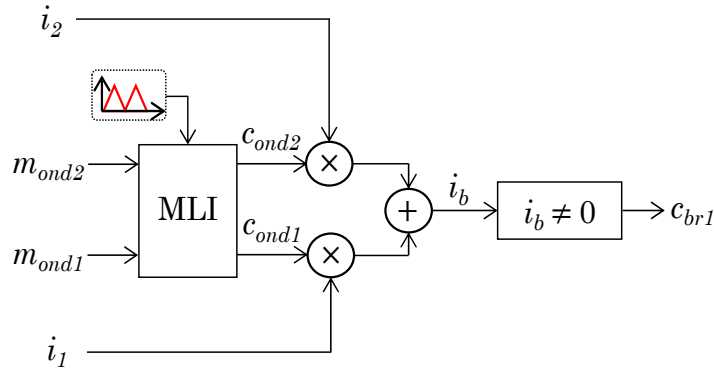


Figure III.33 : Schéma bloc pour calculer les commutations du bras-1

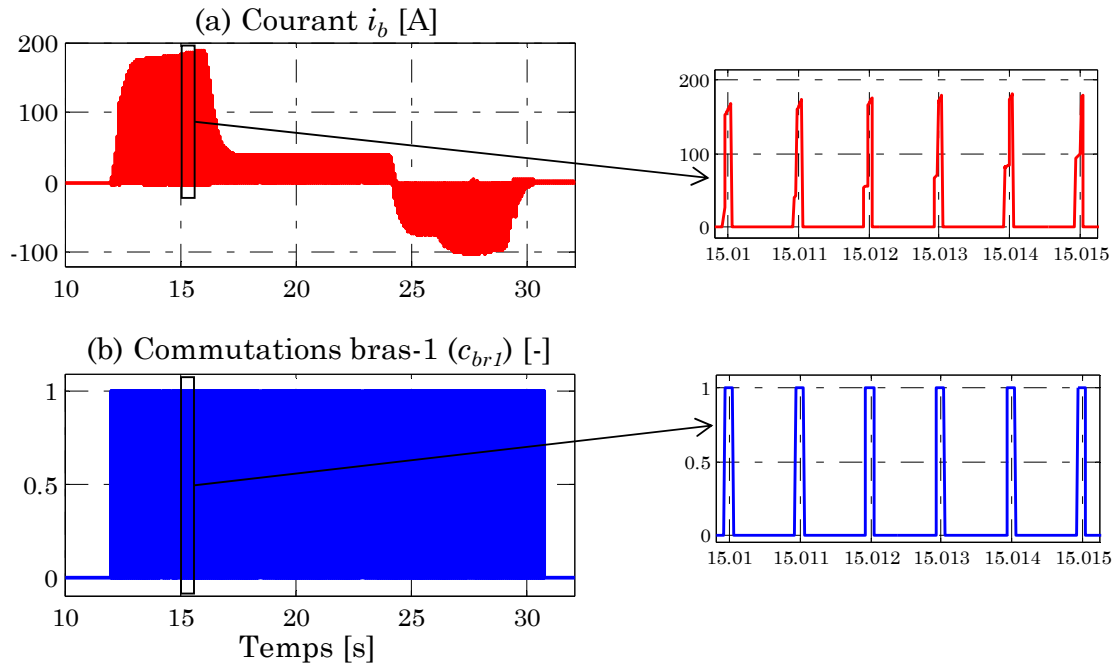


Figure III.34 : Fonction de commutation du bras-1 du convertisseur DC-DC

Asservissement du courant dans l'inductance (i_s)

L'asservissement du courant dans l'inductance de l'interface d'émulation est réalisé, avec un correcteur PI ($C_i(s)$) (3.25).

$$u_{e-ref} = u_s + C_i(s) \left(i_{s-ref} - i_s \right) \quad (3.25)$$

La tension de référence (u_{e-ref}) ainsi définie permet de calculer la fonction de commutation du bras-2 du convertisseur DC-DC bidirectionnel (3.26). Toutefois, il est nécessaire de bien définir les paramètres du correcteur pour garantir la transparence de l'interface d'émulation.

$$c_{br2} = \text{MLI} \left(\frac{u_{e-ref}}{u_{dc-mes}} \right) \quad (3.26)$$

Le courant de référence (i_{s-ref}) de l'inductance est calculé à partir des courants dans les phases de la machine électrique. Or, la constante de temps en boucle fermée de ces courants est égale à 5,2 ms. Si dans la simulation temps réel, le modèle dynamique de la machine électrique est utilisé, alors la constante de temps de la boucle fermée de l'interface d'émulation doit être beaucoup plus rapide que celle des courants de la machine électrique (Figure III.35). Toutefois, comme un modèle moyen de l'onduleur est utilisé dans la simulation temps réel, les dynamiques de la machine électrique peuvent être négligées dans le modèle (déduction d'un modèle statique) pour être prises en compte dans l'interface d'émulation.

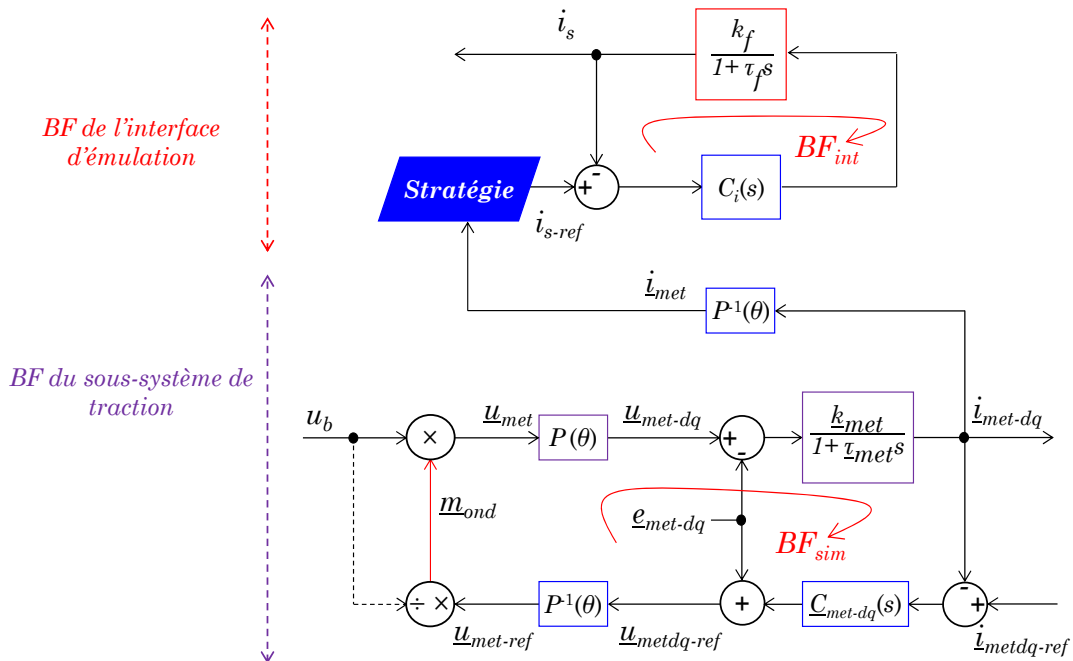


Figure III.35 : Boucle fermée de l'émulateur avec modèle dynamique de la MET

Ainsi, la constante de temps de la boucle fermée de l'interface d'émulation peut être fixée à 5,2 ms. De plus, la simulation temps réel peut tourner à un pas de calcul plus grand avec le modèle statique, ce qui permet de réduire le temps de calcul du modèle. Le modèle dynamique des enroulements de la machine électrique permettant de calculer les courants (i_{met-dq}) est écrit dans la relation (3.27).

$$\underline{L}_{dq} \frac{di_{met-dq}}{dt} = \underline{u}_{met-dq} - e_{met-dq} - \underline{R}_{dq} i_{met-dq} \quad (3.27)$$

Le modèle statique est déduit directement en considérant uniquement les pertes de la machine électrique via les résistances des enroulements (\underline{R}_{dq}) pour calculer les courants (\underline{i}_{met-dq}) (3.28).

$$\underline{R}_{dq} \underline{i}_{met-dq} = \underline{u}_{met-dq} - \underline{e}_{met-dq} \quad (3.28)$$

La boucle fermée de l'émuateur peut donc être simplifiée en supprimant la dynamique des courants de la machine électrique (Figure III.36). La Figure III.37 présente les résultats comparatifs entre le modèle dynamique et le modèle statique de la machine électrique.

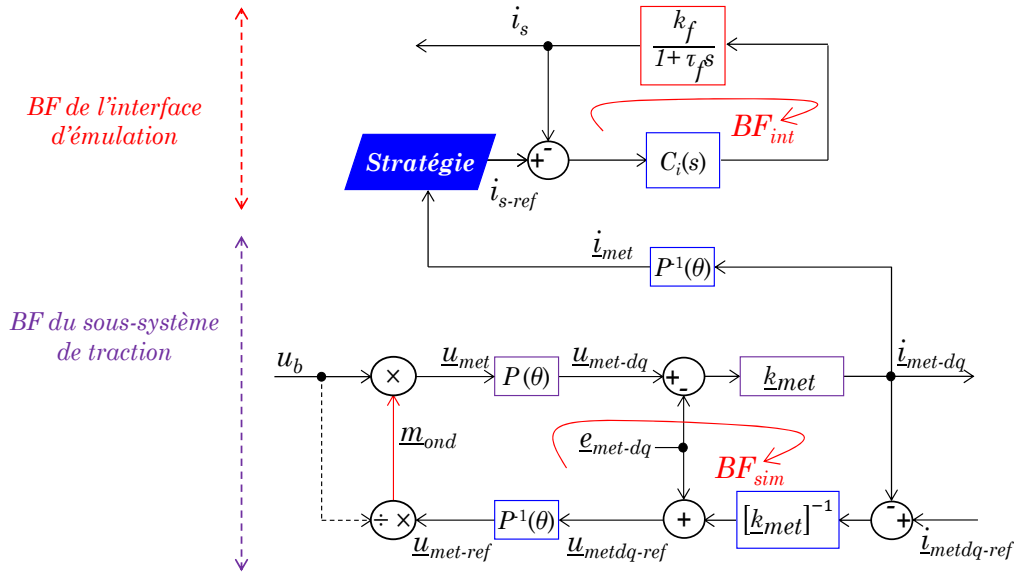


Figure III.36 : Boucle fermée de l'émuateur avec modèle statique de la MET

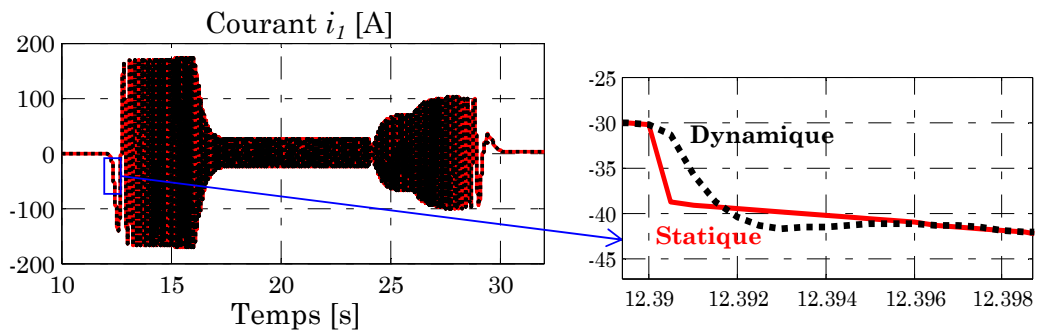


Figure III.37 : Comparaison modèles statique et dynamique de la MET

Les fonctions de transfert en boucle ouverte et en boucle fermée, et la fonction de sensibilité de l'émuateur de puissance peuvent être écrites en fonction des paramètres de l'interface d'émulation (3.29) – (3.31).

$$H_{bo-int}(s) = \frac{\frac{k'_p}{k'_i} s + 1}{\frac{\tau_f}{k'_i k_f} s^2 + \frac{1}{k'_i k_f} s} \quad (3.29)$$

$$H_{bf-int}(s) = \frac{\frac{k'_{p1}}{k'_{i1}} s + 1}{\frac{\tau_f}{k'_i k_f} s^2 + \frac{1}{k'_i k_f} s + 1} \quad (3.30)$$

$$S_{bf-hil}(s) = \frac{1}{1 + H_{bo-int}(s)} \quad (3.31)$$

L'analyse de l'émulateur en boucle ouverte montre une petite erreur en basse fréquence par rapport à la réponse fréquentielle du système émulé (Figure III.38.a).

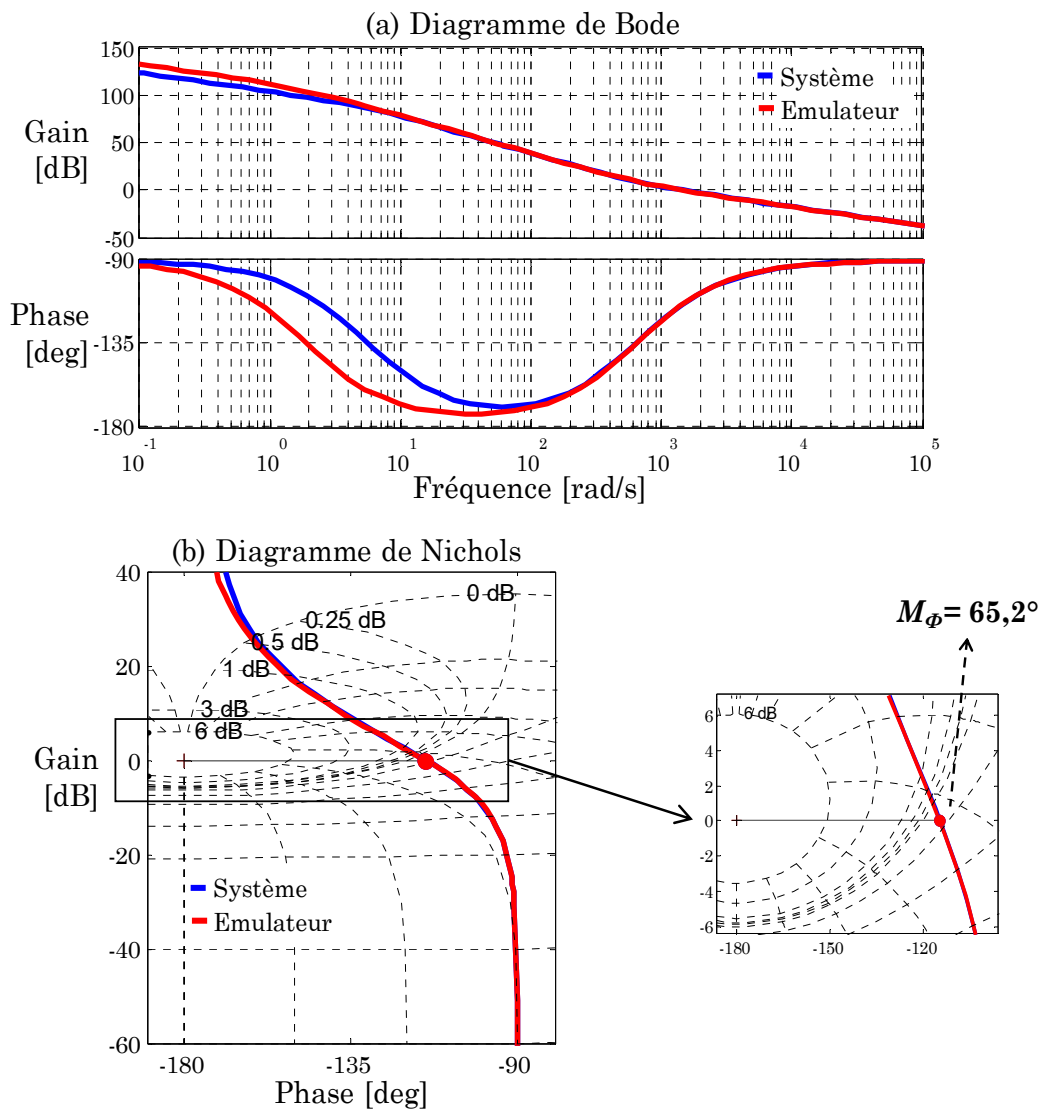


Figure III.38 : Diagramme de Bode de l'émulateur (en boucle ouverte)

Toutefois, cette erreur n'affecte pas la stabilité de l'émulateur car ses marges de stabilité sont identiques à celle du systèmes émulé (Figure III.38.b). En boucle fermée, l'émulateur se comporte de la même manière que le système émulé (Figure III.39.a). La bande passante de l'émulateur est de 6003 rad/s (Figure III.39.b).

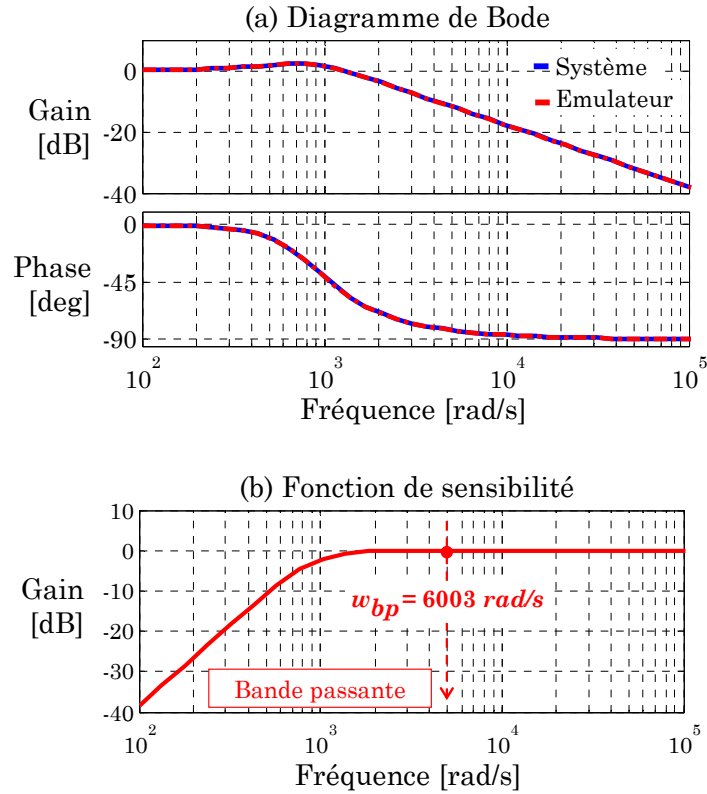


Figure III.39 : Analyse de l'émulateur en boucle fermée

III.3.4 - Validation expérimentale de l'émulateur

La structure du dispositif expérimental est présentée par la Figure III.40. La carte électronique dSPACE-1005 est utilisée pour la commande de l'émulateur de puissance. Cinq capteurs sont utilisés : trois capteurs de tension pour la batterie, la tension de sortie du bras-1 et la source DC, deux capteurs de courants pour la batterie et pour l'inductance. La même adaptation de puissance que pour l'émulateur avec l'onduleur de traction est faite dans cette étude pour valider l'émulateur. Celui-ci est validé avec le même module de batterie LMO que les émulateurs précédents (Figure III.41). Les résultats de validation de l'émulateur avec le convertisseur DC-DC bidirectionnel pour reproduire le courant instantané sont présentés par la Figure III.42.

La simulation HiL est réalisée sur le cycle ECE. L'enveloppe du courant est bien reproduite dans l'inductance de l'interface d'émulation avec quelques ondulations (Figure III.42.a). Le courant instantané de la batterie est ainsi reproduit à partir de cette enveloppe et des commutations du bras-1 (Figure III.42.b). Un premier zoom permet de constater la crête périodique des courants dans les phases de la machine électrique. Globalement, l'émulateur reproduit bien le courant de la batterie ① et ②. Toutefois, lorsqu'il y a intersection de deux courants de phase, l'émulateur ne peut pas reproduire cet effet ③. L'erreur moyenne entre le courant reproduit par l'émulateur et celui de la simulation du véhicule est de 5 %.

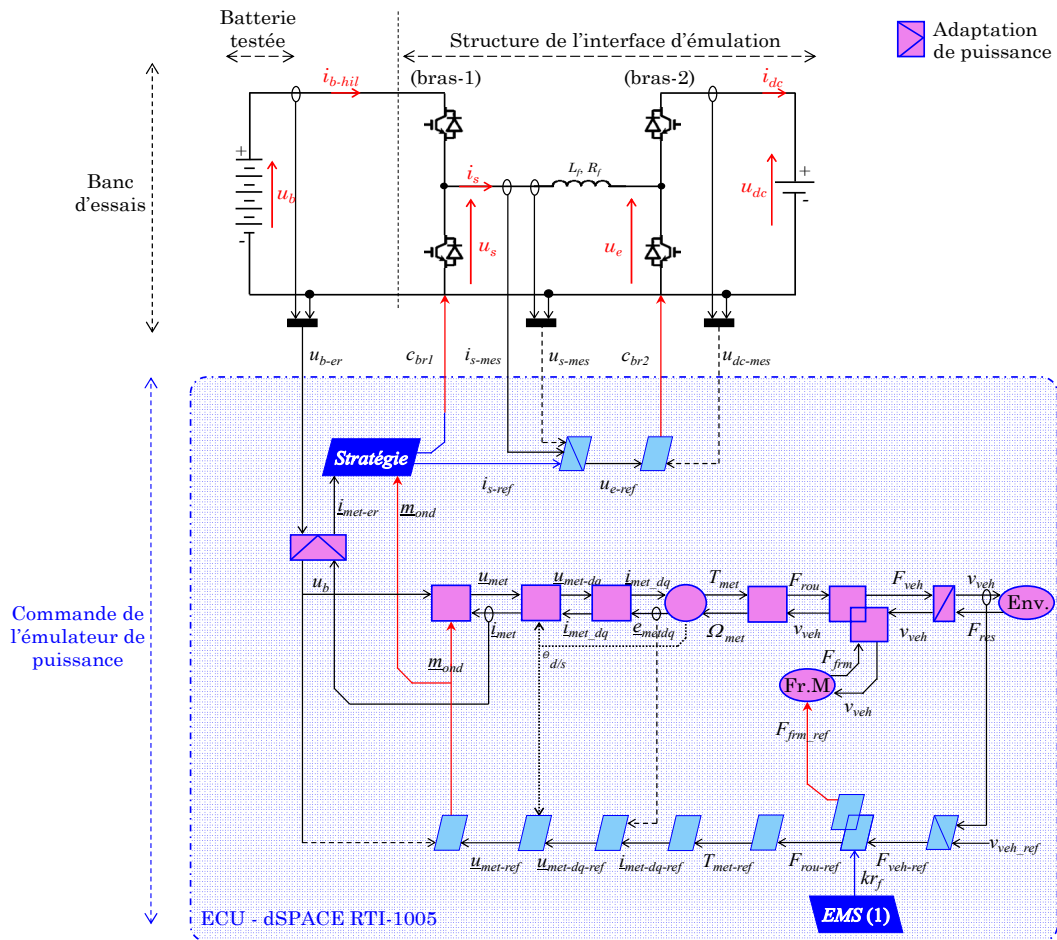


Figure III.40 : Structure et commande du dispositif expérimental

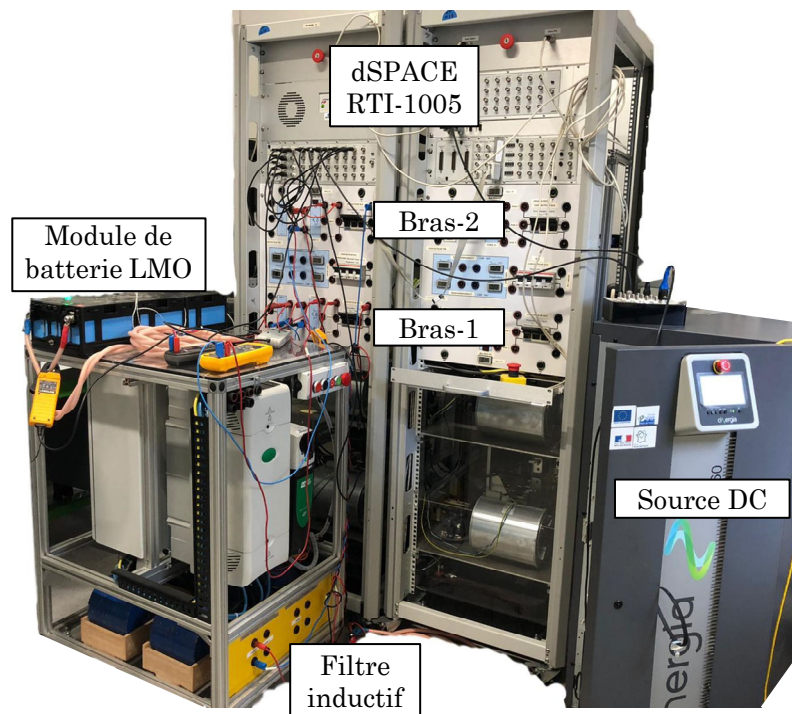


Figure III.41 : Dispositif expérimental avec le convertisseur DC-DC

Cet émulateur de puissance avec le convertisseur DC-DC bidirectionnel n'est certainement pas aussi précis que celui avec l'onduleur de traction, mais permet de reproduire le courant de la batterie avec une précision suffisante. En effet, les fréquences et les amplitudes (ici en échelle réduite) du courant de la batterie sont bien reproduites. Toutefois, les limites physiques de cet émulateur font que les intersections des courants dans les phases de la machine électrique de traction ne peuvent être reproduites. Malgré cette contrainte, en termes de compromis coût, précision et flexibilité, il est plus avantageux pour reproduire le courant instantané de la batterie que l'émulateur avec l'onduleur de traction.

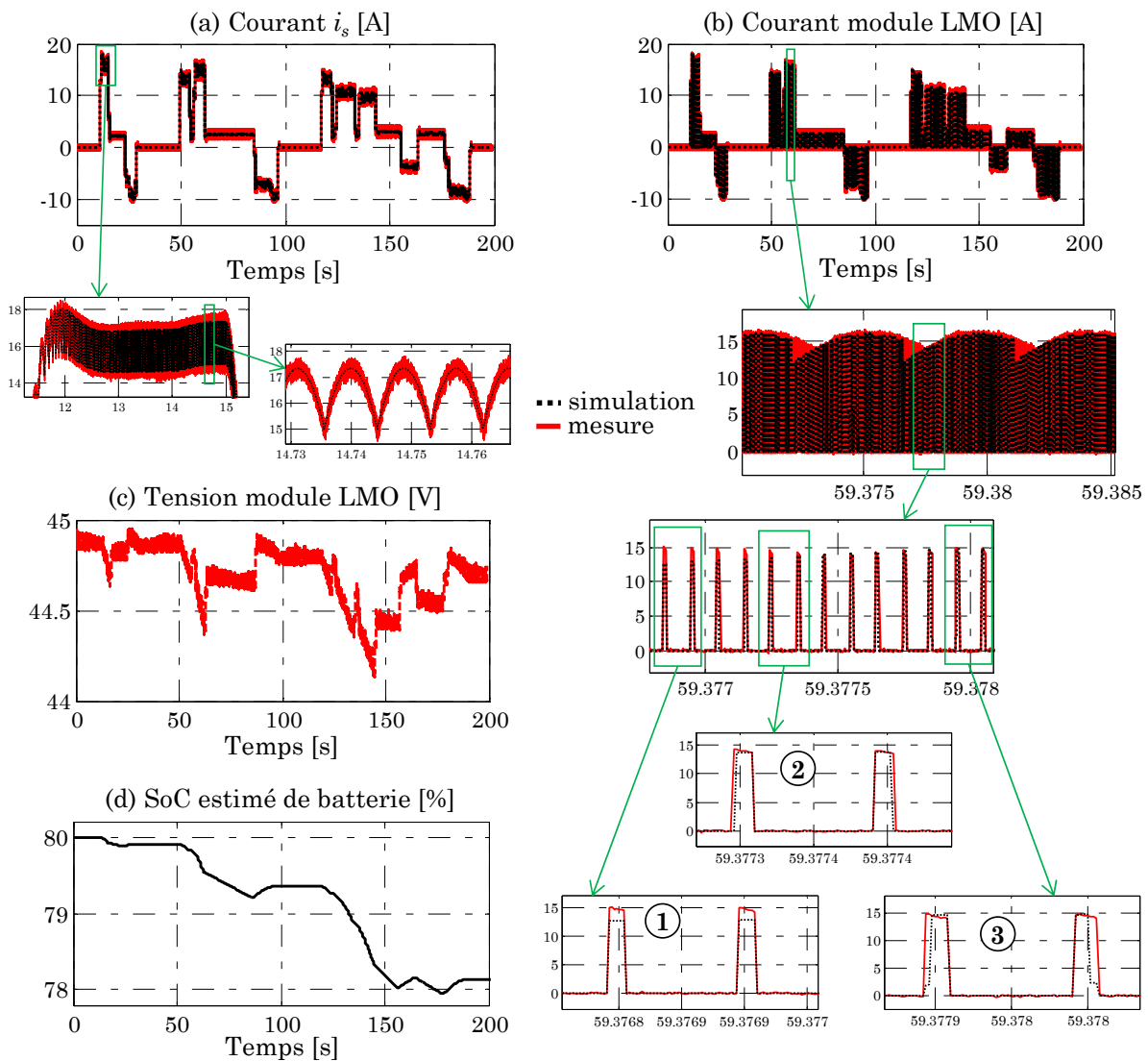


Figure III.42 : Résultats expérimentaux de l'émulateur de puissance

III.4 - Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, la méthodologie d'émulation proposée a été appliquée pour tester la batterie du véhicule hybride série. La REM a été utilisée comme outil d'organisation des divers émulateurs développés. A partir de la représentation unifiée du véhicule hybride série, divers émulateurs de puissance ont été proposés pour le test de la batterie.

Le premier émulateur de puissance est bien connu de la littérature scientifique. En effet, il est utilisé pour reproduire le courant moyen de la batterie. Toutefois, dans notre étude, la granularité du modèle utilisé pour simuler le sous-système de traction a été définie de manière à avoir une dynamique de l'émulateur équivalente à celle du sous-système émulé. Cela a permis d'avoir un émulateur qui se comporte de la même manière que le sous-système de traction du véhicule. Une validation expérimentale de cet émulateur a été faite. Cependant, cet émulateur est limité, car il ne peut pas reproduire le courant instantané de la batterie.

Le deuxième émulateur de puissance utilise l'onduleur de l'entraînement électrique de traction pour reproduire le courant instantané de la batterie. Un filtre inductif triphasé est utilisé pour reproduire le courant dans les phases de la machine électrique de traction. Une méthode expérimentale a permis de définir les performances dynamiques requises de l'interface d'émulation afin de garantir la précision de l'émulateur de puissance. Les résultats expérimentaux ont montré que cet émulateur permet de reproduire le courant instantané avec une bonne précision. Toutefois, l'utilisation de l'onduleur de traction n'est pas judicieuse pour tester uniquement la batterie. Au-delà du coût, cet émulateur n'est pas flexible.

Le troisième émulateur proposé introduit l'utilisation d'un convertisseur DC-DC bidirectionnel pour reproduire le courant instantané de la batterie. Ce convertisseur comporte deux bras de hacheurs avec une bobine. Une stratégie de commande spécifique à ce convertisseur a été définie. En effet, le premier bras a été commandé pour reproduire les commutations de l'onduleur de traction, et le deuxième bras a été utilisé pour contrôler l'amplitude du courant instantané de la batterie. Les résultats expérimentaux ont montré que cet émulateur permet de reproduire le courant instantané de la batterie avec une précision suffisante. Toutefois les limites physiques de cet émulateur font qu'il est impossible de reproduire certains comportements de l'onduleur de traction, principalement les intersections des courants de deux bras de l'onduleur. Malgré cette contrainte, cet émulateur présente un bon compromis en termes de coût, précision et flexibilité.

Le prochain chapitre présente l'application de la méthodologie pour le développement d'émulateurs permettant de tester les entraînements électriques.

Résumé du chapitre

L'objectif de ce chapitre est d'appliquer la méthodologie d'émulation pour le test d'entraînements électriques de véhicules électrifiés. Il se concentre sur le développement d'émulateurs afin de tester les entraînements électriques du véhicule hybride série dans un environnement proche du réel.

La première partie est consacrée à la synthèse des émulateurs avec et sans conflits d'association. Les différents émulateurs possibles en cas de conflit d'association sont introduits. La deuxième partie présente l'émulateur de puissance avec coupure en amont du conflit d'association pour le test de la génératrice. La troisième partie porte sur le développement de l'émulateur de puissance avec coupure en aval du conflit d'association pour le test de la génératrice.

Sommaire du chapitre

IV.1 - Conflit d'association & synthèse des émulateurs de puissance	113
IV.1.1 - Approche classique sans considération du conflit d'association	114
IV.1.2 - Positionnement du problème lié au conflit d'association	116
IV.1.3 - Synthèse des divers émulateurs possibles avec le conflit d'association	118
IV.2 - Emulateur de puissance avec coupure en amont du conflit d'association	120
IV.2.1 - Organisation de l'émulateur pour le test de la génératrice	120
IV.2.2 - Commande en vitesse avec un "retour direct"	122
IV.2.3 - Commande en vitesse : "retour direct" & "anticipation" d'inversion	126
IV.2.4 - Validation expérimentale de l'émulateur de puissance	130
IV.3 - Emulateur de puissance avec coupure en aval du conflit d'association	133
IV.3.1 - Organisation de l'émulateur pour le test de la génératrice	133
IV.3.2 - Commande en couple de l'interface d'émulation	133
IV.3.3 - Commande "adaptative" en couple de l'interface d'émulation	139
IV.3.4 - Validation expérimentale de l'émulateur de puissance	143
IV.4 - Conclusion du chapitre	146

IV.1 - Conflit d'association & synthèse des émulateurs de puissance

La phase de modélisation a montré les conflits d'association concernant le couplage mécanique de la machine électrique de traction à la transmission mécanique, aussi le couplage mécanique entre la génératrice et le moteur thermique. L'objectif de cette section est d'analyser l'impact de ces conflits d'association dans le développement des émulateurs de puissance mécanique pour tester les entraînements électriques du véhicule. Pour développer ces émulateurs, la REM du modèle dynamique du véhicule avec sa structure pratique de commande est considérée (Figure IV.1). La REM et la commande déduite des entraînements électriques sont simplifiées pour les considérer comme des convertisseurs électromécaniques. En effet, ils sont donc représentés par un pictogramme de conversion multi-domaine, avec le couple de référence en entrée de réglage. Cette représentation sera d'avantage simplifiée selon l'entraînement électrique testé. En effet, si l'objectif est de tester l'entraînement électrique de traction, alors l'émulateur de l'ensemble sous-système de génération et batterie sera considéré comme une source DC équivalente. A l'inverse, si l'objectif est de tester la génératrice, alors l'émulateur de l'ensemble sous-système de traction et batterie sera considéré comme une source DC équivalente.

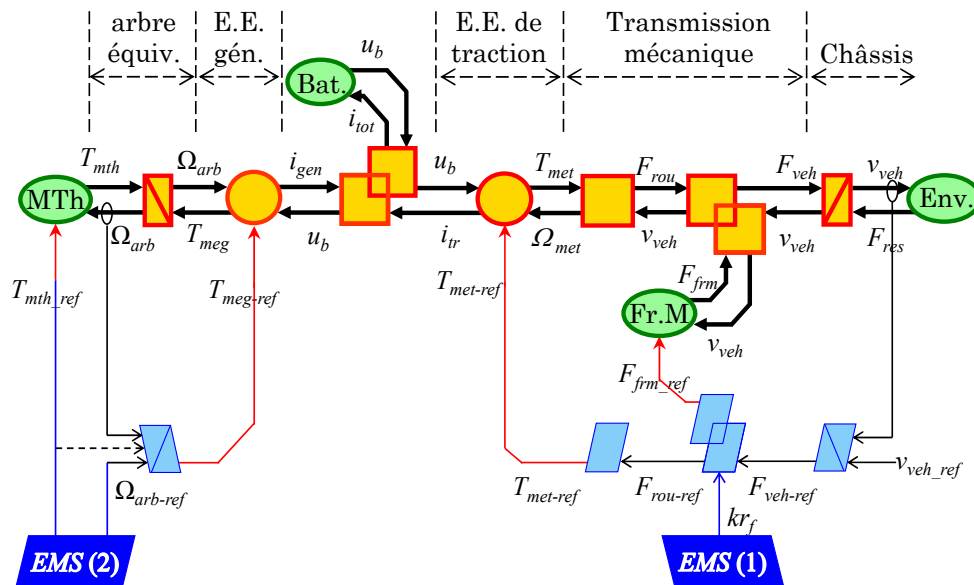


Figure IV.1 : REM simplifiée du véhicule pour test des entraînements électriques

Dans la première partie, l'approche de synthèse des émulateurs est détaillée lorsque les conflits d'association sont négligés pour les deux entraînements électriques. Dans la deuxième partie, le problème lié aux conflits d'association est analysé pour le test de la génératrice. Puis, la méthode de synthèse des émulateurs de puissance considérant les conflits d'association est détaillée.

IV.1.1 - Approche classique sans considération du conflit d'association

A l'image des émulateurs pour le test de la batterie, l'identification de l'interface d'émulation pour tester les entraînements électriques du véhicule nécessite la détermination d'un point de coupure fonctionnelle.

Approche classique pour tester l'entraînement électrique de traction

Pour l'entraînement électrique de traction, on peut négliger le conflit d'association en assumant que l'inertie de l'arbre mécanique de la machine électrique est négligeable devant la masse statique du véhicule. Dans ce cas la relation (4.1) permet de calculer la masse du véhicule. La REM du sous-système de traction ne change pas, seule la masse utilisée dans le pictogramme du châssis change. Le point de coupure fonctionnelle est fixé juste entre l'entraînement électrique et la transmission mécanique (Figure IV.2).

$$M_{veh} = M_0 + \left(\frac{4}{R_w}\right)^2 J_{wh} \quad (4.1)$$

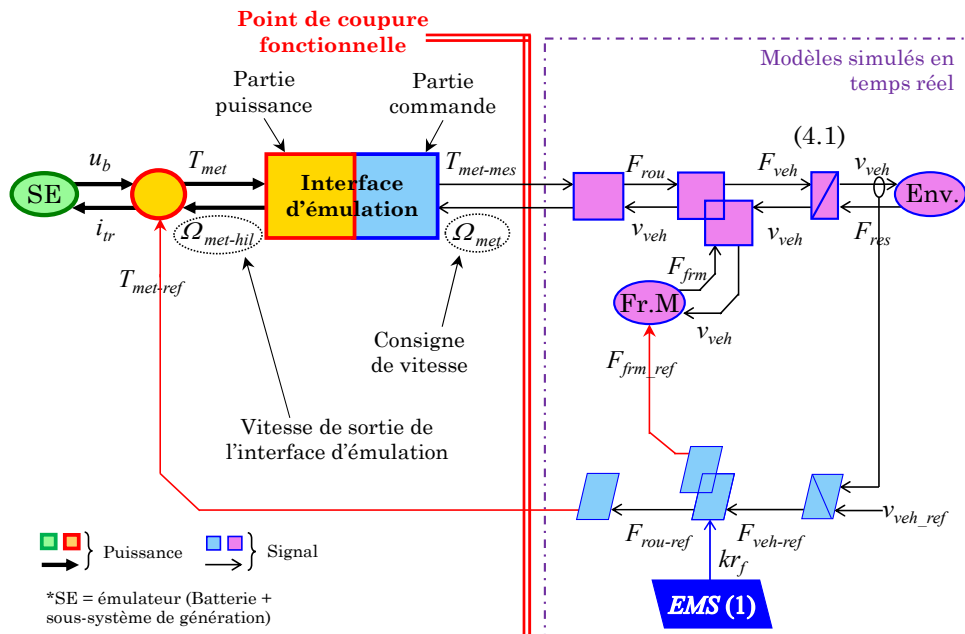


Figure IV.2 : Coupure fonctionnelle par la REM pour l'approche classique

Il est alors facilement visible qu'un entraînement électrique doit être utilisé pour reproduire la vitesse de la transmission mécanique (Figure IV.3). Celui-ci est contrôlé en vitesse à partir du modèle de la transmission mécanique du véhicule [Letrouvé 13b] [Edrington 15] [Maroufian 18] [Etzold 19] [Zhao 19] [Zhu 19].

Il est nécessaire de souligner que pour l'entraînement électrique de traction, même si le conflit d'association est considéré (inertie de l'arbre non négligée), alors cela n'aurait eu aucun impact sur la structuration de l'interface d'émulation. La

commande de l'émulateur classique pour le test de l'entraînement électrique de traction et sa validation expérimentale sont détaillées en [Annexe I].

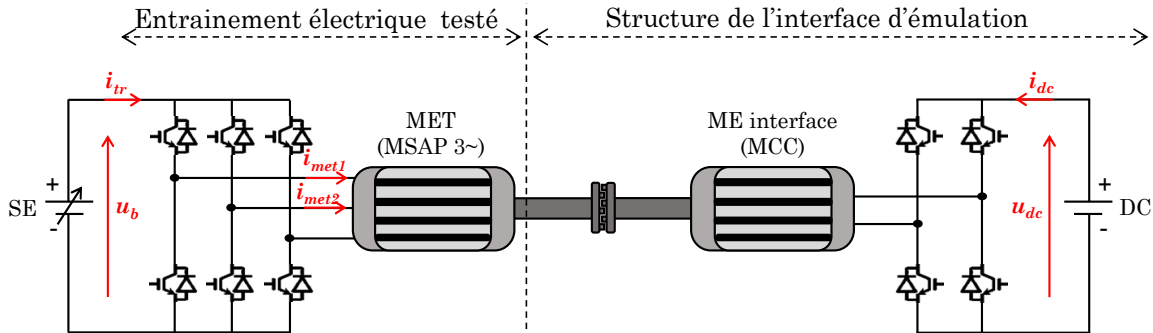


Figure IV.3 : Structure de l'interface d'émulation pour tester la MET

Approche classique pour tester la génératrice

L'inertie de l'arbre de la génératrice est (dans notre cas) environ dix fois inférieure à l'inertie de l'arbre mécanique du moteur thermique. On peut donc éviter le conflit d'association en négligeant l'inertie de l'arbre de la génératrice ainsi que ces coefficients de frottements. Dans ce cas la vitesse du sous-système de génération dépend uniquement de la somme des couples et de l'inertie du moteur thermique (4.2). La REM du sous-système de génération ne change pas, seul le modèle de l'arbre mécanique pour le calcul de la vitesse de rotation change. Le point de coupure fonctionnelle est donc fixé juste entre l'entraînement électrique et l'arbre mécanique (Figure IV.4).

$$J_{mth} \frac{d}{dt} \Omega_{arb} = T_{mth} - T_{meg} - f_{mth} \Omega_{arb} \quad (4.2)$$

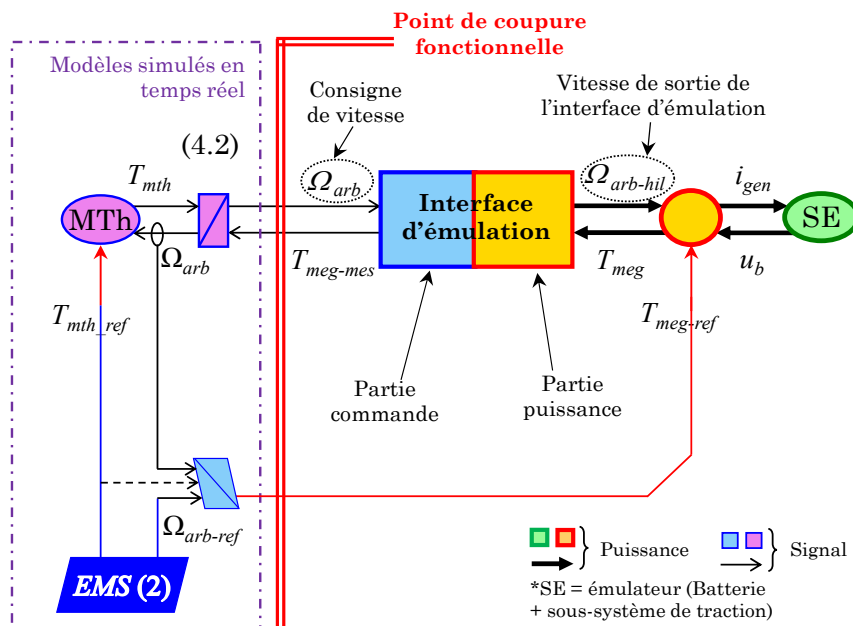


Figure IV.4 : Coupure fonctionnelle par la REM pour l'approche classique

Un entraînement électrique contrôlé en vitesse doit être utilisé comme interface d’émulation pour émuler le moteur thermique et son arbre (Figure IV.5). Contrairement à l’interface d’émulation pour le test de la machine électrique de traction, celle pour le test de la génératrice peut être impactée par le conflit d’association dans le cas où celui-ci est considéré. En effet, bien que la structure de l’interface d’émulation reste inchangée, sa commande n’est pas la même lorsque l’inertie de la génératrice n’est pas négligée.

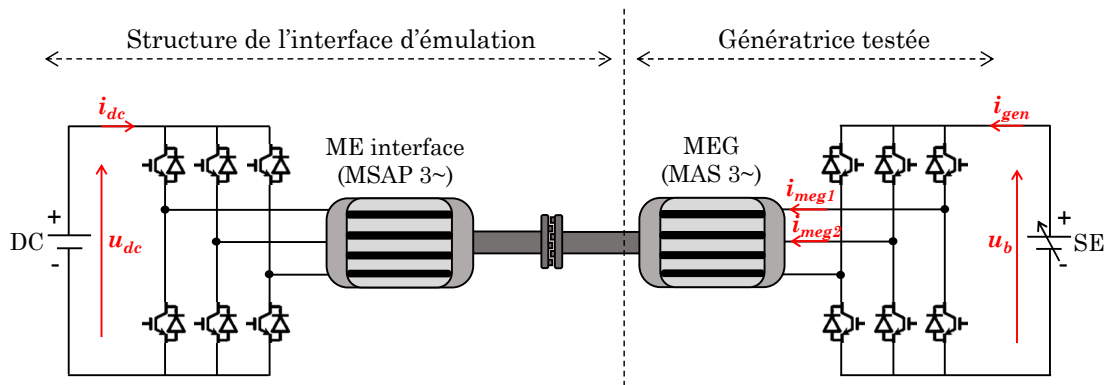


Figure IV.5 : Structure de l’interface d’émulation pour tester la génératrice

IV.1.2 - Positionnement du problème lié au conflit d’association

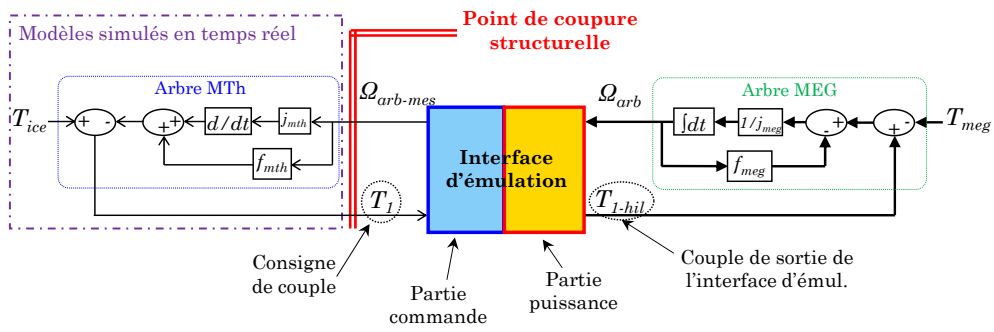
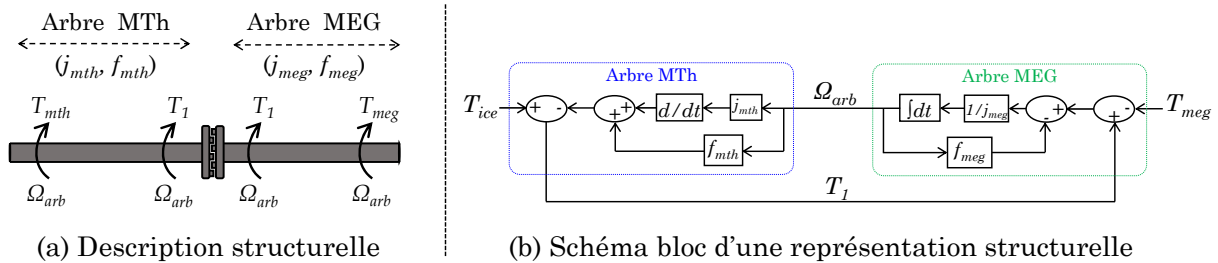
La structure du couplage mécanique entre le moteur thermique et la génératrice est présentée par la Figure IV.6.a. Dans une représentation structurelle classique, le modèle du premier arbre mécanique est en causalité dérivée et celui du deuxième arbre en causalité intégrale (Figure IV.6.b).

Ainsi, un solveur spécifique est utilisé pour résoudre le conflit d’association dans le logiciel de simulation. Dans ce cas, pour tester la génératrice, il est possible de couper le lien tout en respectant la structure globale du couplage mécanique. En effet, il suffit de couper entre les deux arbres mécaniques, exactement comme la structure du système (Figure IV.6.c). Les modèles du moteur thermique et de son arbre mécanique sont donc simulés en temps réel pour calculer la consigne de couple à envoyer à l’interface d’émulation. L’interface d’émulation est donc contrôlée en couple [Tong 14] [Nounou 18] [Hogan 19]. Toutefois, du fait de la causalité dérivée, la simulation temps réel est significativement lente. Ceci a un impact non négligeable sur les performances globales de l’émulateur de puissance.

Pour une représentation fonctionnelle causale (exemple de la REM), lorsque l’inertie de l’arbre mécanique de la génératrice n’est pas négligée, alors il y a un conflit d’association. La méthode de concaténation des inerties est utilisée pour la résolution de ce conflit (cf. Chap. II) via un arbre équivalent (Figure IV.7.a).

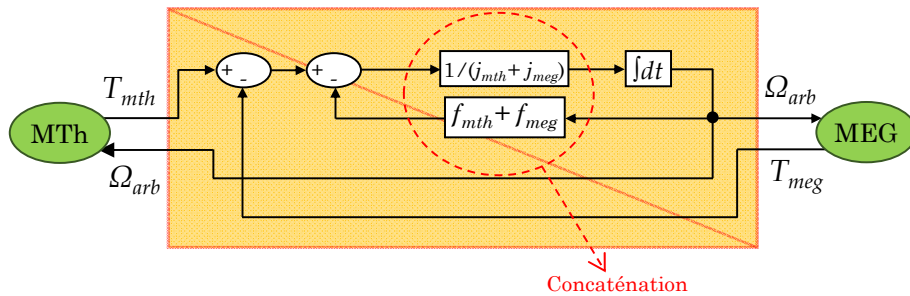
Dans ce cas, pour tester la génératrice, il est impossible de couper le lien tout en respectant la structure globale du couplage mécanique (Figure IV.7.c). En effet, il

est impossible de dissocier fonctionnellement l'arbre équivalent pour retrouver d'un côté et de l'autre les deux arbres. La coupure fonctionnelle n'est donc possible qu'en amont ou en aval de l'arbre équivalent. Une méthode est nécessaire pour faire la synthèse des divers émulateurs possibles.

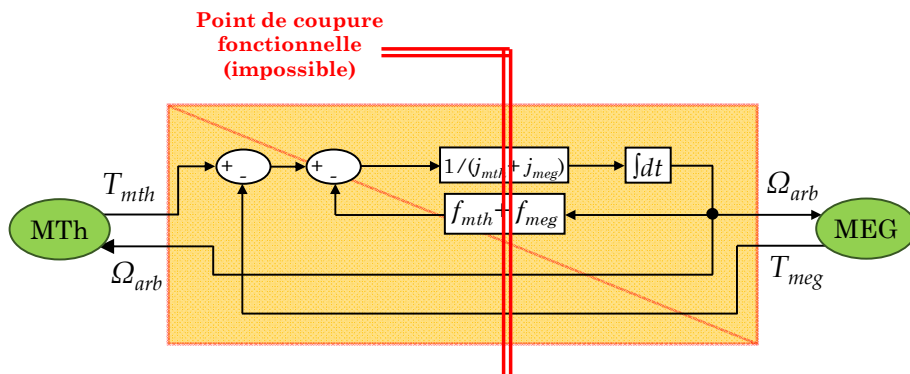


(c) Coupure structurelle pour le test de la génératrice

Figure IV.6 : Représentation structurelle du couplage mécanique



(a) Description fonctionnelle par la REM



(b) Coupure fonctionnelle de l'arbre équivalent (impossible)

Figure IV.7 : Représentation fonctionnelle causale du couplage mécanique

IV.1.3 - Synthèse des divers émulateurs possibles avec le conflit d'association

Deux émulateurs de puissances sont possibles. Le premier est développé à partir d'une coupure fonctionnelle en amont du conflit d'association. Le deuxième est obtenu avec une coupure fonctionnelle en aval du conflit d'association.

Coupure en amont du conflit d'association

Pour une coupure en amont du conflit d'association, on retrouve l'organisation l'émulateur de puissance obtenue dans l'approche classique (Figure IV.8). Les modèles du moteur thermique et de l'arbre équivalent (4.3) sont simulés en temps réel.

$$J_{arb} \frac{d}{dt} \Omega_{arb} = T_{mth} - T_{meg} - f_{arb} \Omega_{arb} \quad (4.3)$$

La vitesse ainsi calculée par le simulateur temps réel est envoyée en consigne à l'interface d'émulation. La commande en vitesse doit être bien faite pour permettre une transparence de l'interface d'émulation.

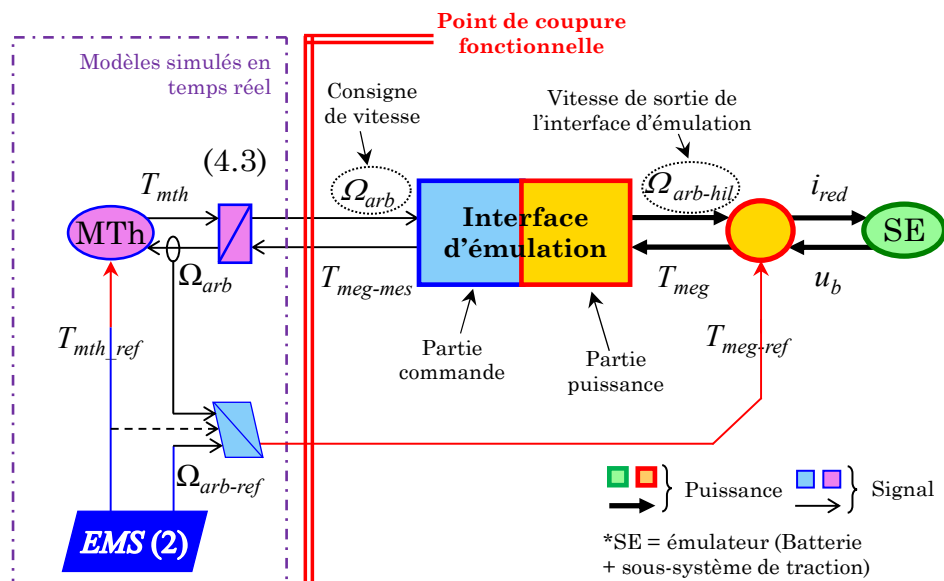


Figure IV.8 : Coupure fonctionnelle en amont du conflit d'association

Coupure en aval du conflit d'association

Pour une coupure en aval du conflit d'association, l'interface d'émulation doit reproduire le couple du moteur thermique (Figure IV.9). En effet, le modèle du moteur thermique est simulé en temps réel pour calculer la consigne de couple à envoyer à l'interface d'émulation.

La commande en couple de l'interface d'émulation est critique pour le bon fonctionnement de l'émulateur de puissance. En effet, particulièrement pour la coupure en aval du conflit d'association, l'arbre équivalent du banc d'essais et

différent de l'arbre équivalent entre la génératrice et le moteur thermique. L'inertie de la machine électrique d'interface est certainement différente de celle du moteur thermique, or le correcteur de vitesse dans la commande de l'arbre équivalent reste inchangé. Ce correcteur a été calculé selon les paramètres du sous-système de génération, et doit rester inchangé. Ceci est une propriété essentielle au développement de l'émulateur, car la commande testée doit être celle du système réel (ici c'est celle du sous-système de génération).

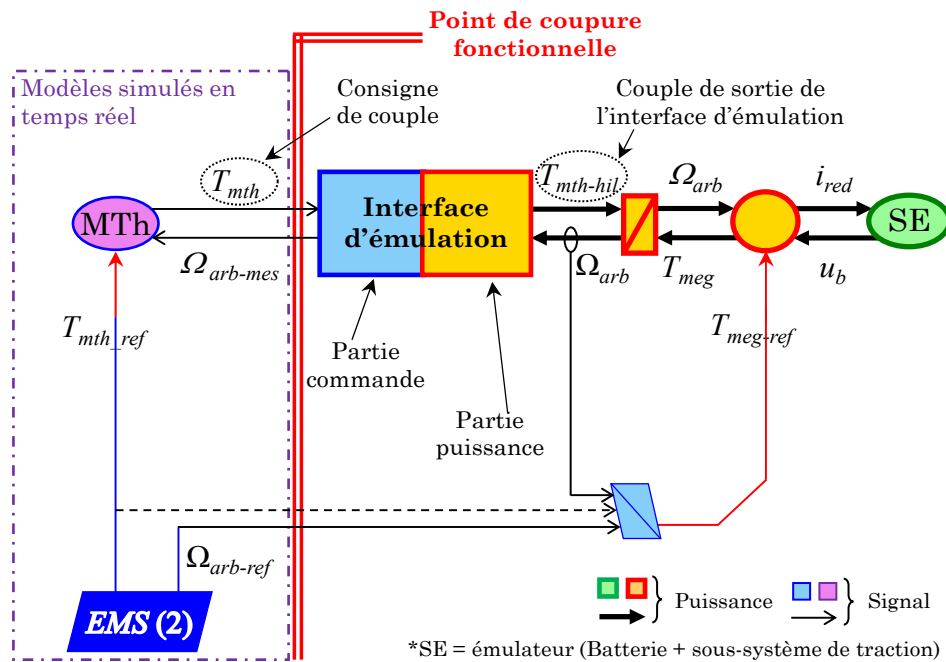


Figure IV.9 : Coupure fonctionnelle en aval du conflit d'association

IV.2 - Emulateur de puissance avec coupure en amont du conflit d'association

L'objectif de cette section est de développer l'émulateur de puissance résultant de la coupure fonctionnelle en amont du conflit d'association (cf. Figure IV.8) pour le test de la génératrice. Des techniques de commande sont étudiées pour identifier celle qui garantit les meilleures performances de l'émulateur de puissance.

La première partie est consacrée à l'organisation de l'émulateur de puissance par la REM afin d'élaborer sa commande. La deuxième partie présente l'étude de la commande en vitesse basée sur un "retour direct" avec un correcteur proportionnel intégral. Dans la troisième partie, une commande en vitesse avec le "retour direct" et une "anticipation" d'inversion est détaillée. Enfin, la validation expérimentale de l'émulateur de puissance est présentée.

IV.2.1 - Organisation de l'émulateur pour le test de la génératrice

La Figure IV.10 rappelle la structure du banc d'essais avec la génératrice testée et l'entraînement électrique d'interface. Dans cette étape, le modèle de l'entraînement électrique interface n'est pas détaillé. En effet, celle-ci est une machine synchrone à aimants permanents, son modèle est le même que celui de la machine électrique de traction (cf. § II.1). Les deux entraînements électriques sont connectés mécaniquement sur le même arbre. Un arbre équivalent est donc considéré pour calculer la vitesse du banc (4.4).

$$\frac{d}{dt}\Omega_{arb-hil} = \frac{1}{J_{hil}}(T_{ms} - T_{meg} - f_{hil}\Omega_{arb-hil}) \quad (4.4)$$

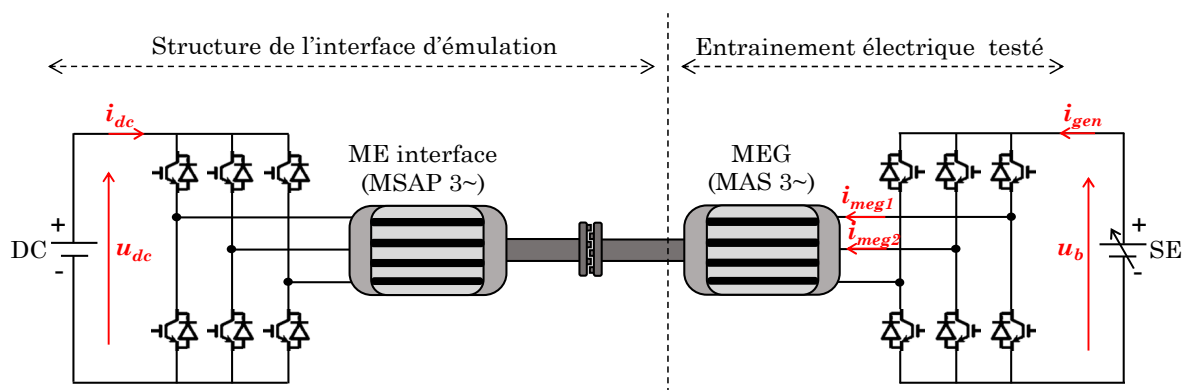


Figure IV.10 : Structure de l'interface d'émulation pour tester la MEG

La REM de l'émulateur de puissance est présentée par la Figure IV.11. Une mesure du couple de la génératrice doit être effectuée pour être envoyée au modèle simulé en temps réel.

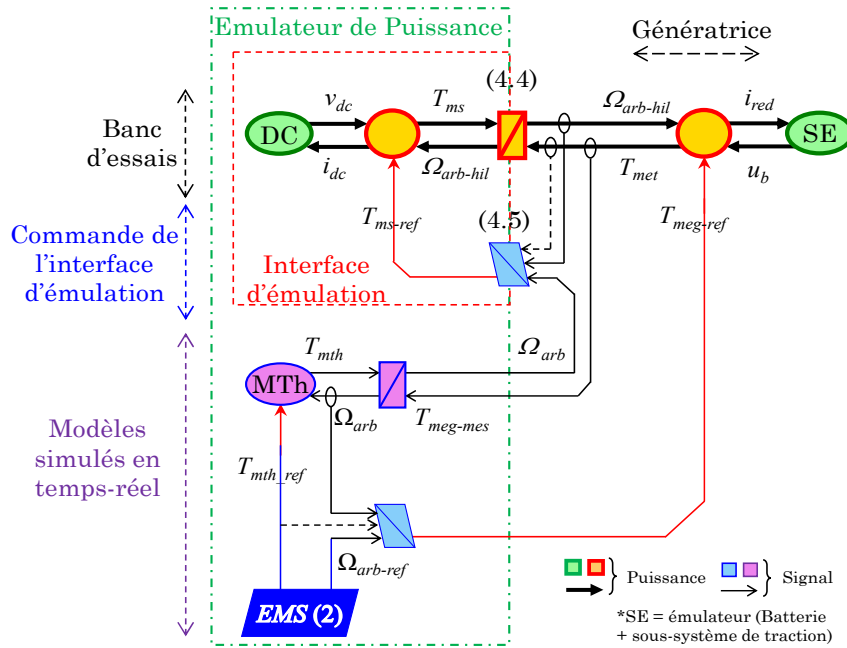


Figure IV.11 : REM de l'émulateur avec coupure en amont du conflit

L'interface d'émulation est donc commandée en vitesse. Pour cette commande, en plus de la question sur le temps de réponse en boucle fermée, une question sur la technique de commande qu'il faut adopter est importante. En effet, contrairement à la boucle de courant étudiée dans les émulateurs du chapitre précédent, une boucle de vitesse est beaucoup plus lente. Il est donc nécessaire, non seulement d'avoir un temps réponse adapté, mais également une technique de commande qui minimise au mieux l'erreur dynamique de l'interface d'émulation. Ainsi, différentes techniques de commande sont évaluées pour garantir une erreur minimale. Le schéma bloc unifié de la Figure IV.12 permet de tester les trois techniques de commande étudiées.

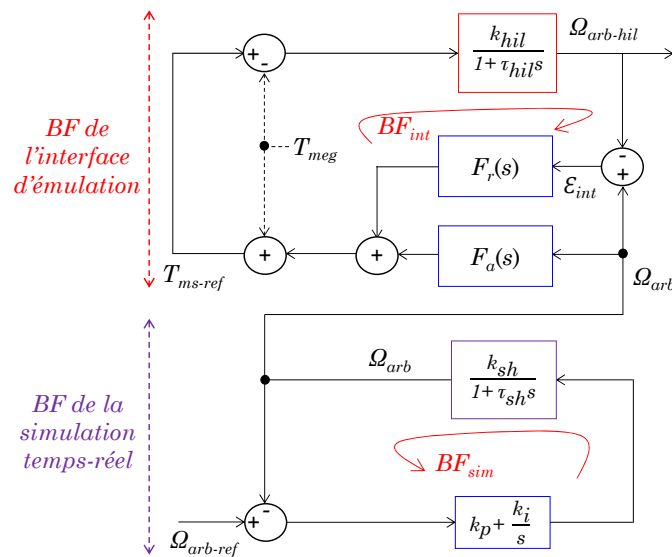


Figure IV.12 : Schéma bloc unifié de la boucle de l'émulateur de puissance

Les fonctions de retour $F_r(s)$ et d'anticipation $F_a(s)$ varient selon la technique de commande choisie. La consigne de couple de la machine électrique de l'interface d'émulation est calculée à partir de l'asservissement de la vitesse de rotation (4.5).

$$T_{ms-ref} = T_{meg-mes} + F_r(s) (\Omega_{arb} - \Omega_{arb-hil}) + F_a(s)\Omega_{arb} \quad (4.5)$$

IV.2.2 - Commande en vitesse avec un "retour direct"

Pour la commande avec un "retour direct", un correcteur PI est utilisé pour réaliser l'asservissement de vitesse de l'interface d'émulation. Dans ce cas les valeurs des fonctions de retour ($F_r(s)$) et d'anticipation ($F_a(s)$) sont fournies dans la relation (4.6). La boucle fermée de l'émulateur de puissance est simplifiée en fonction de ces valeurs de $F_r(s)$ et $F_a(s)$ (Figure IV.13).

$$\begin{cases} F_r(s) = k'_p + \frac{k'_i}{s} \\ F_a(s) = 0 \end{cases} \quad (4.6)$$

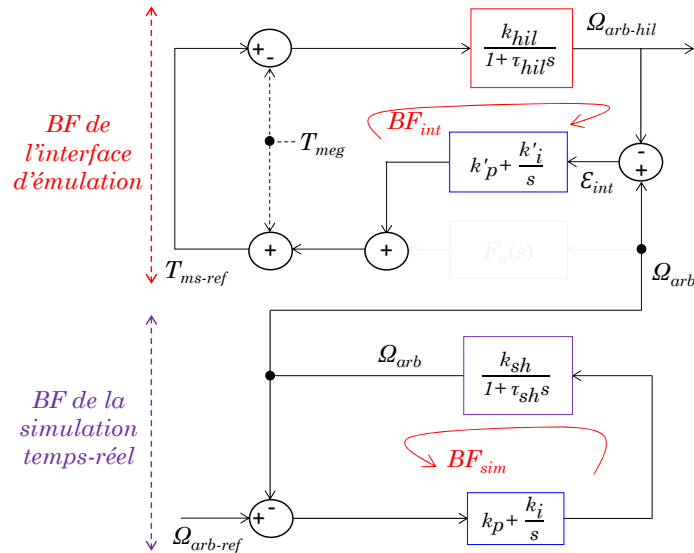


Figure IV.13 : Boucle fermée de l'émulateur avec "retour direct" (correcteur PI)

Le temps de réponse de la vitesse simulée est égal à 1 s en boucle fermée. Il est nécessaire de définir le temps de réponse, en boucle fermée, le mieux adapté pour l'interface d'émulation. La méthode expérimentale présentée dans la § III.2.3 est utilisée pour déterminer le temps de réponse de l'interface d'émulation [Pam 19b]. Cette étude est faite en évaluant les réponses temporelle et fréquentielle de l'émulateur en fonction de plusieurs temps de réponses préalablement choisis. Pour simplifier l'étude, trois temps de réponses seulement sont choisis ($tr_1 = \frac{tr_{sim}}{2}$; $tr_2 = \frac{tr_{sim}}{5}$ et $tr_3 = \frac{tr_{sim}}{10}$ où $tr_{sim} = 1$ s représente le temps de réponse de la boucle de simulation).

Analyse temporelle de l'émulateur de puissance

La réponse temporelle de la vitesse de l'interface d'émulation en fonction des trois temps de réponse choisis est présentée par la Figure IV.14.

Pour un temps de réponse de l'interface d'émulation en boucle fermée 10 fois inférieur à celui de la boucle de simulation, la réponse temporelle du système d'interface est trop rapide (Figure IV.14.a). Une saturation de l'accélération dynamique demandée est observée du fait des limitations physiques de l'interface d'émulation. L'erreur dynamique devient donc aussi importante qu'avec le temps de réponse tr_1 qui est long pour l'interface d'émulation (Figure IV.14.b). Le temps de réponse tr_2 est celui qui permet d'avoir la meilleure précision parmi les temps de réponse choisis.

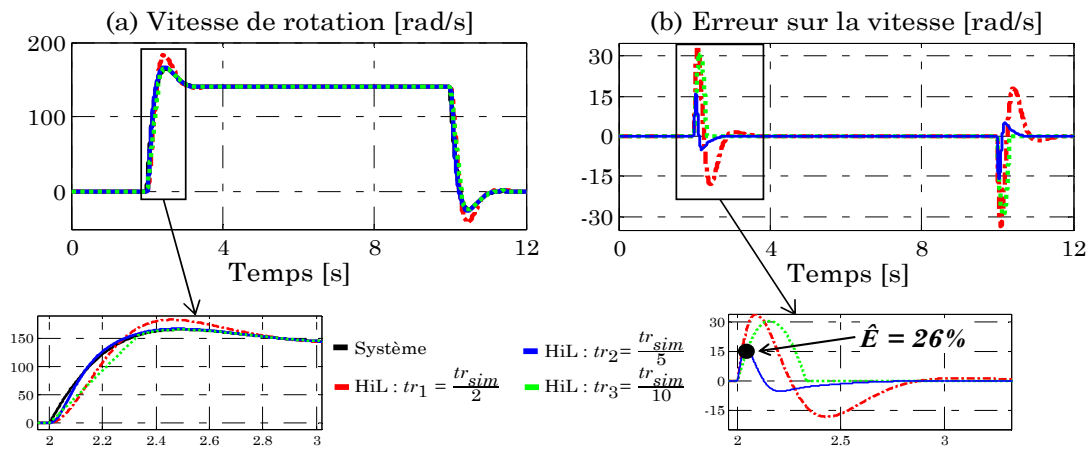


Figure IV.14 : Analyse temporelle de l'émulateur de puissance (vitesse Ω_{arb})

Analyse fréquentielle de l'émulateur de puissance

L'analyse fréquentielle est faite d'abord en boucle ouverte pour analyser les marges de stabilité, ensuite en boucle fermée pour évaluer la fiabilité de l'émulateur. La fonction de transfert en boucle ouverte de l'émulateur de puissance est une multiplication de la fonction de transfert en boucle fermée de la simulation et la fonction de transfert en boucle ouverte de l'interface d'émulation (4.7).

$$H_{bo-hil}(s) = H_{bf-sys}(s)H_{bo-int}(s) \quad (4.7)$$

La fonction de transfert en boucle fermée de la simulation et celle en boucle ouverte de l'interface d'émulation sont calculées par les relations (4.8) et (4.9).

$$H_{bf-sys}(s) = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{k_p k_{arb} + 1}{k_i k_{arb}} s + 1} \quad (4.8)$$

$$H_{bo-int}(s) = \frac{\frac{k'_p}{k'_i} s + 1}{\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{1}{k'_i k_{hil}} s} \quad (4.9)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte de l'émulateur de puissance peut dès lors être écrite en fonction des paramètres de la boucle de simulation et de l'interface d'émulation (4.10). La Figure IV.15 présente la réponse fréquentielle de l'émulateur de puissance en boucle ouverte en fonction des temps de réponses.

$$H_{bo-hil}(s) = \left(\frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{k_p k_{arb} + 1}{k_i k_{arb}} s + 1} \right) \left(\frac{\frac{k'_p}{k'_i} s + 1}{\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{1}{k'_i k_{hil}} s} \right) \quad (4.10)$$

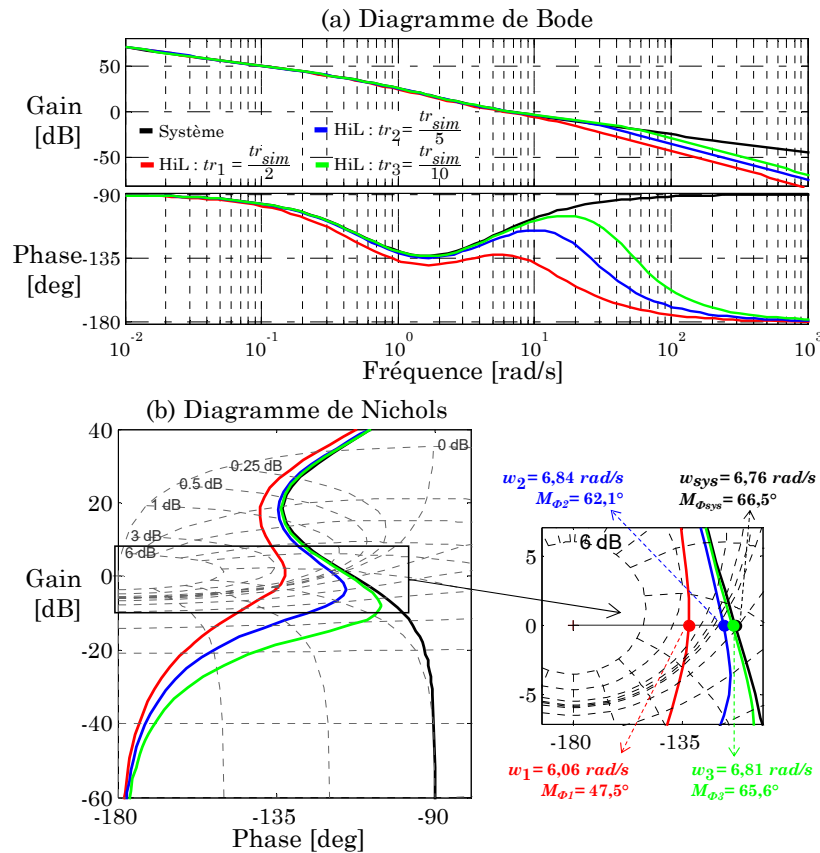


Figure IV.15 : Analyse fréquentielle en boucle ouverte (vitesse Ω_{arb})

Le diagramme de Bode permet de constater que le gain en dB de l'émulateur est faiblement affecté par l'interface d'émulation pour les temps de réponse tr_2 et tr_3 pour des fréquences inférieures à 100 rad/s (Figure IV.15.a). On peut noter que le gain en dB est sensiblement différent pour le temps de réponse tr_1 au-delà de 10 rad/s . Le diagramme de Nichols permet de constater que la marge de phase est fortement réduite pour le temps de réponse tr_1 . Elle est approximativement la même pour les temps de réponses tr_2 et tr_3 .

La fonction de transfert en boucle fermée de l'émulateur est une multiplication des fonctions de transfert en boucle fermée de la boucle de simulation et de l'interface d'émulation (4.11) (4.12).

$$H_{bf-hil}(s) = H_{bf-sys}(s) \cdot H_{bf-int}(s) \quad (4.11)$$

$$H_{bf-hil}(s) = \left(\frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{k_p k_{arb} + 1}{k_i k_{arb}} s + 1} \right) \left(\frac{\frac{k'_p}{k'_i} s + 1}{\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{k'_p k_{hil} + 1}{k'_i k_{hil}} s + 1} \right) \quad (4.12)$$

La fonction de sensibilité caractérisant la bande passante de l'émulateur est calculée à partir de la relation (4.13). La Figure IV.16 présente la réponse fréquentielle de l'émulateur en boucle fermée en fonction des temps de réponses.

$$S_{bf-hil}(s) = \frac{1}{1 + H_{bf-hil}(s)} \quad (4.13)$$

Bien que le temps de réponse tr_3 fournit les meilleurs résultats, il a été prouvé par sa réponse temporelle qu'il provoque une faible précision dynamique du fait des limitations physiques de l'interface d'émulation. Pour le temps de réponse tr_2 , le comportement de l'émulateur est quasiment le même que celui du système émulé pour toutes les fréquences inférieures à 35 rad/s . La bande passante de l'émulateur est de 25 rad/s .

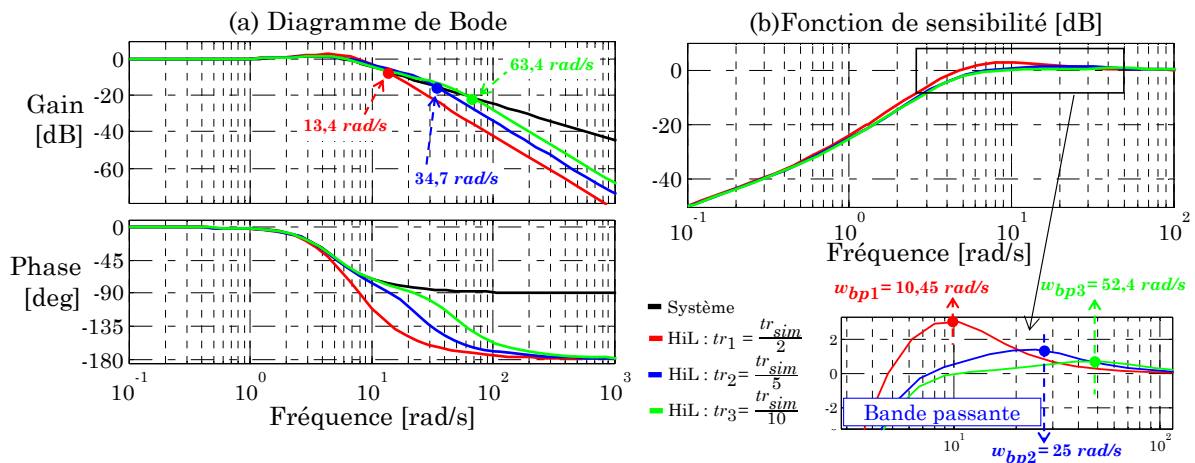


Figure IV.16 : Analyse fréquentielle en boucle fermée (vitesse Ω_{arb})

Compte tenu des résultats obtenus, le temps de réponse tr_2 ($0,2 \text{ s}$) est le plus adapté pour l'interface d'émulation, il est alors choisi. Pour la commande avec un "retour direct", l'erreur maximale de l'émulateur de puissance est de 26 % par rapport au système émulé. Cette erreur peut être réduite en ajoutant une "anticipation".

La commande en vitesse avec "retour direct" et une "anticipation" de compensation est détaillée en [Annexe J]. Elle mène à des performances moins bonnes de l'émulateur, en comparaison à la commande avec uniquement un "retour direct". En effet, l'erreur maximale sur la vitesse de sortie est 2 fois plus importante, et la bande passante de l'émulateur est 2 fois plus faible.

IV.2.3 - Commande en vitesse : “retour direct” & “anticipation” d'inversion

L'objectif de cette technique de commande est de supprimer l'erreur obtenue avec la commande par “retour direct” en rajoutant une “anticipation” qui est égale à l'inverse de la fonction de transfert de l'interface d'émulation (4.14). En effet, cette anticipation permet d'annuler le retard entre la vitesse simulée et celle en sortie de l'émulateur.

$$\begin{cases} F_r(s) = k'_p + \frac{k'_i}{s} \\ F_a(s) = \left(\frac{k_{hil_es}}{1 + \tau_{hil_es}s} \right)^{-1} \end{cases} \quad (4.14)$$

Une bonne estimation des paramètres (k_{hil} et τ_{hil}) de l'interface d'émulation est essentielle à la commande. Les variables estimées de la fonction de transfert sont nommées k_{hil_es} et τ_{hil_es} . La boucle fermée de l'émulateur est représentée en fonction de ces valeurs de $F_r(s)$ et $F_a(s)$ (Figure IV.17).

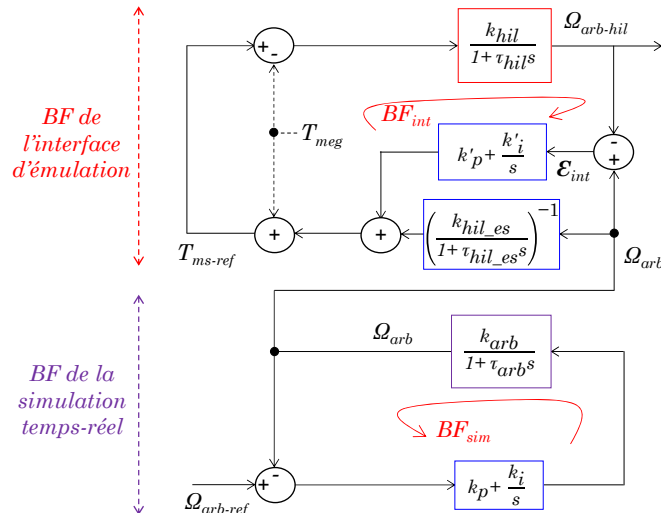


Figure IV.17 : BF de l'émulateur : “retour direct” + “anticipation” d'inversion

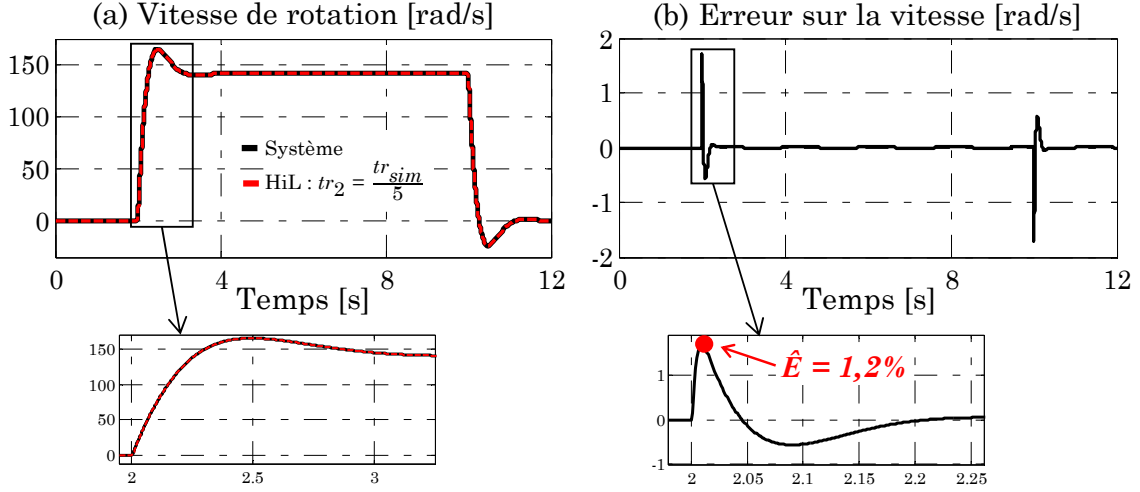
Analyse temporelle de l'émulateur de puissance

La réponse temporelle de la vitesse de l'interface d'émulation est présentée par la Figure IV.18. On peut constater que la vitesse de sortie de l'émulateur est quasiment la même que la vitesse simulée (Figure IV.18.a). De plus l'erreur dynamique est très faible comparée à celle des techniques de commande précédentes (Figure IV.18.b). L'erreur maximale est de seulement 1,2 %, soit 20 fois inférieure à l'erreur obtenue avec la commande par “retour direct”.

Analyse fréquentielle de l'émulateur de puissance

Le calcul des différentes fonctions de transfert est détaillé en [Annexe K]. La fonction de transfert en boucle ouverte de l'interface d'émulation est définie par la relation (4.15).

$$H_{bo-int}(s) = \frac{\frac{\tau_{hil_es}}{k'_i k_{hil_es}} s^2 + \frac{k'_p k_{hil_es} + 1}{k'_i k_{hil_es}} s + 1}{\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{1}{k'_i k_{hil}} s} \quad (4.15)$$


 Figure IV.18 : Analyse temporelle de l'émulateur de puissance (vitesse Ω_{arb})

La fonction de transfert en boucle ouverte de l'émulateur de puissance peut dès lors être écrite en fonction des paramètres de la boucle de simulation et de l'interface d'émulation (4.16). La Figure IV.19 présente la réponse fréquentielle de l'émulateur de puissance en boucle ouverte.

$$H_{bo-hil}(s) = \left(\frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{k_p k_{arb} + 1}{k_i k_{arb}} s + 1} \right) \left(\frac{\frac{\tau_{hil_es}}{k'_i k_{hil_es}} s^2 + \frac{k'_p k_{hil_es} + 1}{k'_i k_{hil_es}} s + 1}{\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{1}{k'_i k_{hil}} s} \right) \quad (4.16)$$

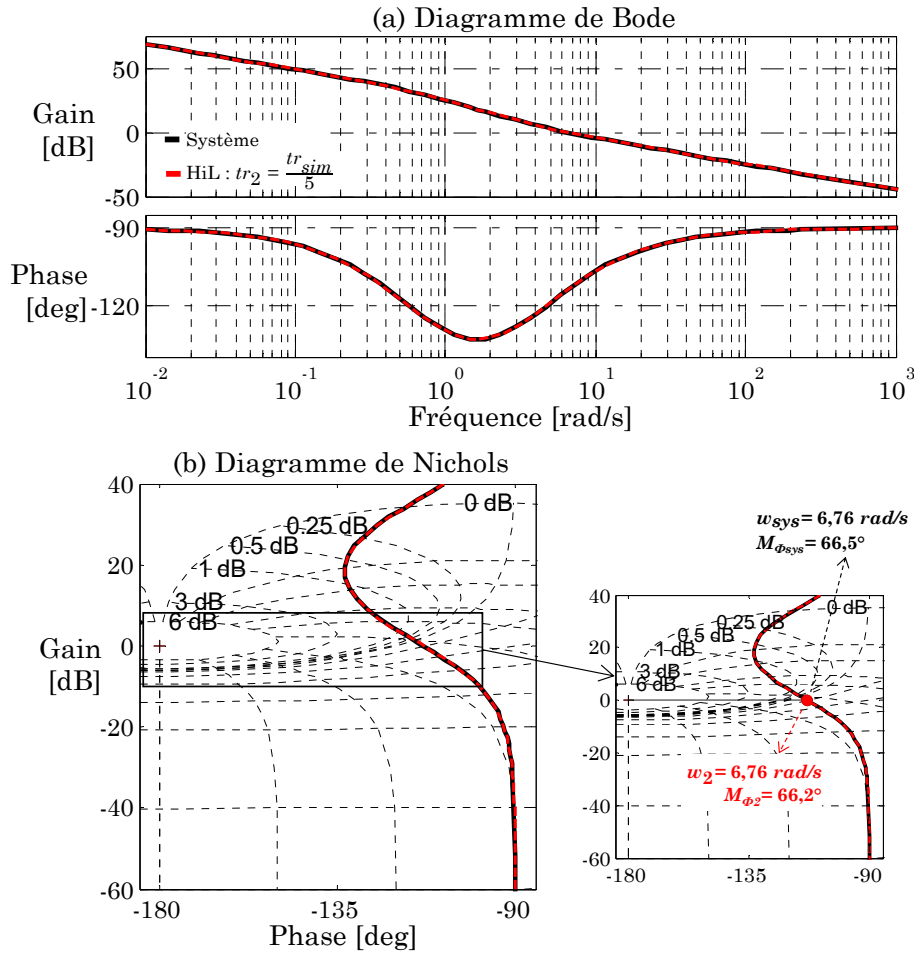
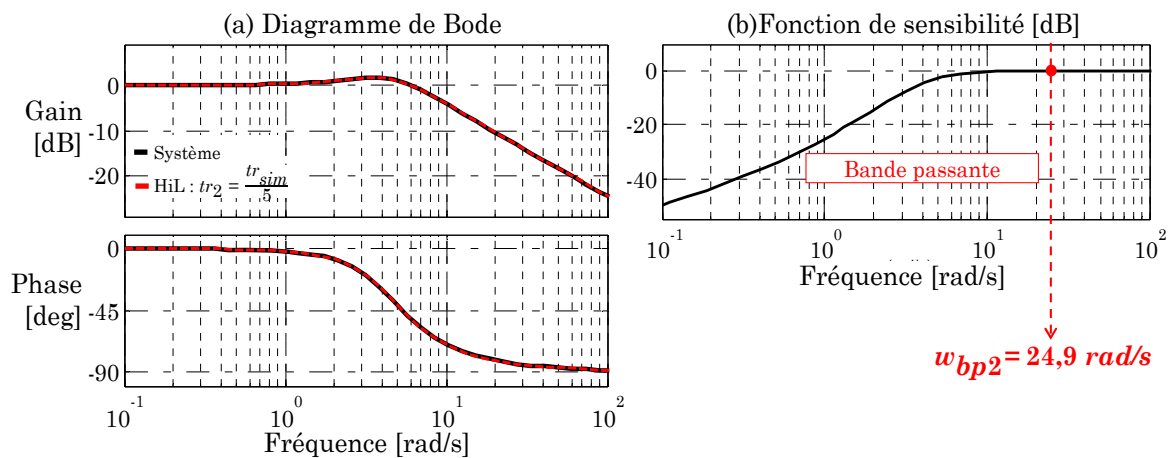
On peut remarquer que l'émulateur a quasiment la même réponse que le système (Figure IV.19.a). De plus l'interface d'émulation n'a aucun impact sur les marges de stabilité car l'émulateur a la même marge de phase que le sous-système émulé (Figure IV.19.b).

La fonction de transfert en boucle fermée de l'interface d'émulation en fonction des paramètres estimés et donnée par la relation (4.17). Cette fonction de transfert est unitaire dans le cas où les paramètres de l'interface sont parfaitement estimés.

$$H_{bf-int}(s) = \frac{\frac{\tau_{hil_es}}{k'_i k_{hil_es}} s^2 + \frac{k'_p k_{hil_es} + 1}{k'_i k_{hil_es}} s + 1}{\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{k'_p k_{hil} + 1}{k'_i k_{hil}} s + 1} = 1 \Big|_{\substack{k_{hil_es} = k_{hil} \\ \tau_{hil_es} = \tau_{hil}}} \quad (4.17)$$

La fonction de transfert en boucle fermée de l'émulateur est la multiplication de la fonction de transfert de l'interface et celle du sous-système émulé (4.18). La Figure IV.20 présente la réponse fréquentielle de l'émulateur en boucle fermée.

$$H_{bf-hil}(s) = \left(\frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{k_p k_{arb} + 1}{k_i k_{arb}} s + 1} \right) \left(\frac{\frac{\tau_{hil_es}}{k'_i k_{hil_es}} s^2 + \frac{k'_p k_{hil_es} + 1}{k'_i k_{hil_es}} s + 1}{\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{k'_p k_{hil} + 1}{k'_i k_{hil}} s + 1} \right) \quad (4.18)$$


 Figure IV.19 : Analyse fréquentielle en boucle ouverte (vitesse Ω_{arb})

 Figure IV.20 : Analyse fréquentielle en boucle fermée (vitesse Ω_{arb})

Pour le gain et la phase en boucle fermée, on peut constater que l'émulateur de puissance a le même comportement que le système émulé (Figure IV.20.a). Par la fonction de sensibilité, on peut remarquer que la bande passante de l'émulateur est de 25 rad/s (Figure IV.20.b). Celle-ci est la même que la bande passante avec la commande par "retour direct".

Cette technique de commande repose essentiellement sur l'estimation des paramètres de l'interface d'émulation. La Figure IV.21 montre la sensibilité de l'émulateur par rapport à ces estimations.

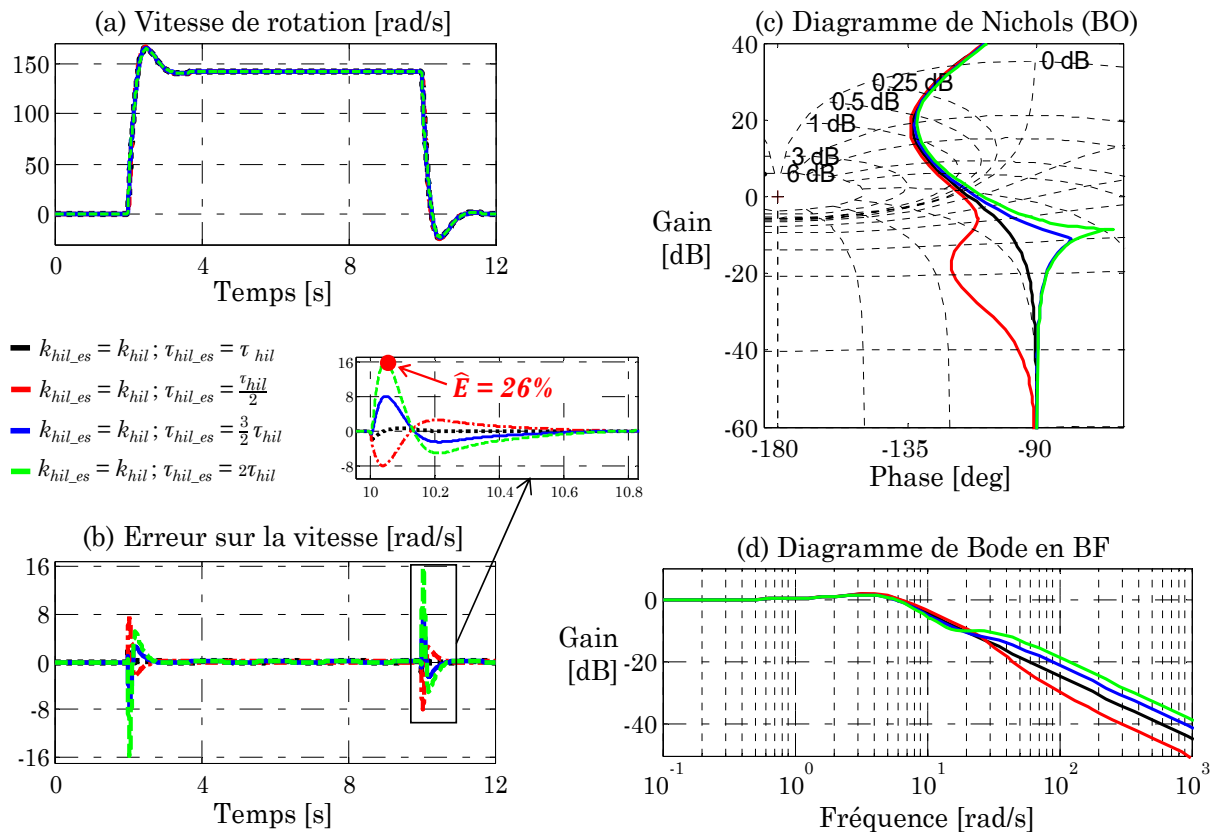


Figure IV.21 : Sensibilité de l'émulateur par rapport aux estimations

Globalement, une erreur sur l'estimation du gain statique (k_{hil}) n'a quasiment aucun impact sur les performances de l'émulateur. Une erreur de 100 % sur l'estimation de la constante de temps (liée à l'inertie) induit une erreur maximale de 26 % sur la réponse temporelle vitesse en sortie de l'émulateur (Figure IV.21.b), Soit la même erreur qu'avec la commande uniquement par "retour direct". En boucle ouverte, on peut remarquer que malgré l'erreur sur l'estimation, les marges de stabilité restent quasiment les mêmes (Figure IV.21.c). En boucle fermée, cette erreur provoque une petite différence sur le gain et la phase pour les fréquences supérieures à 25 rad/s (Figure IV.21.d). Globalement, tant que l'erreur absolue sur l'estimation est inférieure à 50%, l'émulateur garantit une précision dynamique d'environ 90%.

IV.2.4 - Validation expérimentale de l'émulateur de puissance

La structure du dispositif expérimental est présentée par la Figure IV.22. La carte électronique dSPACE-1005 est utilisée pour la commande de l'émulateur de puissance. 6 capteurs sont utilisés : 1 capteur de tension pour l'alimentation de la génératrice, 4 capteurs de courant pour les courants des machines électriques et 1 capteur de vitesse. Au lieu d'avoir un capteur de couple, le couple de la génératrice est estimé à partir des courants mesurés.

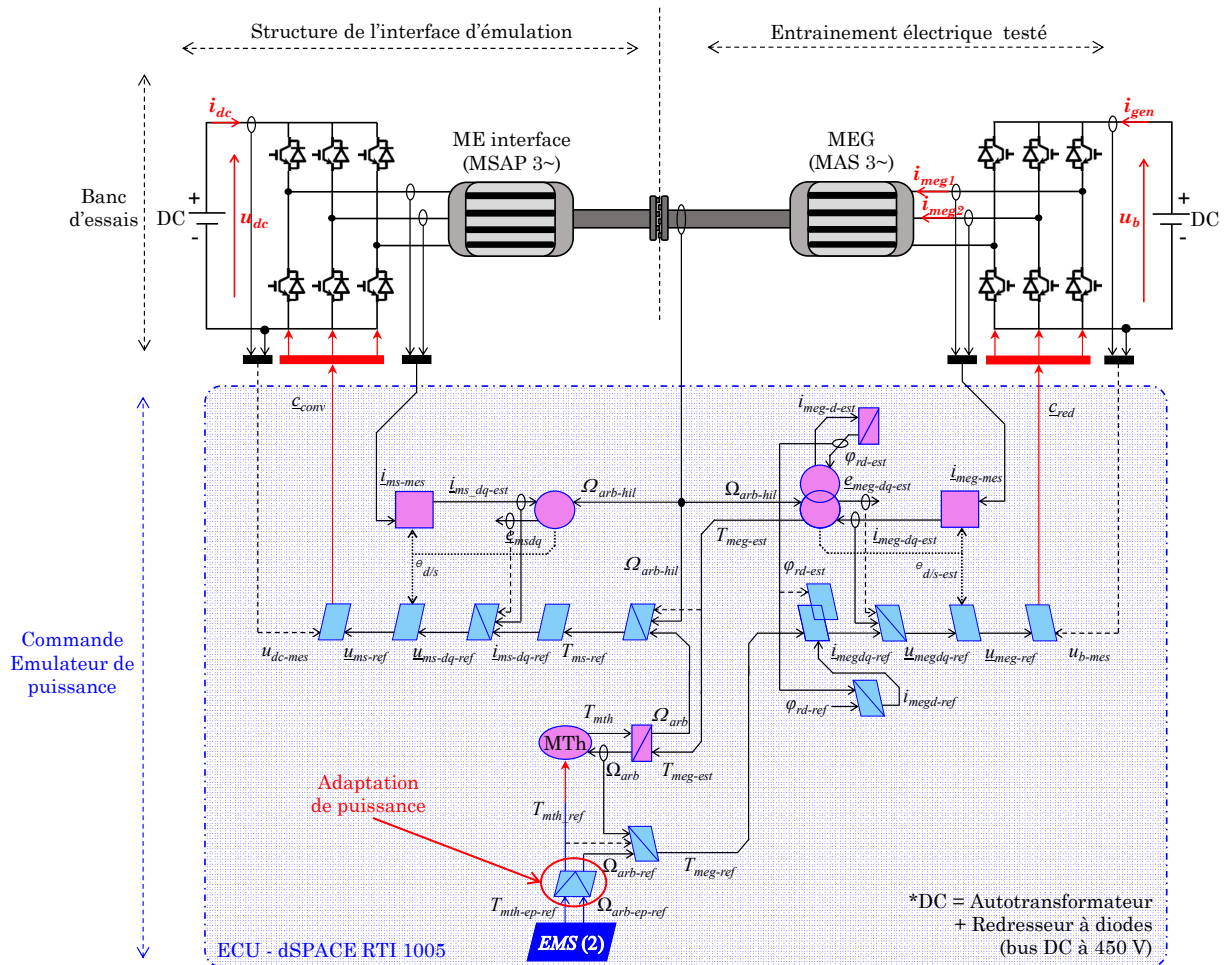


Figure IV.22 : Structure et commande du dispositif expérimental

L'émulateur est validé avec la machine asynchrone triphasée de 20 kW (Figure IV.23). La machine électrique qui permet d'émuler le comportement du moteur thermique et de l'arbre mécanique équivalent est une machine synchrone à aimants permanents de 20 kW. Du fait des faibles variations de tension de la batterie Li-ion du véhicule, cette source équivalente est réalisée avec un ensemble autotransformateur, redresseur à diode et bus DC. Le montage est fait de sorte que les deux machines électriques sont alimentées par le même bus DC. Il faut une tension d'environ 630 V sur le bus DC pour atteindre 1500 *tr/min* au niveau de la génératrice avec un couple de 130 Nm, ce qui est impossible ici du fait des soucis

de compatibilité électromagnétique. Un facteur de réduction de 2 est donc appliqué sur la vitesse de référence de la génératrice testée pour ne pas dépasser 750 tr/min , et un rapport de 1,3 sur le couple de référence, avec une tension DC à 450 V. L'adaptation de puissance est positionnée juste à la sortie de la stratégie pour assurer que le banc expérimental fonctionne à la même dynamique que le système émulé. De cette manière, la commande de l'émulateur peut être validée en même temps. Toutefois, dans ces conditions, le moteur thermique ne fonctionne pas aux mêmes points de fonctionnement que dans la réalité, on ne peut donc pas estimer la consommation en carburant. Mais cela ne pose pas de problème ici car le moteur thermique est simulé en temps réel. De plus, les points de fonctionnements avec l'adaptation de puissance sont tous possibles au vu de la cartographie du moteur thermique. En effet, la vitesse la plus faible en échelle réduite est de 525 tr/min , et le plus petit couple est de 75 Nm .

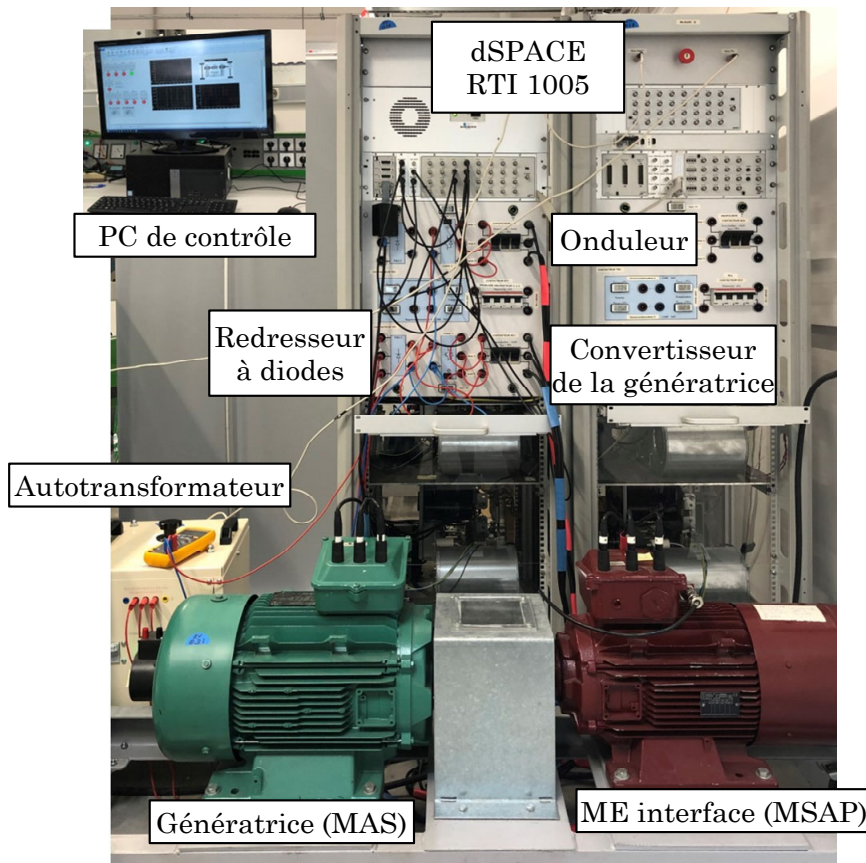


Figure IV.23 : Dispositif expérimental avec la génératrice testée

La simulation HiL est réalisée sur le cycle ECE. Les résultats expérimentaux de l'émulateur de puissance avec coupure en aval du conflit d'association sont présentés par la Figure IV.24. On peut remarquer que la vitesse mesurée de la génératrice est quasiment la même que celle simulée (Figure IV.24.b). Il en est de même pour le couple estimé qui est quasiment le même que le couple obtenu en simulation (Figure IV.24.c). On peut constater que, du fait de la boucle

d'asservissement de vitesse dans l'interface d'émulation, le couple de la machine électrique interface est un peu différent du couple obtenu par la simulation du moteur thermique (Figure IV.28.d). En effet, ceci est dû au fait que l'arbre mécanique équivalent du banc d'essais est différent de celui entre le moteur thermique et la génératrice sur le véhicule.

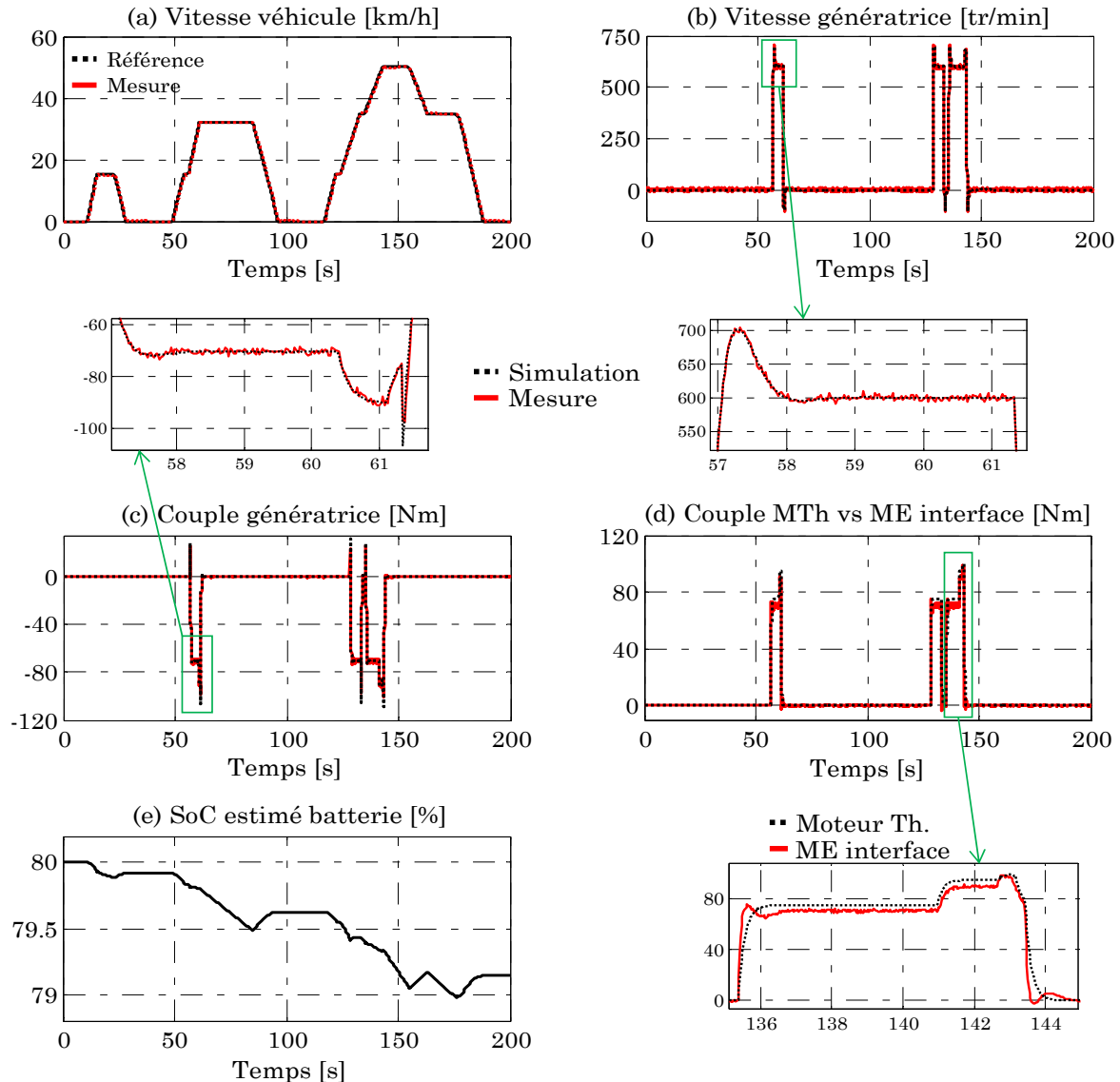


Figure IV.24 : Résultats expérimentaux de l'émulateur de puissance

Cet émulateur de puissance permet de reproduire avec une bonne précision la vitesse de rotation de la génératrice afin de tester celle-ci dans des conditions quasiment similaires aux conditions réelles. En effet, la simulation des modèles du moteur thermique et de l'arbre équivalent permet de calculer la vitesse de fonctionnement et de commander la machine électrique de l'interface d'émulation en vitesse. Des résultats complémentaires de cet émulateur pour la validation de la gestion d'énergie sur les cycles NEDC et WLTC sont fournis en [Annexe L].

IV.3 - Emulateur de puissance avec coupure en aval du conflit d'association

L'objectif de cette section est de développer l'émulateur de puissance résultant de la coupure fonctionnelle en aval du conflit d'association pour le test de la génératrice (cf. Figure IV.9). Deux techniques de commande sont détaillées et comparées pour identifier celle qui garantit les meilleures performances.

La première partie est consacrée à l'organisation de l'émulateur de puissance par la REM afin d'élaborer sa commande. La deuxième partie présente l'étude d'une commande classique en couple de l'interface d'émulation. Dans la troisième partie, l'étude d'une commande adaptative en couple est détaillée. Enfin, la validation expérimentale de l'émulateur de puissance est présentée.

IV.3.1 - Organisation de l'émulateur pour le test de la génératrice

La structure du banc d'essais pour cet émulateur est la même que celui de l'émulateur avec coupure en amont du conflit. La REM du banc d'essais est donc la même aussi (Figure IV.25). Toutefois, pour l'émulateur avec coupure en aval, le modèle de l'arbre équivalent du système n'est plus simulé. Le correcteur PI de vitesse $C_{\Omega}(s)$ du système émulé doit réguler la vitesse de rotation du banc d'essais. La machine électrique de l'interface d'émulation est donc commandée en couple à partir du couple du moteur thermique calculé en temps réel.

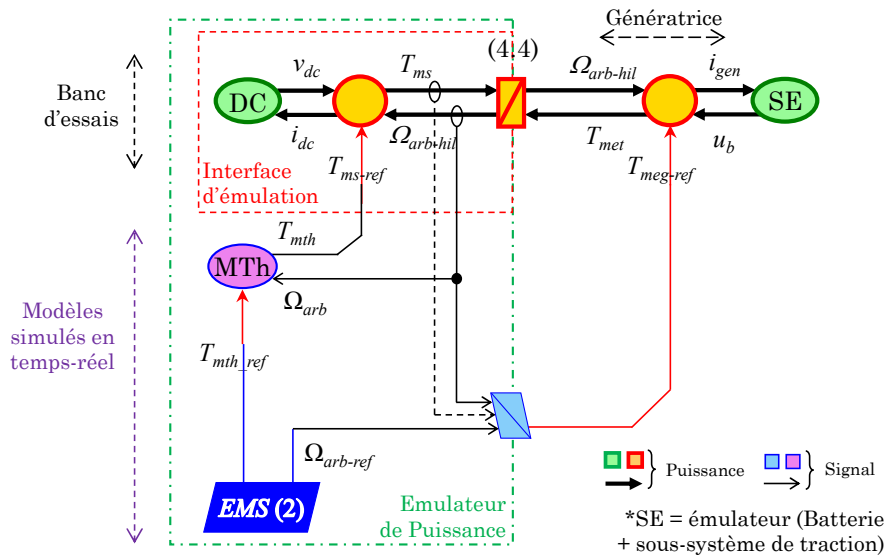


Figure IV.25 : REM de l'émulateur avec coupure en aval du conflit

IV.3.2 - Commande en couple de l'interface d'émulation

Dans la boucle fermée de l'émulateur de puissance, la boucle de l'interface d'émulation peut être représentée par une fonction de transfert du premier ordre avec la constante de temps de la machine électrique interface (Figure IV.26). En effet, le temps réponse du couple de la machine interface est le même que le temps

de réponse des courants. Toutefois, ce temps de réponse (6 ms) est très petit devant le temps de réponse du moteur thermique (0,5 s). Donc, quel que soit le couple du moteur thermique, la machine électrique interface est capable de reproduire ce couple avec une erreur très faible (Figure IV.27). De ce fait, on peut simplifier le schéma bloc de l'ému­lateur (Figure IV.28.a).

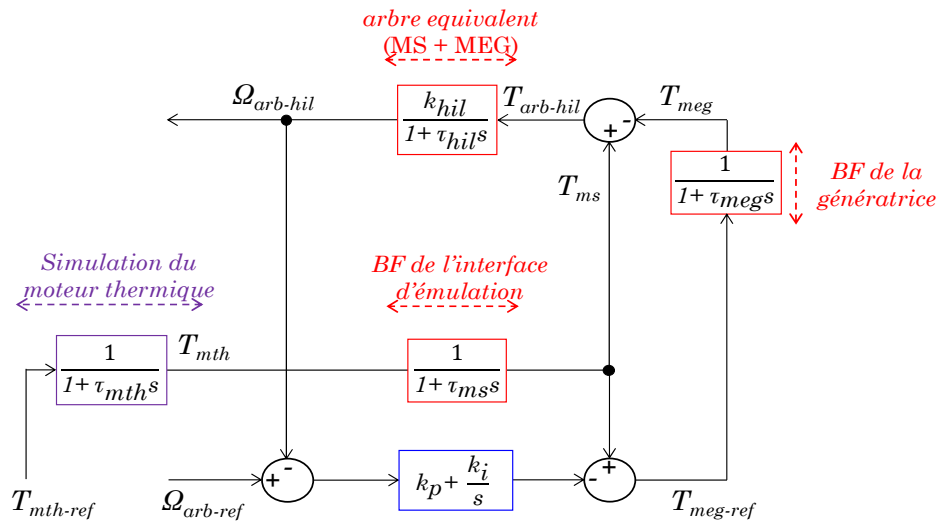


Figure IV.26 : Boucle fermée de l'ému­lateur de puissance

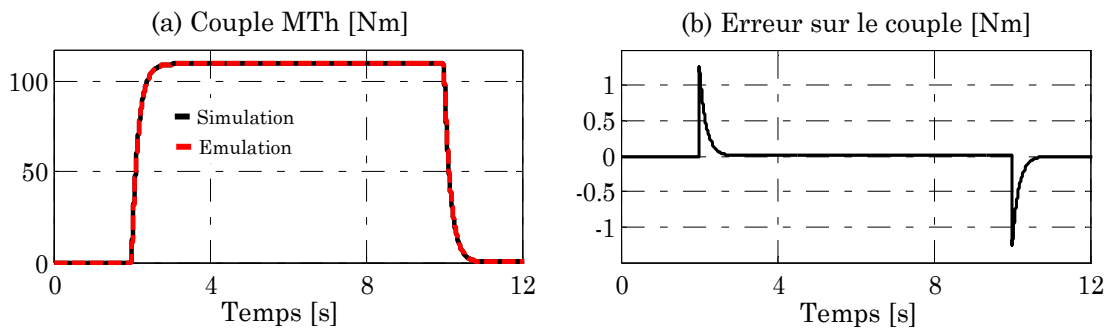


Figure IV.27 : Emulation du couple du moteur thermique

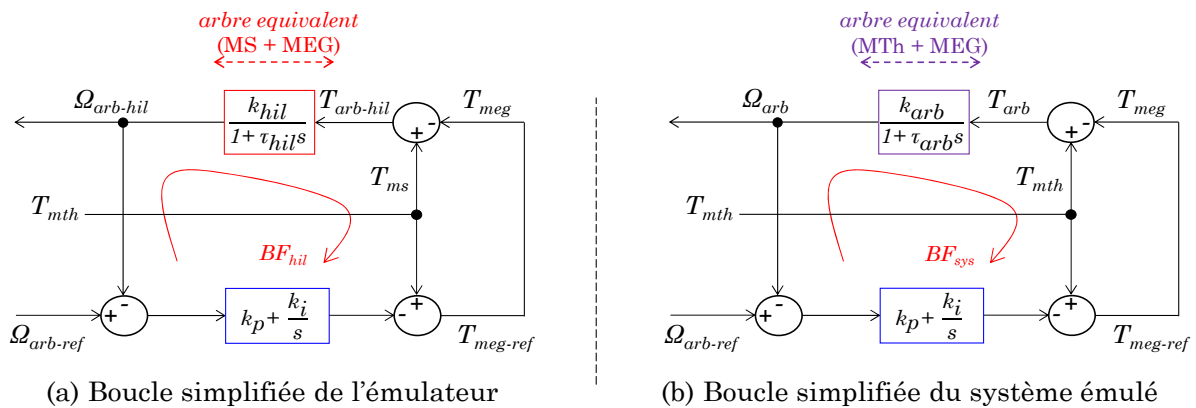


Figure IV.28 : Boucles simplifiées de l'ému­lateur et du système émulé

De la même manière, le temps de réponse en couple de la génératrice (5,2 ms) est plus rapide que celui de la vitesse (1 s). Donc on peut considérer que le couple de référence de la génératrice ($T_{meg-ref}$) est quasiment égal à celui en sorite (T_{meg}). En comparant la boucle fermée de l'émulateur (Figure IV.28.a) à la boucle fermée du système émulé (Figure IV.28.b), on remarque que la différence se trouve au niveau des fonctions de transfert représentant les arbres mécaniques équivalents.

Dans la boucle du système émulé, la fonction de transfert de l'arbre équivalent dépend des paramètres mécaniques (inerties et frottements) du moteur thermique et de la génératrice (4.19). Dans la boucle de l'émulateur, la fonction de transfert dépend des paramètres mécaniques de la machine électrique de l'interface d'émulation et de la génératrice (4.20).

$$\begin{cases} k_{arb} = \frac{1}{f_{mth} + f_{meg}} \\ \tau_{arb} = \frac{J_{mth} + J_{meg}}{f_{mth} + f_{meg}} \end{cases} \quad (4.19)$$

$$\begin{cases} k_{hil} = \frac{1}{f_{ms} + f_{meg}} \\ \tau_{hil} = \frac{J_{ms} + J_{meg}}{f_{ms} + f_{meg}} \end{cases} \quad (4.20)$$

Cependant, le correcteur PI est commun dans les deux boucles. Ces coefficients ont été calculés en fonction des paramètres mécaniques du moteur thermique et de la génératrice. Cela permet donc d'envisager deux cas possibles.

- Le cas où la machine électrique de l'interface a les mêmes paramètres mécaniques que le moteur thermique. Cela implique que les deux fonctions de transfert sont identiques.
- Le cas où la machine électrique de l'interface a des paramètres mécaniques différents de ceux du moteur thermique. Les deux fonctions de transfert sont donc différentes.

Les deux cas sont étudiés pour analyser les performances de l'émulateur de puissance. Dans le deuxième cas, la différence des paramètres mécaniques peut être présentée sous plusieurs formes. Pour notre étude, la forme où uniquement les constantes de temps sont différentes ($k_{hil} = k_{arb}$ & $\tau_{hil} \neq \tau_{arb}$) est explorée.

Analyse de l'émulateur de puissance pour $k_{hil} = k_{arb}$ & $\tau_{hil} = \tau_{arb}$

La réponse temporelle de la vitesse de l'interface d'émulation et celle du couple de la génératrice sont présentées par la Figure IV.29. On peut constater que la vitesse de rotation est la même avec l'émulateur (Figure IV.29.a). Il en est de même pour le couple de la génératrice (Figure IV.29.b). Il est donc évident, sans faire une

analyse fréquentielle, que les marges de stabilité pour l'émuateur sont les mêmes que celle du système émulé.

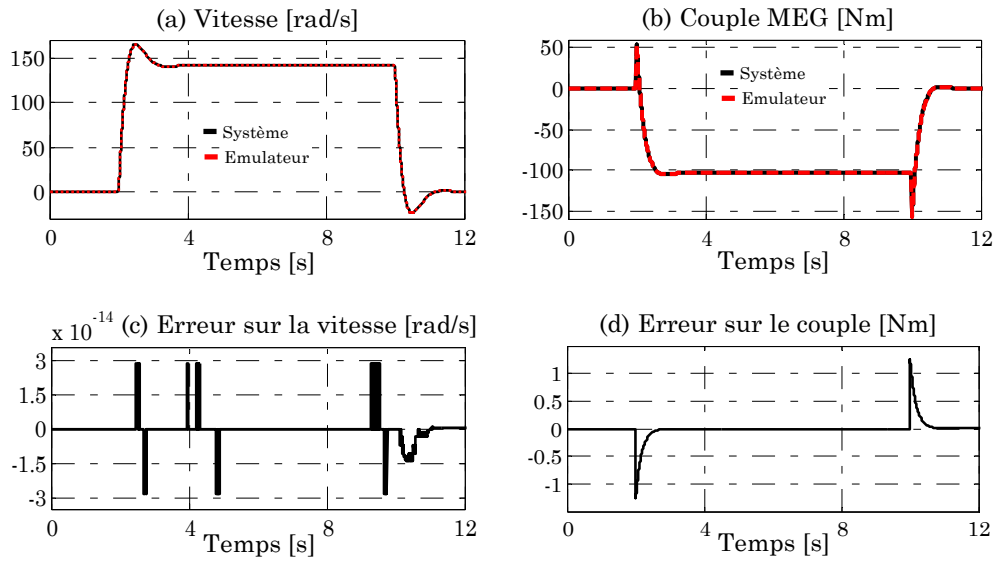


Figure IV.29 : Analyse temporelle de l'émuateur ($k_{hil} = k_{arb}$ & $\tau_{hil} = \tau_{arb}$)

Analyse de l'émuateur de puissance pour $k_{hil} = k_{arb}$ & $\tau_{hil} \neq \tau_{arb}$

La réponse temporelle de la vitesse de l'interface d'émulation et celle du couple de la génératrice en fonction de différentes valeurs de τ_{hil} sont présentées par la Figure IV.30.

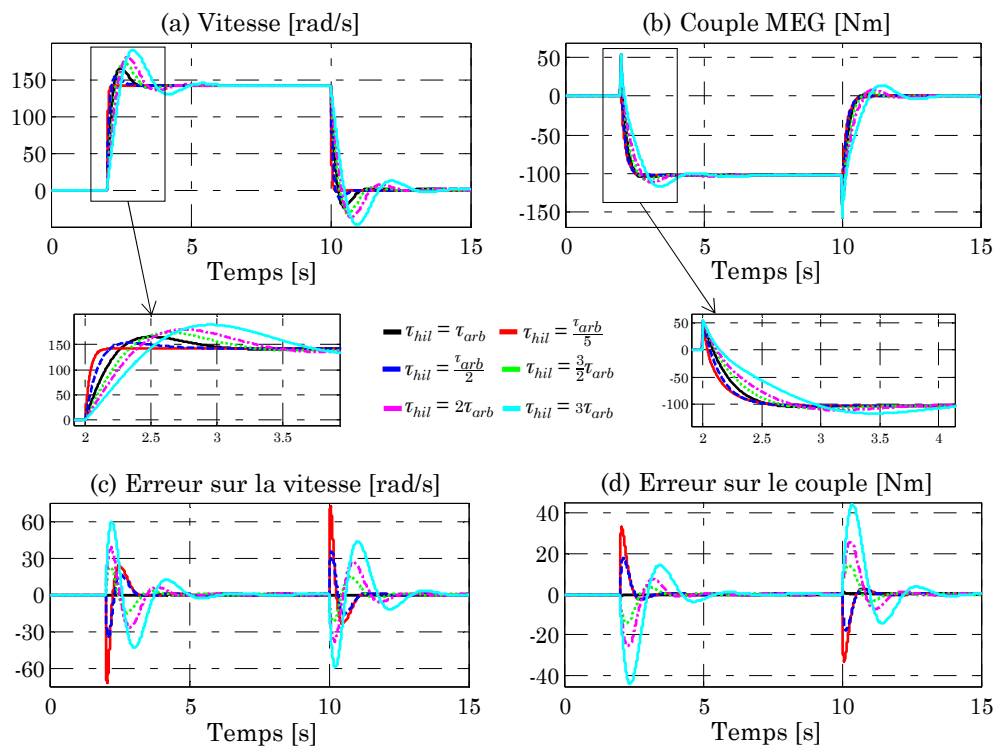


Figure IV.30 : Analyse temporelle de l'émuateur ($k_{hil} = k_{arb}$ & $\tau_{hil} \neq \tau_{arb}$)

Les courbes noires représentent les réponses temporelles lorsque la constante de temps τ_{hil} est égale à celle du système émulé (τ_{arb}). Elles sont donc considérées comme référence pour la comparaison avec les autres courbes. On peut remarquer globalement que l'émulateur est très sensible à la valeur de la constante de temps. Lorsque la constante de temps de l'émulateur est inférieure à celle du système émulé, la réponse temporelle de la vitesse est plus amortie mais plus rapide que la réponse du système émulé (Figure IV.30.a). Plus cette constante de temps est petite, plus la rapidité de l'émulateur est conséquente par rapport au système émulé. Cela peut conduire à une erreur absolue de 75 *rad/s* (soit 120%) sur la vitesse de rotation pour une constante de temps de l'émulateur 5 fois inférieure à celle du système émulé (Figure IV.30.c). L'inverse est remarqué lorsque la constante de temps de l'émulateur est plus grande que celle du système émulé. La réponse temporelle de la vitesse devient de plus en plus oscillatoire lorsque cette constante de temps devient de plus en plus grande. Cette différence sur la vitesse de rotation est issue du couple de la génératrice (Figure IV.30.b). En effet, comme le couple de la machine électrique de l'interface est égal à celui du moteur thermique, alors que les paramètres mécaniques de l'émulateur sont différents, la commande fournit à la génératrice un couple de référence différent de celui du système émulé. Ce qui implique une vitesse différente. L'erreur absolue sur le couple peut aller jusqu'à 45 *Nm* (soit 70%) pour une constante de temps de l'émulateur 3 fois supérieure à celle du système émulé (Figure IV.30.d).

Les fonctions de transfert respectives en boucle ouverte du système émulé et de l'émulateur sont calculées par les relations (4.21) et (4.22).

$$H_{bo-sys}(s) = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{1}{k_i k_{arb}} s} \quad (4.21)$$

$$H_{bo-hil}(s) = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{hil}}{k_i k_{hil}} s^2 + \frac{1}{k_i k_{hil}} s} \quad (4.22)$$

Les fonctions de transfert respectives en boucle fermée du système émulé et de l'émulateur sont calculées par les relations (4.23) et (4.24).

$$H_{bf-sys}(s) = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{k_p k_{arb} + 1}{k_i k_{arb}} s + 1} \quad (4.23)$$

$$H_{bf-hil}(s) = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{hil}}{k_i k_{hil}} s^2 + \frac{k_p k_{hil} + 1}{k_i k_{hil}} s + 1} \quad (4.24)$$

La Figure IV.31 présente l'analyse fréquentielle de l'ému­lateur en fonction des différentes valeurs de sa constante de temps. Comme pour l'analyse temporelle, les courbes noires représentent l'ému­lateur avec une constante de temps τ_{hil} égale à celle du système ému­lé (τ_{arb}). Elles sont donc considérées comme référence pour la comparaison avec les autres courbes.

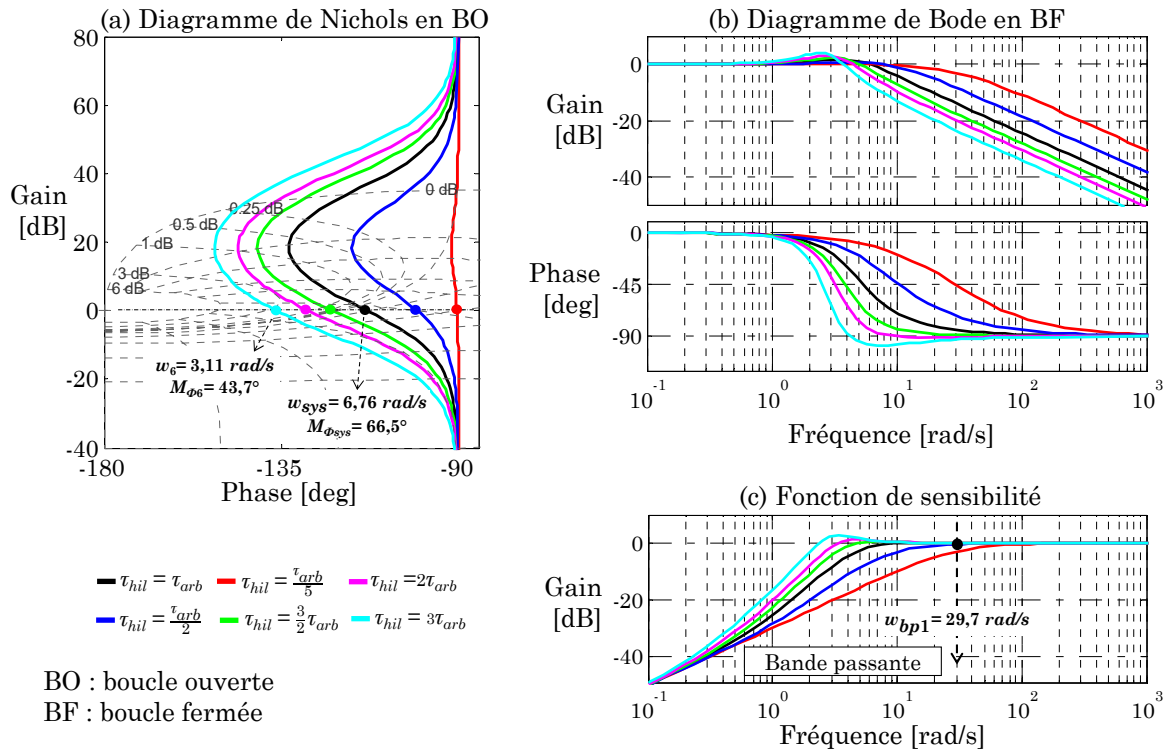


Figure IV.31 : Analyse fréquentielle de l'ému­lateur ($k_{hil} = k_{arb}$ & $\tau_{hil} \neq \tau_{arb}$)

Avec le digramme de Nichols en boucle ouverte, on peut remarquer qu'une constante de temps de l'ému­lateur plus petite que celle du système ému­lé conduit à une avance de phase (Figure IV.31.a). A l'inverse, une constante de temps de l'ému­lateur plus grande que celle du système ému­lé crée un retard de phase. Dans l'un ou l'autre des cas, cela affecte considérablement les marges de stabilité de l'ému­lateur de puissance. En boucle fermée, il est impossible d'obtenir un ému­lateur qui a le même comportement que le système ému­lé lorsque les constantes de temps sont différentes (Figure IV.31.b). Lorsque la constante de temps de l'ému­lateur est la même que celle du système ému­lé, la bande passante est de $29,7 \text{ rad/s}$ (Figure IV.31.c).

Cette commande en couple de la machine électrique de l'interface est donc idéale lorsque celle-ci a les mêmes paramètres mécaniques que le moteur thermique. Toutefois, si ces paramètres sont différents, alors les performances de l'ému­lateur se dégradent fortement. En effet, cela peut même conduire à une instabilité de l'ému­lateur de puissance. Il est donc nécessaire d'adapter cette commande en couple afin que l'ému­lateur soit moins impacté par la différence des paramètres mécaniques de la machine électrique de l'interface.

IV.3.3 - Commande "adaptive" en couple de l'interface d'émulation

La première solution possible pour adapter la commande en couple de la machine électrique de l'interface est de recalculer les paramètres du correcteur PI en fonction de ces nouveaux paramètres mécaniques. De cette manière, même si le couple de référence de la génératrice en émulation est différent de celui du système réel, la vitesse de rotation sera la même. Toutefois, dans de telles conditions, la commande du système réel n'est plus testée. La deuxième solution, pour tester la génératrice dans des conditions proches de la réalité, avec sa commande (correcteur PI du système réel), consiste à recalculer le couple de référence de la machine électrique de l'interface à partir du couple du moteur thermique. Une stratégie de commande est nécessaire pour adapter le couple de référence de la machine électrique de l'interface à cette nouvelle contrainte. La REM de l'émulateur de puissance avec une stratégie de commande "adaptive" est présentée par la Figure IV.36.

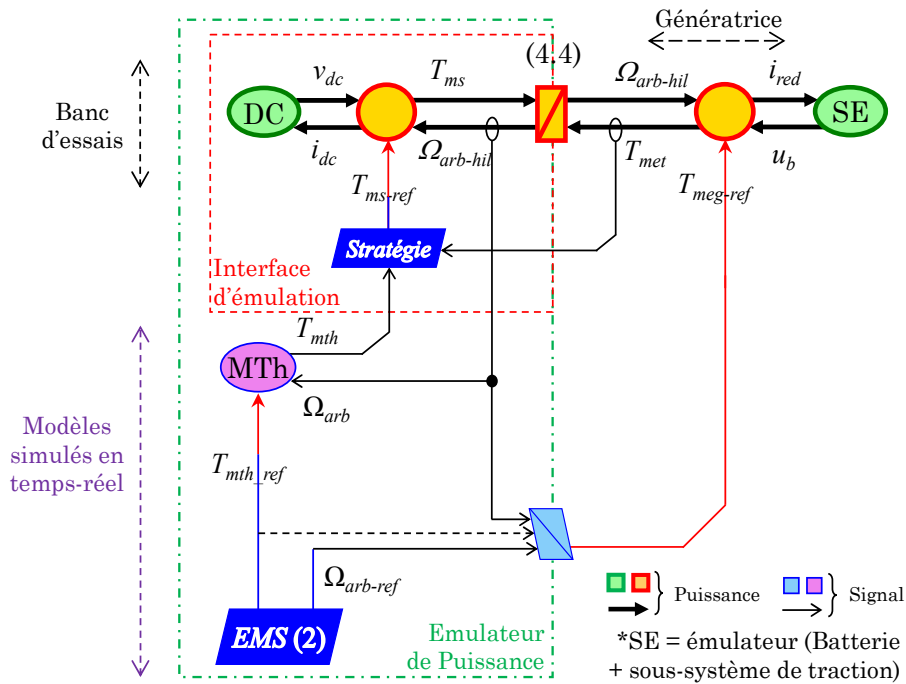


Figure IV.32 : REM de l'émulateur avec commande "adaptive" en couple

Stratégie de la commande "adaptive"

L'objectif de cette technique de commande est de compenser la fonction de transfert de l'émulateur et de la remplacer par la fonction de transfert du système émulé. De cette manière, la fonction de transfert globale en boucle fermée de l'émulateur est égale à celle du système émulé. Le schéma bloc de l'émulateur avec la stratégie d'adaptation de la commande en couple est présentée par la Figure IV.33.

La fonction d'adaptation $\lambda_a(s)$ permet de compenser la fonction de transfert de l'émulateur et de la remplacer par la fonction de transfert du système émulé (4.25).

$$\lambda_a(s) = \left(\frac{k_{arb}}{1 + \tau_{arb}s} \right) \left(\frac{k_{hil_es}}{1 + \tau_{hil_es}s} \right)^{-1} \quad (4.25)$$

avec k_{hil_es} et τ_{hil_es} les paramètres mécaniques estimés du banc d'essais.

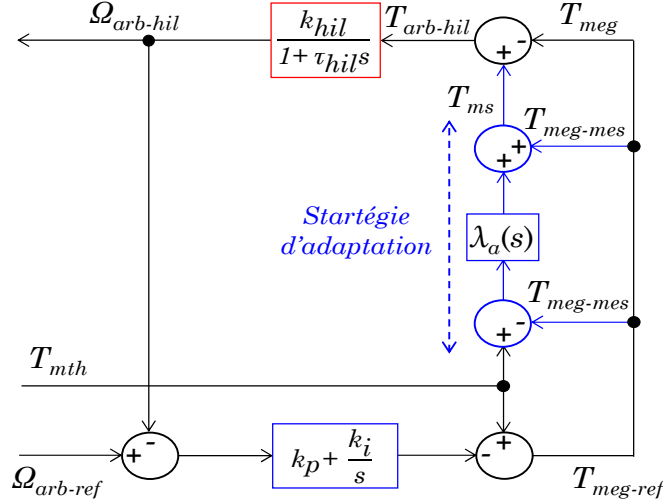


Figure IV.33 : BF de l'émulateur avec stratégie de commande “adaptive”

La fonction de transfert en boucle ouverte de l'émulateur peut s'écrire :

$$H_{bo-hil}(s) = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\left(\frac{\tau_{his}s + 1}{k_{hil}} \right) \left(\frac{k_{hil_es}}{\tau_{hil_es}s + 1} \right) \left(\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{1}{k_i k_{arb}} s \right)} \quad (4.26)$$

Lorsque les paramètres estimés de l'émulateur sont identiques aux vrais paramètres :

$$H_{bo-hil}(s) = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{1}{k_i k_{arb}} s} = H_{bo-sys}(s) \Big|_{\substack{k_{hil_es}=k_{hil} \\ \tau_{hil_es}=\tau_{hil}}} \quad (4.27)$$

On peut constater que cette fonction de transfert est identique à celle du système émulé en boucle ouverte.

La fonction de transfert en boucle fermée de l'émulateur peut s'écrire :

$$H_{bf-hil}(s) = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\left(\frac{\tau_{his}s + 1}{k_{hil}} \right) \left(\frac{k_{hil_es}}{\tau_{hil_es}s + 1} \right) \left(\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{1}{k_i k_{arb}} s \right) + \frac{k_p}{k_i} s + 1} \quad (4.28)$$

Lorsque les paramètres estimés de l'émulateur sont identiques aux vrais paramètres :

$$H_{bf-hil}(s) = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{k_p k_{arb} + 1}{k_i k_{arb}} s + 1} = H_{bf-sys}(s) \Big|_{\substack{k_{hil_es} = k_{hil} \\ \tau_{hil_es} = \tau_{hil}}} \quad (4.29)$$

On peut constater que cette fonction de transfert est identique à celle du système émulé en boucle fermée. Le calcul de ces différentes fonctions de transfert est détaillé en [Annexe K].

Analyse temporelle et fréquentielle de l'émulateur de puissance

La réponse temporelle de l'émulateur de puissance en fonction de différentes valeurs de τ_{hil} est présentée par la Figure IV.34.

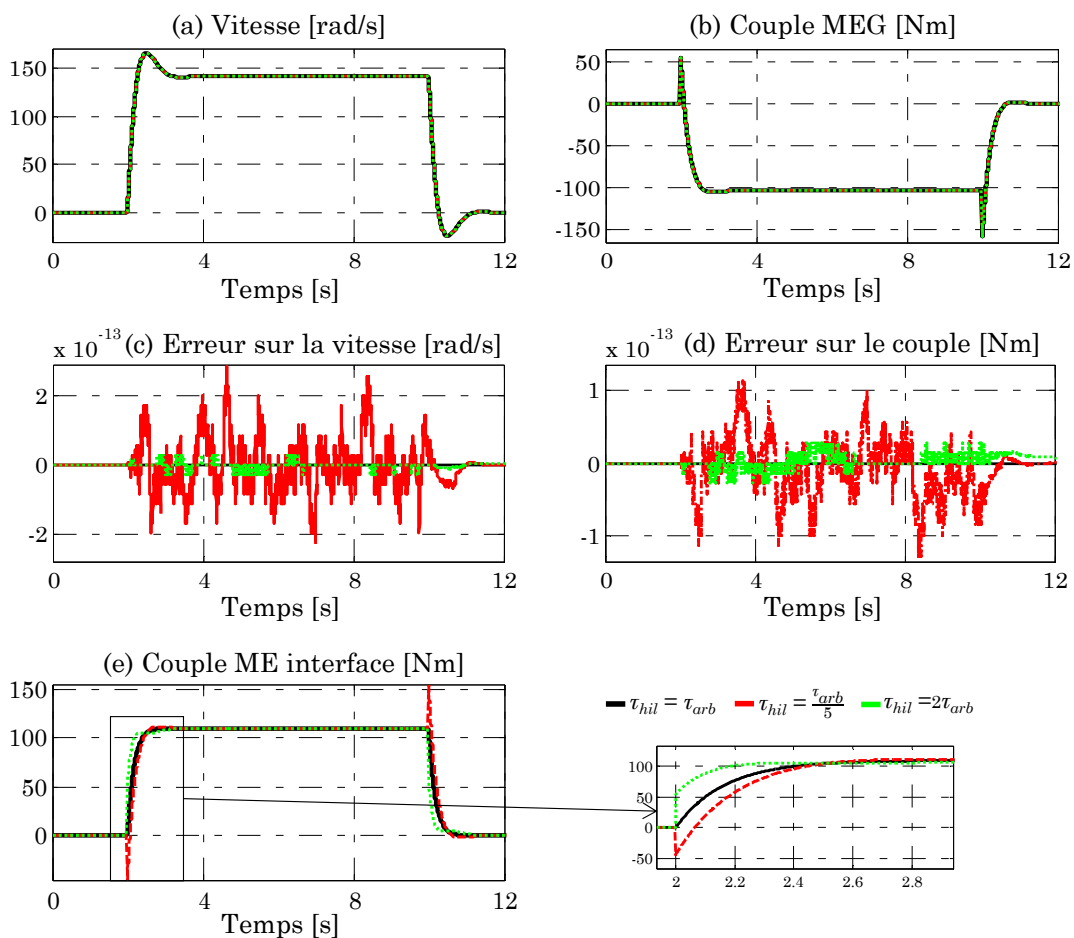


Figure IV.34 : Analyse temporelle de l'émulateur ($k_{hil} = k_{arb}$ & $\tau_{hil} \neq \tau_{arb}$)

On peut remarquer globalement que, quel que soit la valeur de la constante de temps mécanique de l'émulateur, la vitesse de rotation est égale à celle du système émulé (Figure IV.34.a). Il en est de même pour le couple de la génératrice (Figure IV.34.b). Les erreurs relatives à la vitesse et au couple de la génératrice sont très faibles (Figure IV.34.c, d). On peut constater que le couple de la machine électrique de l'interface d'émulation est différent en fonction de la valeur de la constante de temps mécanique (Figure IV.34.e). En effet, la commande "adaptative" calcule à

chaque fois le couple adéquat de la machine électrique de l'interface afin que la génératrice fonctionne à la vitesse et au couple souhaités.

La Figure IV.35 présente l'analyse fréquentielle de l'ému­lateur en fonction des différentes valeurs de sa constante de temps. On peut constater que l'ému­lateur a le même comportement que le système émulé, que ce soit en boucle ouverte (Figure IV.35.a), ou en boucle fermée (Figure IV.35.b). La bande passante de l'ému­lateur de puissance est égale à celle de la commande en couple classique (29,7 rad/s).

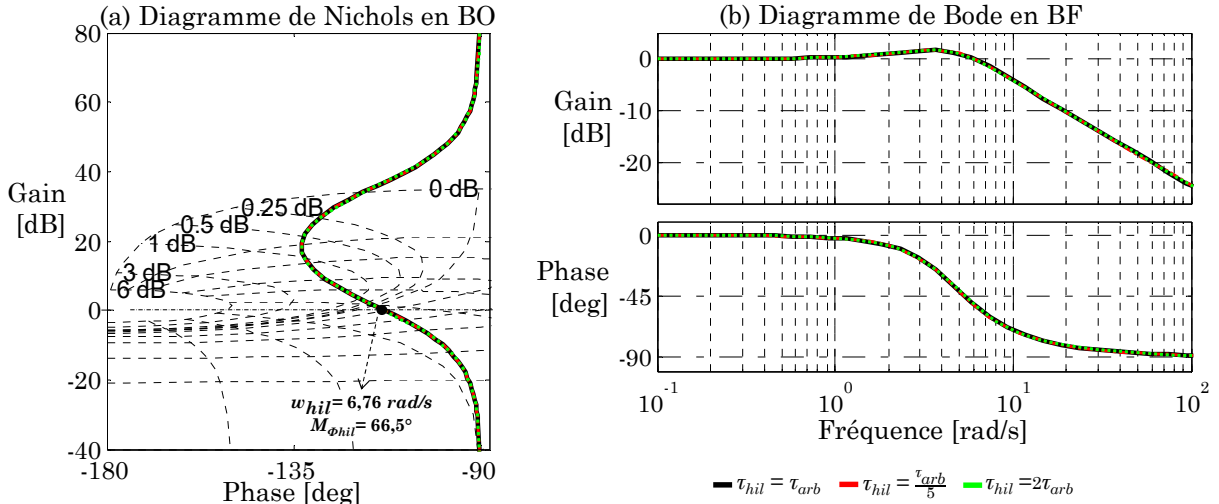


Figure IV.35 : Analyse fréquentielle de l'ému­lateur ($k_{hil} = k_{arb}$ & $\tau_{hil} \neq \tau_{arb}$)

La commande adaptative permet donc de bien reproduire le comportement du système émulé avec l'ému­lateur, et ce indépendamment de la valeur de ses paramètres mécaniques. Toutefois, elle est basée sur l'estimation des paramètres mécaniques du banc d'essais afin de compenser sa fonction de transfert. La sensibilité de l'ému­lateur par rapport à ces estimations doit donc être étudiée.

Sensibilité de l'ému­lateur par rapport aux estimations

La fonction de transfert en boucle fermée de l'ému­lateur prenant en compte les paramètres estimés est définie par la relation (4.30) [Annexe K].

$$H_{bf-hil}(s) = \frac{\left(\frac{\tau_{hil_es}s + 1}{k_{hil_es}}\right) \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1\right)}{\left(\frac{\tau_{his}s + 1}{k_{hil}}\right) \left(\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{1}{k_i k_{arb}} s\right) + \left(\frac{\tau_{hil_es}s + 1}{k_{hil_es}}\right) \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1\right)} \quad (4.30)$$

La Figure IV.36 montre la sensibilité de l'ému­lateur par rapport aux estimations. La vitesse de rotation est quasiment la même pour des erreurs d'estimation entre -25% et +25% sur la constante de temps (Figure IV.36.a). On peut constater que l'erreur dynamique sur la vitesse est acceptable pour une erreur absolue d'estimation inférieure à 25% (Figure IV.36.b). En effet l'erreur dynamique maximale est de 20% pour une erreur d'estimation de 25%. En boucle ouverte, on peut remarquer que les marges de stabilité restent quasiment les mêmes pour des

erreurs absolues d'estimation inférieures à 25% (Figure IV.36.c). La même chose est observée sur le comportement en boucle fermée (Figure IV.36.d). La différence est proportionnelle à l'erreur d'estimation.

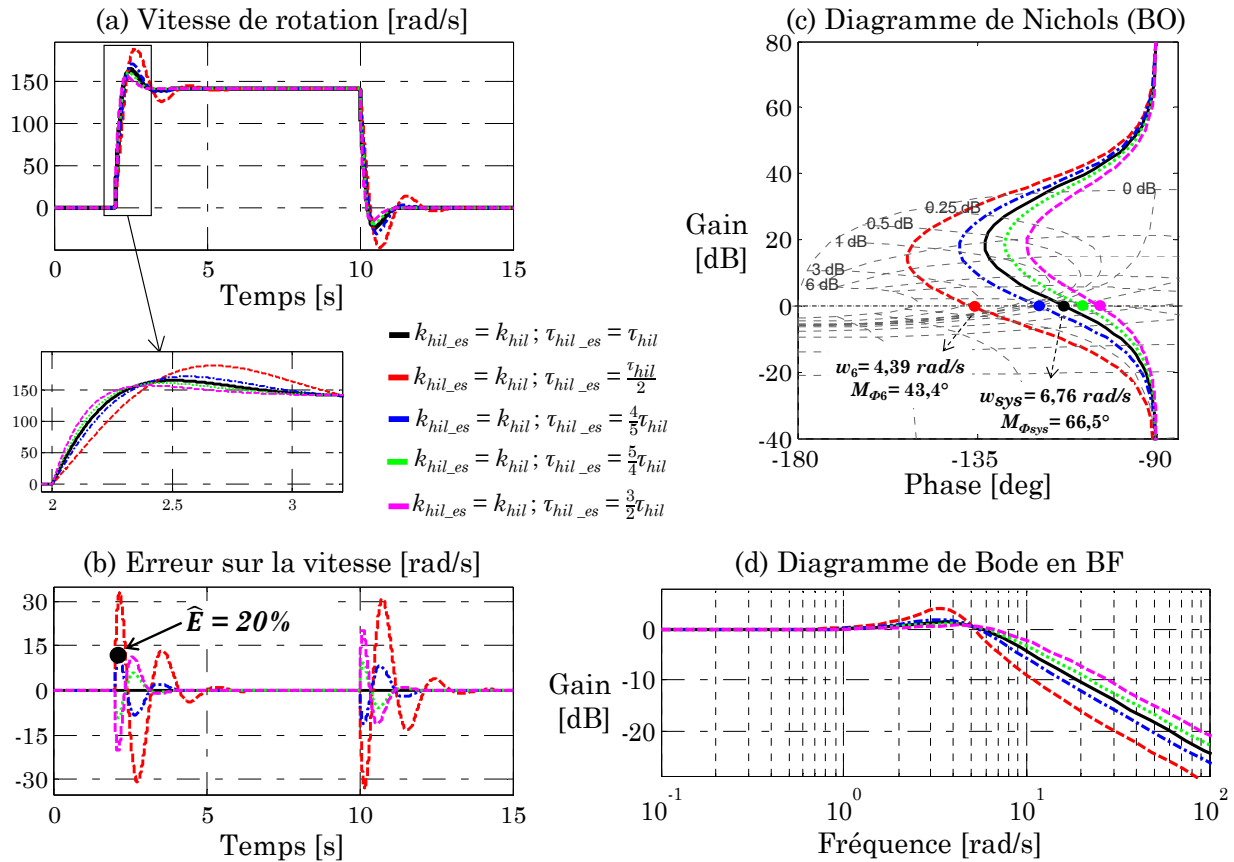


Figure IV.36 : Sensibilité de l'émulateur par rapport aux estimations

Globalement, la commande “adaptative” permet d'éviter que les paramètres mécaniques de l'émulateur influent sur le comportement de celui-ci lors d'une commande en couple. Toutefois, elle nécessite une bonne estimation de ces paramètres mécaniques. En effet, pour des erreurs absolues d'estimation inférieures à 25%, l'émulateur garde des propriétés proches de celles du système émulé. Cependant, Au-delà de cette valeur, l'émulateur peut devenir instable car sa marge de stabilité devient très faible.

IV.3.4 - Validation expérimentale de l'émulateur de puissance

La structure du dispositif expérimental est présentée par la Figure IV.37. Cet émulateur est validé avec le même banc expérimental (dans les mêmes conditions) que l'émulateur précédent, juste la commande change ici. La machine synchrone à aimants permanents de 20 kW émule le comportement du moteur thermique. La même adaptation de puissance que pour l'émulateur avec coupure en amont du conflit est réalisé. La validation de l'émulateur de puissance avec coupure en aval du conflit d'association est réalisée sur le cycle ECE.

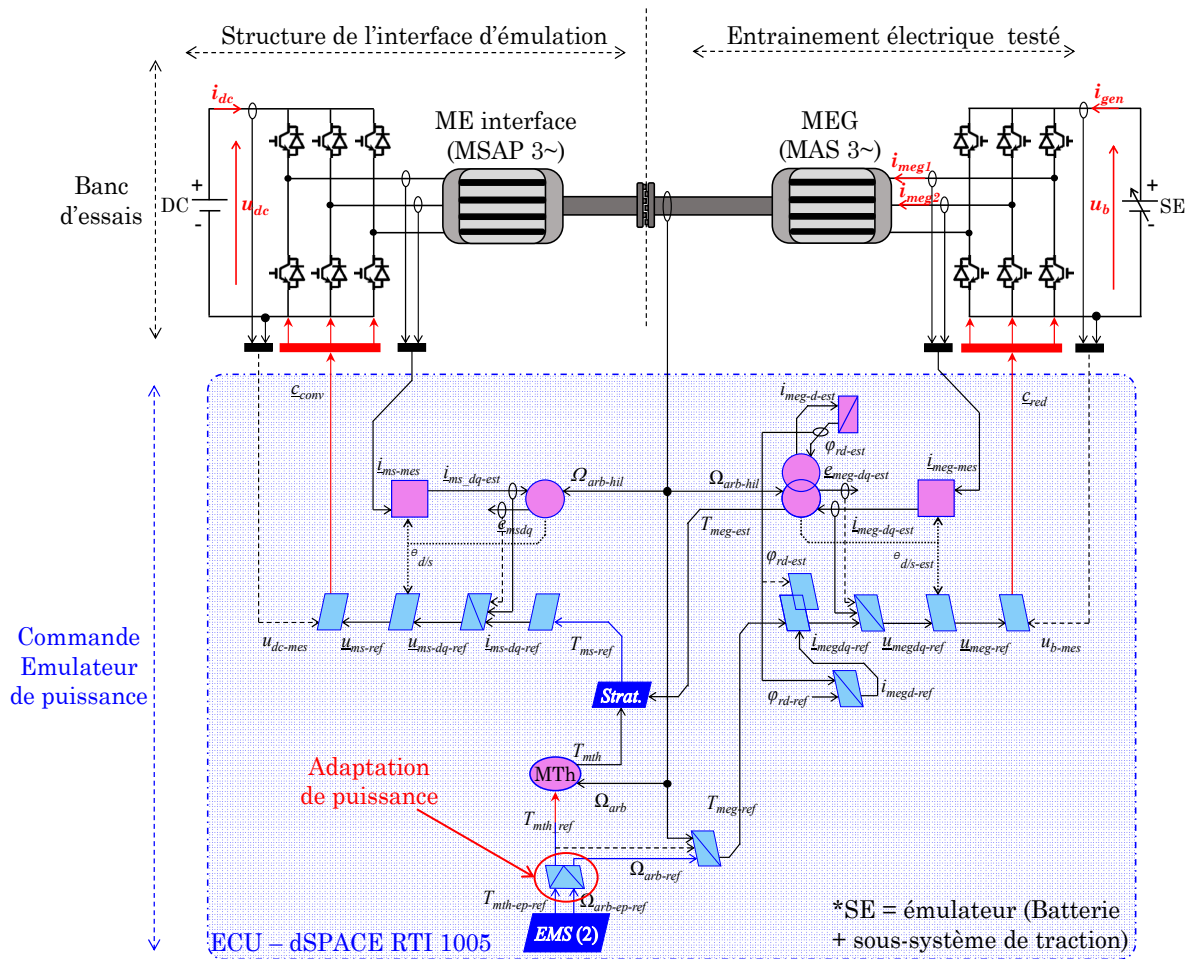


Figure IV.37 : Structure et commande de la plateforme expérimentale

Les résultats expérimentaux sont présentés par la Figure IV.38. On peut constater que, le couple de la machine électrique interface est un peu différent du couple obtenu par la simulation du moteur thermique (Figure IV.38.a). En effet, cela est dû à la commande “adaptative” en couple, qui permet de calculer le couple adéquat de la machine électrique de l’interface d’émulation. On peut remarquer que la vitesse mesurée de la génératrice est quasiment la même que celle simulée (Figure IV.38.b). De même, le couple estimé de la génératrice est quasiment identique au couple simulé (Figure IV.38.c). Des résultats expérimentaux de cet émulateur avec les cycles NEDC et WLTC sont fournis en [Annexe L].

Cet émulateur de puissance, commandé en couple, permet aussi de tester la génératrice dans des conditions quasiment similaires aux conditions réelles. En effet, la commande “adaptative” développée permet de palier les imperfections de l’interface d’émulation afin d’obtenir un comportement de l’émulateur proche du système émulé. Toutefois, il a été remarqué que cette commande nécessite une bonne connaissance des paramètres du banc d’essais, avec au moins une précision absolue de 75%. En effet, une précision plus faible peut dégrader les performances de l’émulateur de puissance.

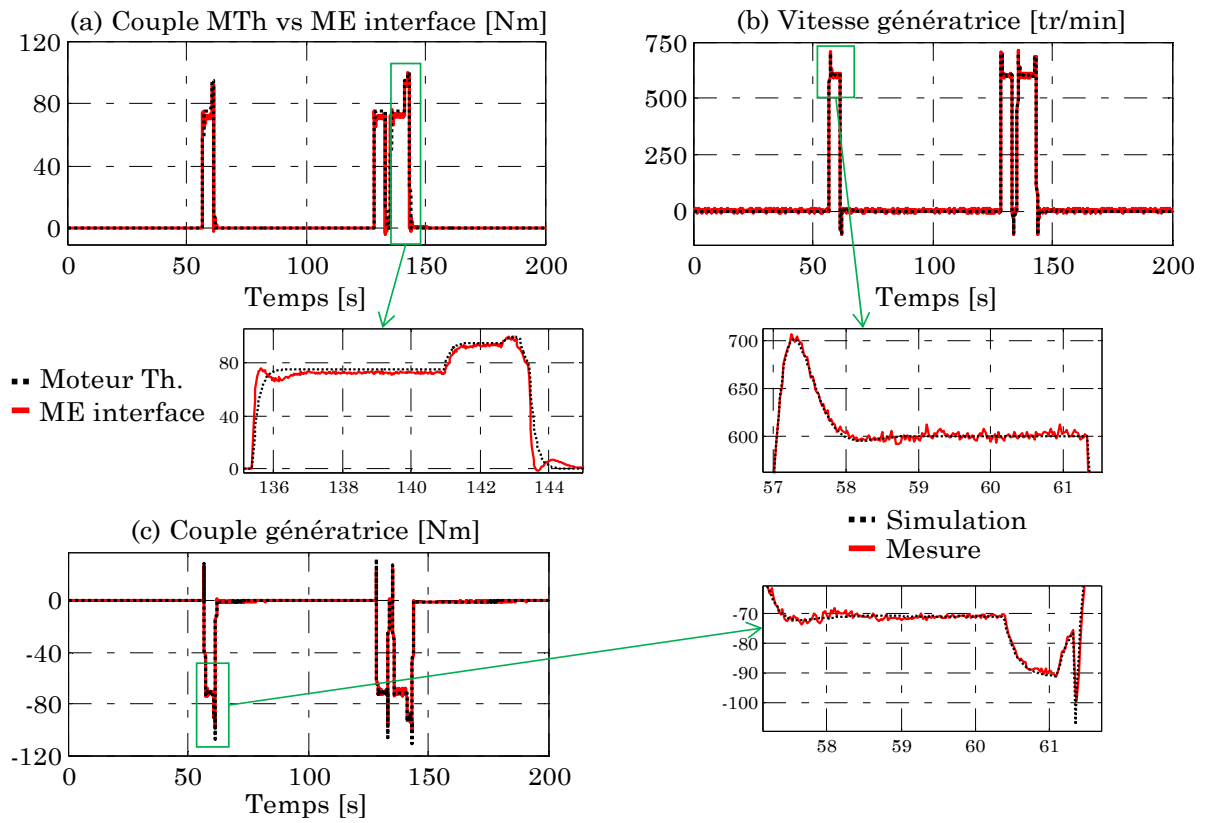


Figure IV.38 : Résultats expérimentaux de l'émulateur de puissance

IV.4 - Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, la méthodologie d'émulation a été appliquée pour tester les entraînements électriques du véhicule hybride série. La REM a été utilisée comme outil d'organisation des divers émulateurs développés. A partir de la représentation unifiée du véhicule hybride série, divers émulateurs de puissance ont été proposés pour tester les entraînements électriques.

Il a été montré que les conflits d'association, dans la représentation fonctionnelle, ont un impact sur la synthèse des émulateurs de puissance pour tester un entraînement électrique. En effet, pour le test de la génératrice, il a été prouvé que, si le conflit d'association est négligé, cela engendre une erreur sur les performances de l'émulateur de puissance. Lorsque le conflit d'association est pris en compte, alors deux émulateurs sont possibles selon l'endroit où le point de coupure fonctionnelle est fixé.

Dans le cas où le point de coupure fonctionnelle est fixé en amont du conflit, alors un entraînement électrique commandé en vitesse doit être utilisé dans l'interface d'émulation. Dans ce cas, la rapidité de l'interface est essentielle pour garantir une bonne précision de l'émulateur. Une méthode expérimentale a permis de définir le temps de réponse adéquat de l'interface d'émulation en boucle fermée. La commande avec un "retour direct" et une "anticipation" d'inversion a fourni les meilleures performances. Même si elle dépend d'estimations des paramètres mécaniques du banc d'essais, l'émulateur est faiblement sensible à ces estimations. Les résultats expérimentaux ont montré que cet émulateur offre une bonne précision pour le test d'entraînements électriques. Toutefois, la commande en vitesse de l'interface rajoute un retard supplémentaire quel que soit la technique de commande utilisée.

Dans le cas où le point de coupure fonctionnelle est fixé en aval du conflit, l'interface d'émulation est commandée en couple. Pour le test de la génératrice, il a été prouvé qu'une commande en couple classique peut être utilisée lorsque les paramètres mécaniques du banc d'essais sont identiques à ceux du système réel. Toutefois, cette commande peut devenir instable si les paramètres mécaniques sont différents. Une stratégie de commande "adaptative" a été définie pour pallier les inconvénients de la commande classique. Bien qu'elle soit basée sur les estimations des paramètres mécaniques du banc d'essais, la commande "adaptative" garantit une bonne précision tant que l'erreur absolue sur l'estimation est inférieure à 25%. Avec des estimations correctes, cet émulateur offre de meilleures performances que l'émulateur avec une commande en vitesse.

Face aux différents problèmes économiques et environnementaux, les véhicules électrifiés sont une alternative pour réduire la consommation et les émissions polluantes des transports. Leur croissance rapide impose d'optimiser leur conception, qualité et production. Le développement rapide d'émulateurs de puissance flexibles et fiables pour tester leurs divers sous-systèmes doit contribuer fortement à optimiser leur conception. L'objectif de cette thèse est de définir une méthodologie pour développer, de manière efficace, des émulateurs de puissance pour véhicules électrifiés. Cette méthodologie est définie en utilisant la Représentation Energétique Macroscopique (REM) comme outil de synthèse des divers émulateurs.

Le Chapitre I a permis de contextualiser la thèse en montrant les enjeux liés au développement des émulateurs de puissance dans le domaine automobile. L'émulation de puissance consiste à tester un composant, ensemble fonctionnel, ou sous-système de puissance d'un système dans des conditions proche de la réalité. Elle implique l'usage d'une interface d'émulation et d'un simulateur temps réel du modèle du sous-système émulé. Il a été prouvé que, même si l'interface d'émulation est le cœur de l'émulateur, les modèles utilisés dans le simulateur sont tout aussi importants, et leur granularité doit être adaptée aux phénomènes testés. Il a été montré que l'approche de représentation utilisée peut impacter la synthèse des émulateurs de puissance. Dans cette thèse, une approche basée sur la représentation fonctionnelle causale est utilisée. Cette étude est concentrée sur le développement d'émulateurs de puissance pour tester la batterie et les entraînements électriques d'un véhicule hybride série.

Le Chapitre II a présenté la modélisation complète d'un véhicule hybride série puis l'élaboration de sa commande. La REM a permis d'organiser les modèles des divers composants du véhicule après résolution de divers conflits d'association. Ensuite, elle a permis de développer une structure pratique de commande et la gestion d'énergie du véhicule. Une stratégie à base de règles a été déduite d'une stratégie optimale hors ligne. Les règles définies ont permis d'obtenir une consommation proche de l'optimum avec 3% d'erreur dans le pire des cas. Le simulateur du véhicule ainsi réalisé a été utilisé pour développer les émulateurs de puissance afin de tester la batterie et les entraînements électriques du véhicule hybride série.

Dans le Chapitre III, la méthodologie d'émulation proposée a été utilisée pour le test de batterie. Trois émulateurs de puissance ont été détaillés. En premier lieu, l'émulateur de puissance classique pour reproduire le courant moyen de la batterie a été présenté. Il a été montré que cet émulateur est limité dans le sens où il ne permet pas de reproduire le courant instantané de la batterie. Il ne peut donc pas être utilisé pour tester une batterie sur son cycle de vie. Le deuxième émulateur présenté utilise l'onduleur de traction pour reproduire le courant instantané. L'onduleur est interfacé avec un filtre inductif triphasé et un convertisseur trois

bras. Toutefois cet émulateur est coûteux et peu flexible. Le troisième émulateur de puissance présenté utilise un convertisseur DC-DC bidirectionnel pour reproduire le courant instantané. Cet émulateur innovant est composé de deux bras et un filtre inductif au milieu. Une stratégie de commande a permis de reproduire l'amplitude du courant batterie avec un bras et les commutations de l'onduleur avec l'autre bras. Cette commande a permis d'obtenir le courant instantané de la batterie. Malgré une précision inférieure à celle de l'émulateur avec l'onduleur de traction, cet émulateur est moins coûteux et plus flexible.

Le Chapitre IV a présenté l'utilisation de la méthodologie d'émulation pour le test d'entraînements électriques. Deux approches de synthèse des émulateurs ont été détaillées. Pour l'approche classique sans conflit d'association, un seul émulateur de puissance est possible. Son interface d'émulation est composée d'un entraînement électrique commandé en vitesse. Il a été prouvé que dans certains cas, si le conflit d'association est négligé, cela peut induire des erreurs sur l'émulateur. Pour l'approche considérant les conflits d'association, dans le cas du test de la génératrice du véhicule hybride série, il a été prouvé que deux émulateurs de puissance sont possibles selon le point de coupure fonctionnelle. Lorsque cette coupure se situe en amont du conflit, la machine électrique de l'interface d'émulation est commandée en vitesse. Une commande spécifique avec un "retour direct" et une "anticipation" d'inversion a procuré de meilleures performances que les autres commandes. Lorsque le point de coupure fonctionnelle se situe en aval du conflit, alors la machine électrique de l'interface est commandée en couple. Une stratégie de commande "adaptative" en couple a été définie pour garantir la précision et la stabilité de l'émulateur de puissance. Elle est basée sur l'estimation des paramètres mécaniques du banc d'essais. Lorsque cette estimation est correcte, cet émulateur offre de meilleures performances que celui avec la commande en vitesse.

La méthodologie développée dans cette thèse est une aide à la synthèse d'émulateurs de puissance pour véhicules électrifiés. Elle est axée sur trois points essentiels. D'abord la définition d'un point de coupure fonctionnelle, ce qui permet d'identifier la nature de l'interface d'émulation. Ensuite, le choix de la granularité des modèles simulés, ce qui permet de définir les performances dynamiques requises de l'interface d'émulation. Enfin, la synthèse de l'interface d'émulation, ce qui permet de garantir la précision et la stabilité de l'émulateur de puissance. L'usage d'outils d'organisation fonctionnelle est essentiel pour faire la bonne synthèse des émulateurs de puissance. Le formalisme REM a aidé précieusement dans la synthèse des émulateurs développés dans cette thèse ainsi que dans la structuration de leurs commandes.

Les travaux de cette thèse peuvent être enrichis sur plusieurs plans. D'abord, pour les émulateurs permettant le test de batterie, une hypothèse a été faite selon laquelle le véhicule fonctionne en mode tout électrique. Il serait intéressant d'ajouter le sous-système de génération dans les divers émulateurs développés. Dans le cas de l'émulateur pour reproduire le courant moyen, cela ne devrait pas

changer la topologie de l'interface d'émulation. Il faudrait juste ajouter le modèle du sous-système de génération dans le simulateur temps réel. Dans le cas de l'émulateur utilisant l'onduleur de traction pour reproduire le courant instantané, il faudrait coupler l'émulateur du sous-système de traction à un émulateur du sous-système de génération. L'interface de cet émulateur serait composée du redresseur de la génératrice, d'un filtre inductif triphasé et un convertisseur trois bras pour reproduire le courant DC du sous-système de génération. Dans le cas de l'émulateur avec le convertisseur DC-DC bidirectionnel, il faudrait aussi ajouter un émulateur pour le sous-système de génération. Il serait aussi intéressant d'investiguer la précision de cet émulateur dans le cas où des stratégies de modulation de largeur d'impulsion particulières sont utilisées pour les convertisseurs des entraînements électriques.

Dans le cas des émulateurs pour le test d'entraînements électriques, il serait particulièrement intéressant de vérifier la méthode de synthèse des émulateurs pour des véhicules à transmissions électriques variables. En effet, dans de telles topologies, plusieurs inerties sont mises en jeu, des stratégies de commandes particulières sont utilisées pour optimiser la transmission.

Certains des émulateurs développés dans cette thèse ont été validés à échelle réduite, ce qui peut avoir un impact sur la dynamique globale des émulateurs. Il serait judicieux de les valider aussi à pleine échelle pour confirmer leurs performances.

Il serait aussi intéressant de vérifier si les émulateurs développés dans cette thèse pour le test de batterie sont adaptés aux nouveaux types de batteries avec des convertisseurs intégrés. Ces batteries sont composées de plusieurs modules avec des convertisseurs modulaires multiniveaux qui font qu'à la sortie, on dispose directement de tensions alternatives triphasées pour alimenter un entraînement électrique. Dans de telles conditions, il est impossible d'utiliser l'émulateur pour reproduire le courant moyen pour tester la batterie, ni l'émulateur avec le convertisseur DC-DC bidirectionnel. Toutefois, il est possible d'adapter l'émulateur utilisant l'onduleur de traction pour tester ces nouvelles batteries.

Dans ces travaux, les émulateurs sont développés séparément, en utilisant parfois des bancs d'essais différents pour la validation expérimentale. Il serait intéressant d'utiliser cette méthode dans le but de réaliser un seul banc d'essais multi-objectif flexible qui permettra de tester les divers sous-systèmes d'un même véhicule. De cette manière, si certains émulateurs ont des interfaces d'émulation qui se ressemblent, alors une mutualisation de ces interfaces peut être réalisée afin de réduire le coût global de l'émulation du véhicule.

Enfin, l'extension de cette méthode à d'autres types de transports (ferroviaire, aéronautique et maritime), ou même à d'autres domaines de la physique (hydraulique, réseaux électriques, etc.) serait enrichissant pour cette thèse.



Sommaire des annexes

Annexe A - Représentation Energétique Macroscopique 153

Annexe B - Paramètres du véhicule hybride série étudié 154

Annexe C – Les outils Sherpa : PhiSim & PhiEmi 155

Annexe D - Calcul des correcteurs pour la commande du véhicule 158

Annexe E - Structure de commande unifiée du sous-système de génération 160

Annexe F - Tests de batterie : paramètres de la validation expérimentale 161

Annexe G - Emulateur à échelle réduite pour la validation de la gestion d'énergie 162

Annexe H - REM d'un modèle électrothermique de batterie 164

Annexe I - Emulateur pour le test de l'entraînement électrique de traction 166

Annexe J - Commande en vitesse : “retour direct” & “anticipation” de compensation 169

Annexe K - Emulateurs pour la génératrice : calcul des fonctions de transfert 174







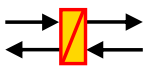
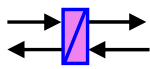
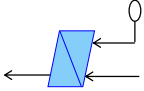

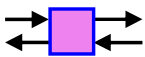
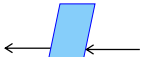
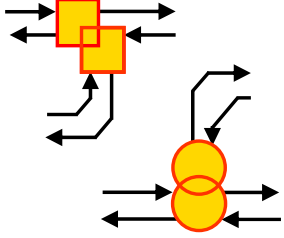
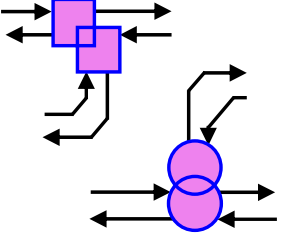
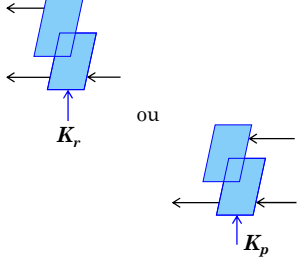
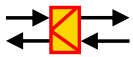
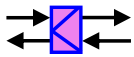
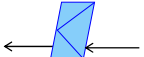
Annexe L - Emulateurs pour la génératrice : validation sur NEDC et WLTC 179

Annexe A - Représentation Energétique Macroscopique

(plus d'informations au <http://www.emrwebsite.org/>) [Bouscayrol 12]

La REM est un formalisme de représentation de systèmes multiphysique utilisant le principe de la causalité intégrale. Par une approche systémique, elle relie les différentes parties d'un système en montrant les actions et réactions entre elles. Elle permet ainsi d'arranger les différents modèles des composants du système par des pictogrammes en couleur avec des entrées et des sorties (Tableau A1). Parmi les éléments, on peut citer les sources d'énergie, les accumulateurs d'énergie, les convertisseurs d'énergie et les distributeurs d'énergie. Les entrées / sorties sont imposées par les accumulateurs d'énergie. La REM offre la déduction directe d'une SMC juste par son inversion. Sa structure multiniveau permet ainsi de différencier le modèle (orange), la commande rapprochée (bleu clair) et la commande globale (bleu foncé).

Tableau A1 : Table des éléments de la REM

	Eléments de puissance 	Eléments de modèle 	Eléments de commande 
Elément source			
Elément d'accumulation			
Elément de conversion			
Eléments de couplage			
Elément d'adaptation			

Annexe B - Paramètres du véhicule hybride série étudié

La batterie du véhicule est de type Lithium-ion de $5,7 \text{ kWh}$. La tension à circuit ouvert de la batterie ainsi que la résistance de décharge sont données en fonction du SoC et de la température (Figure B1). L'entraînement électrique de traction est composé d'une machine synchrone à aimants permanents d'une puissance de 62 kW (Figure B2.a). La génératrice est une machine asynchrone de 20 kW (Figure B2.b). Celle-ci est entraînée par un moteur thermique à essence de 32 kW (Figure B3).

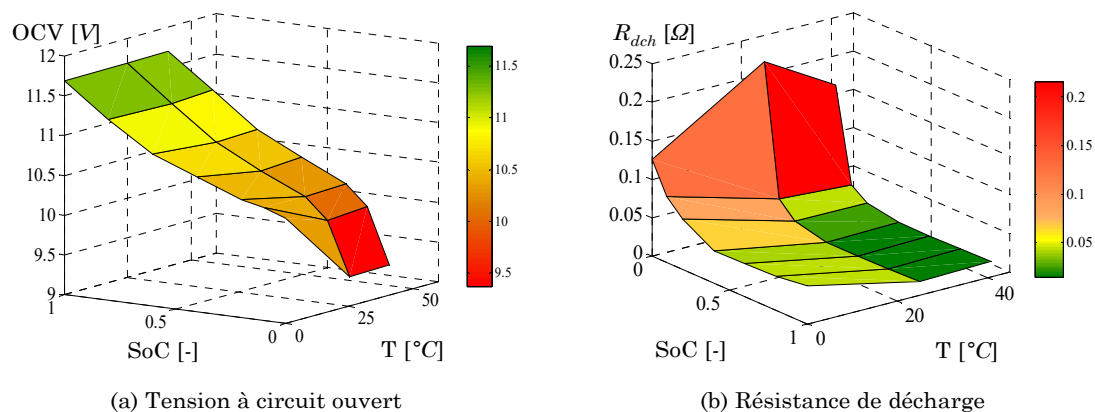


Figure B1 : Cartographies de tension et de résistance la batterie

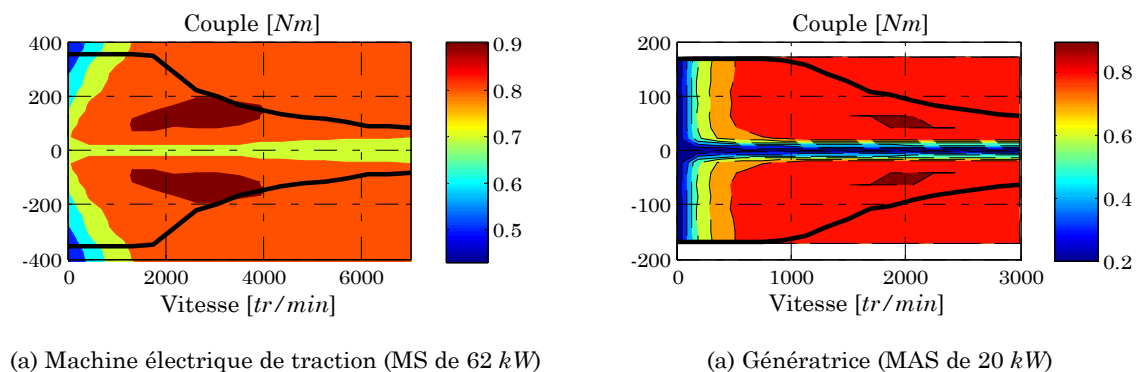


Figure B2 : Cartographies de rendement des entraînements électriques

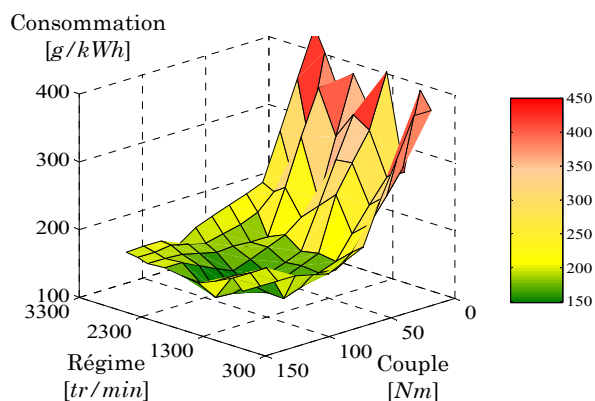


Figure B3 : Cartographie de rendement du moteur thermique

Annexe C – Les outils Sherpa : PhiSim & PhiEmi

C.1 – PhiSim

PhiSim est un outil de simulation dans lequel des ensembles de fonction sont définis et connectés entre eux pour décrire le fonctionnement physique du système. Il est basé sur l'approche Bond Graph avec une causalité intégrale. PhiSim est très proche du Graphe Informationnel Causal (GIC) [Hautier 96], mais s'en différencie par les méthodologies de structuration de commande. La commande de systèmes, sous PhiSim, est toujours développée par expertise car il n'y a pas une méthode définie pour l'élaboration de celle-ci. PhiSim se présente sous deux niveaux. Le premier niveau correspond aux modèles des ensembles fonctionnels (EF) du véhicule. Un EF peut comprendre son modèle physique et sa commande rapprochée (ex : ensemble convertisseur, machine électrique et leur commande rapprochée). Le deuxième niveau est appelé superviseur et comprend la commande rapprochée du véhicule et sa gestion d'énergie. Les références représentent les besoins de l'utilisateur du véhicule (accélération et freinage). Les connexions pleines sont des liens qui apparaissent sur l'interface graphique de l'outil de simulation. Les connexions interrompues sont des liens cachés sur l'interface graphique, elles sont faites via des "go-to", "from". Cela permet d'avoir une interface graphique très proche de la structure du véhicule. PhiSim est une bibliothèque de composants et d'ensembles fonctionnels sous MATLAB-Simulink. Cette bibliothèque fournit des modèles de composants dans les domaines électrique, thermique, hydraulique et mécanique. Un exemple de représentation fonctionnelle du modèle dynamique d'un véhicule hybride parallèle (topologie présentée dans Figure I.8 (h)) sous PhiSim est donné par la Figure C1.

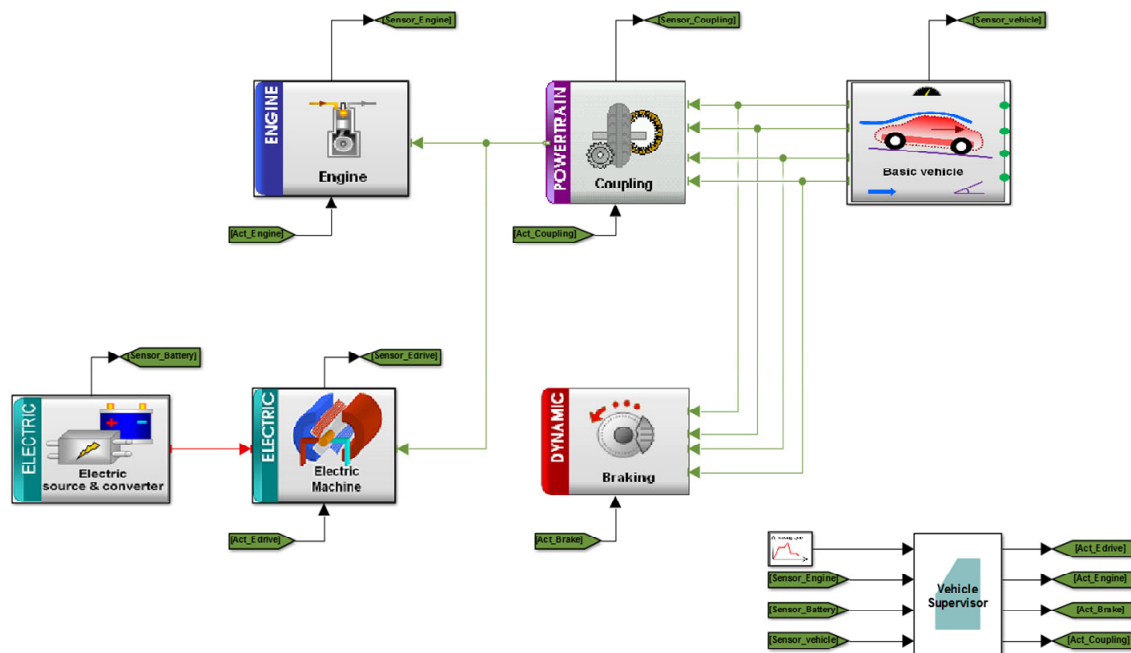


Figure C1 : Représentation d'un véhicule hybride parallèle sous PhiSim

Le modèle d'un véhicule est rapide à développer sous Phisim. Cependant, sa commande est basée sur l'expertise du développeur. C'est là que la REM intervient pour aider à la structuration de la commande. La REM est un outil d'organisation des modèles d'un système complexe. Elle permet de représenter celui-ci en faisant apparaître les différents liens fonctionnels entre ses divers composants. Sa force principale est la structuration de la commande de ces systèmes complexes grâce au principe d'inversion. Elle peut donc être d'une aide précieuse aux outils comme PhiSim dans le développement de la commande. La REM a déjà été couplée à une représentation Bond-Graph [Silva 14] pour la simulation d'un véhicule électrique. D'autres travaux ont permis de coupler la REM à des outils de simulation à priorité structurelle [Letrouvé 11].

C.2 – PhiEmi

PhiEmi est un outil, d'un niveau beaucoup plus abstrait, pour réaliser le dimensionnement et la gestion d'énergie de systèmes complexes. En effet, ce niveau abstrait appelé niveau "organique" permet de représenter des Ensembles Fonctionnels du système d'un point de vue puissance demandée – puissance fournie. Il permet de gérer les flux de puissance d'un système complexe en restant à un niveau très haut de modélisation [Mokukcu 17]. A l'image de PhiSim, PhiEmi se présente aussi sous deux niveaux. Le premier niveau correspond aux modèles en puissance des ensembles fonctionnels du véhicule munis de leurs systèmes de pilotage (SP). Le deuxième niveau appelé superviseur représente la gestion d'énergie.

La modélisation sous PhiEmi est donc faite à un niveau organique qui permet une étude énergétique abstraite. Les éléments interconnectés sont d'ailleurs appelé Ensemble Organico-Fonctionnel (EOF). Ces EOF sont modélisés en termes de besoin ("Need") de puissance (N) et fourniture ("Supply") de puissance (S). Les différents EOF sont : les sources, les stockeurs d'énergie, les transformateurs d'énergie, les distributeurs d'énergie et les consommateurs d'énergie ou effecteurs. Les échanges entre les EOF et le superviseur sont gérées par les systèmes de pilotage des EOF. PhiEmi est une bibliothèque dans l'interface graphique de MATLAB-Simulink et les différents EOF sont déjà modélisés. Le processus commence par une demande de puissance par les consommateurs, Le superviseur regarde l'état de charge (la disponibilité) des différents stockeurs d'énergie du système et donne des ordres de fourniture de puissance via les distributeurs d'énergie. Pour le cas du véhicule hybride parallèle rechargeable, les différentes sources sont la batterie, le moteur thermique et les freins mécaniques. Quand il y a une demande en puissance pour la traction ou le freinage du véhicule, les disponibilités en énergie électrique et en carburant sont traitées, le superviseur ordonne une traction tout électrique, hybride ou tout thermique via les distributeurs. Quand le besoin en puissance est exprimé pour le freinage du

véhicule, la disponibilité pour la recharge de la batterie est traitée, le superviseur ordonne un freinage tout électrique, hybride ou mécanique via les distributeurs. Les distributeurs constituent donc le cœur du système dans PhiEmi. La Représentation PhiEmi d'un véhicule hybride parallèle est donnée par la Figure C2. Le superviseur envoie des priorités de fourniture de puissance aux distributeurs d'énergie pour la répartition de l'énergie entre les différentes sources. La priorité 1 correspond à la plus haute priorité. Le superviseur ne fournit donc pas les mêmes informations que la stratégie construite avec la REM.

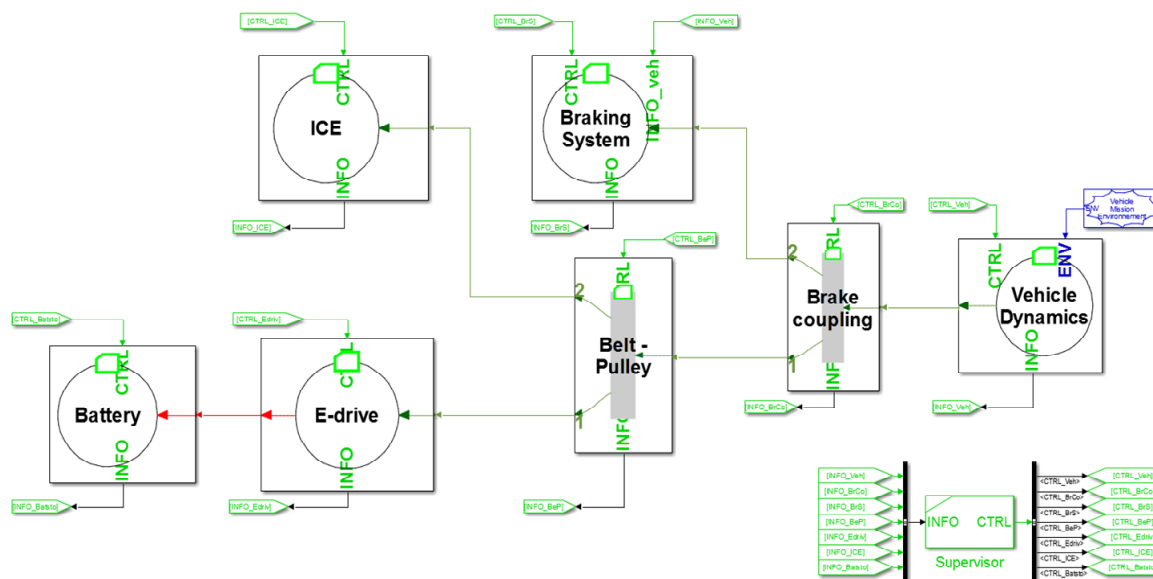


Figure C2 : Représentation fonctionnelle d'un VH parallèle sous PhiEmi

L'avantage dans PhiEmi est de pouvoir tester, rapidement, la gestion d'énergie de système complexe en utilisant un modèle énergétique abstrait. Une de ses forces est la gestion des disponibilités des différentes sources du système. C'est à dire, tout en gardant la priorité principale, la gestion d'énergie sous PhiEmi s'adapte automatiquement à la disponibilité des différentes sources. Cependant, vu que le modèle utilisé dans PhiEmi est en puissance, il est intéressant de le tester avec un modèle qui reflète les lois de la physique. Ce modèle peut être quasi-statique ou dynamique pour bien reproduire la physique du système.

Il est possible de coupler la REM et la SMC à PhiEmi pour tester la gestion d'énergie de système complexe. Concrètement, le bloc "EMS" de la REM est remplacé par La gestion d'énergie de PhiEmi. Cependant, il est à noter que PhiEmi, opère en puissance, tandis-que la REM et la SMC opèrent respectivement en action/réaction (parfois équivalent à effort/flux selon la causalité intégrale) et en signaux de commande. Une interface d'adaptation est alors nécessaire afin de faire la conversion des puissances en effort ou flux ou en signaux de commande.

Annexe D - Calcul des correcteurs pour la commande du véhicule

Le calcul des correcteurs est fait à partir d'une méthode générique qui permet de calculer les coefficients d'un correcteur PI pour les fonctions de transferts du 1^{er} ordre. La méthode est détaillée par les étapes suivantes :

- Soit G la forme générique des fonctions de transfert du 1^{er} ordre :

$$G(s) = \frac{k}{a + \tau s} \quad (D.1)$$

- La fonction de transfert du correcteur PI peut s'écrire :

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (D.2)$$

- Alors la boucle fermée de régulation peut être représentée comme suit :

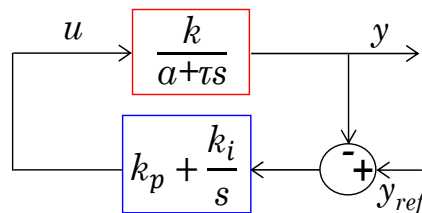


Figure D1 : Boucle fermée de régulation avec un correcteur PI

- La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit alors :

$$\left. \frac{y}{y_{ref}} \right|_{bf} = \frac{\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \left(\frac{k}{a + \tau s}\right)}{1 + \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \left(\frac{k}{a + \tau s}\right)} = \frac{\frac{k_i}{s} \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1\right) \left(\frac{k}{a + \tau s}\right)}{1 + \frac{k_i}{s} \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1\right) \left(\frac{k}{a + \tau s}\right)} = \frac{\left(\frac{k_p}{k_i} s + 1\right) \left(\frac{k_i k}{s(a + \tau s)}\right)}{1 + \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1\right) \left(\frac{k_i k}{s(a + \tau s)}\right)}$$

$$\left. \frac{y}{y_{ref}} \right|_{bf} = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{s(a + \tau s)}{k_i k} + \frac{k_p}{k_i} s + 1}$$

$$\text{Donc : } \left. \frac{y}{y_{ref}} \right|_{bf} = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau}{k_i k} s^2 + \left(\frac{a}{k_i k} + \frac{k_p}{k_i}\right) s + 1} \quad (D.3)$$

Les coefficients k_p et k_i sont calculés en fonction du cahier des charges qui définit le temps de réponse (tr_{bf}) en boucle fermée et le coefficient d'amortissement (ξ) en identifiant cette fonction de transfert à la forme générique du 2^e ordre.

La fonction de transfert d'un système du 2^e ordre peut s'écrire, de manière générale, comme suit :

$$\left. \frac{y}{y_{ref}} \right|_{bf} = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad \text{où } \omega_n, \text{ la pulsation propre du système} \quad (\text{D.4})$$

Par identification, on peut dire que :

$$\begin{cases} \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{a}{k_i k} + \frac{k_p}{k_i} \\ \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{\tau}{k_i k} \end{cases}$$

Donc :

$$\begin{cases} k_i = \frac{\tau \omega_n^2}{k} \\ k_p = \frac{2\xi \tau \omega_n - a}{k} \end{cases} \quad (\text{D.5})$$

Pour calculer ces coefficients, il suffit d'identifier le paramètre "a" (qui vaut 0 ou 1) selon la fonction de transfert en boucle ouverte du système, et les paramètres ξ et ω_n définis par le cahier des charges. Le Tableau A2 résume les paramètres utilisés pour la synthèse des correcteurs du véhicule hybride série avec un $\xi = 0,7$.

Tableau A2 : Paramètres de synthèse des correcteurs du véhicule hybride série

Boucle de régulation	Paramètres		
	<i>a</i>	<i>tr_{bf}</i> (s)	<i>ω_n</i> (rad/s)
Vitesse du véhicule	0	1	4,744
Courants de la MET	1	5,2	912,3
Courants de la génératrice	1	6,4	741,2
Flux de la génératrice	1	0,3	15,81
Vitesse de génératrice	1	1	4,744

NB : ω_n est calculée à partir de la formule $\omega_n tr_{bf} = 4,744$.

Annexe E - Structure de commande unifiée du sous-système de génération

Pour unifier la commande, d'abord le modèle de l'arbre équivalent est modifié avec adoption d'une convention "moteur" pour les deux machines (moteur thermique & MEG). L'arbre équivalent est donc décomposé en élément de couplage des deux machines (E.1) et élément d'accumulation (E.2). Donc, par la REM, il est représenté avec un élément de couplage et un élément d'accumulation. Ensuite, pour la commande, une chaîne de réglage partant des variables de réglages ($T_{meg-ref}$ et $T_{mth-ref}$) jusqu'à la variable objectif (Ω_{arb}) permet de déduire la structure de commande du sous-système de génération (Figure E1).

$$T_{arb} = T_{mth} + T_{meg} \quad (E.1)$$

$$J_{arb} \frac{d\Omega_{arb}}{dt} = T_{arb} - f_{arb} \Omega_{arb} \quad (E.2)$$

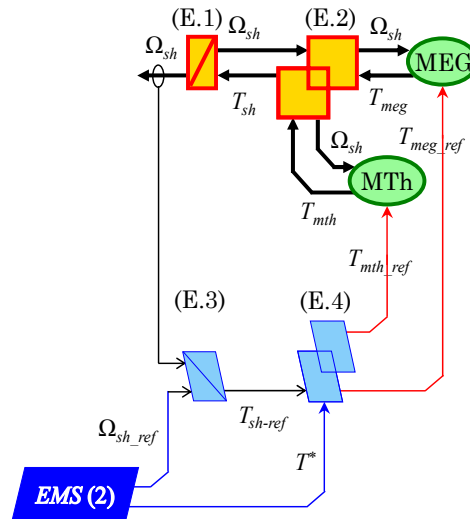


Figure E1 : Structure de commande unifiée du sous-système de génération

Un asservissement de la vitesse est réalisé pour déterminer le couple de référence sur l'arbre équivalent ($T_{arb-ref}$) avec un temps de réponse d'une seconde en boucle fermée (E.3). Ensuite, les couples du moteur thermique et de la génératrice sont déterminés en fonction du critère de couple (T^*) défini selon la méthode de commande choisie (E.4). Si $T^* \geq 0$, une commande en couple est utilisée pour le moteur thermique et une commande en vitesse pour la génératrice. Si $T^* < 0$, une commande en vitesse est utilisée pour le moteur thermique et une commande en couple pour la génératrice.

$$T_{arb-ref} = C_1(s)(\Omega_{arb-ref} - \Omega_{arb-mes}) \quad (E.3)$$

$$\begin{cases} T_{mth-ref} = T^* \{T^* \geq 0\} + [T_{arb-ref} - T^*] \{T^* < 0\} \\ T_{meg-ref} = \left[T_{arb-ref} - \left(\frac{1}{1 + \tau_{mth} \cdot s} \right) T^* \right] \{T^* \geq 0\} + T^* \{T^* < 0\} \end{cases} \quad (E.4)$$

Annexe F - Tests de batterie : paramètres de la validation expérimentale

Les émulateurs de puissances pour le test de batteries sont validés avec un module de batterie LMO (LiMn_2O_4) de 44,4 V / 47,5 Ah (Figure F1). Les paramètres de la validation expérimentale sont détaillés par le Tableau A3.



Capacité	44,5 Ah
Energie	2,109 Wh
Tension nominale	44,4 V
Tension à 100 %	49,2 V
Tension à 0%	33 V
Charge à CC	50 A
Charge à impulsion	125 A
Décharge à impulsion	300 A < 60 s
Température	0 à 45 °C

Figure F1 : Module de batterie LMO 44,4 V / 47,5 Ah

Tableau A3 : Paramètres de la validation expérimentale

CINERGIA (mode DC)	0 à 750 V
Inductance bobine 1	797 μH
Résistance bobine 1	0,15 Ω
Inductance bobine 2	831 μH
Résistance bobine 2	0,17 Ω
Inductance bobine 3	795 μH
Résistance bobine 3	0,2 Ω
Capacité bus DC	4,6 mF

Annexe G - Emulateur à échelle réduite pour la validation de la gestion d'énergie

Dans cette étude, l'émulateur de puissance pour reproduire le courant moyen est validé expérimentalement à échelle réduite en considérant le sous-système de génération (Figure G1). La même plateforme expérimentale est utilisée pour la validation (Figure G2). Les résultats sont présentés dans la Figure G3.

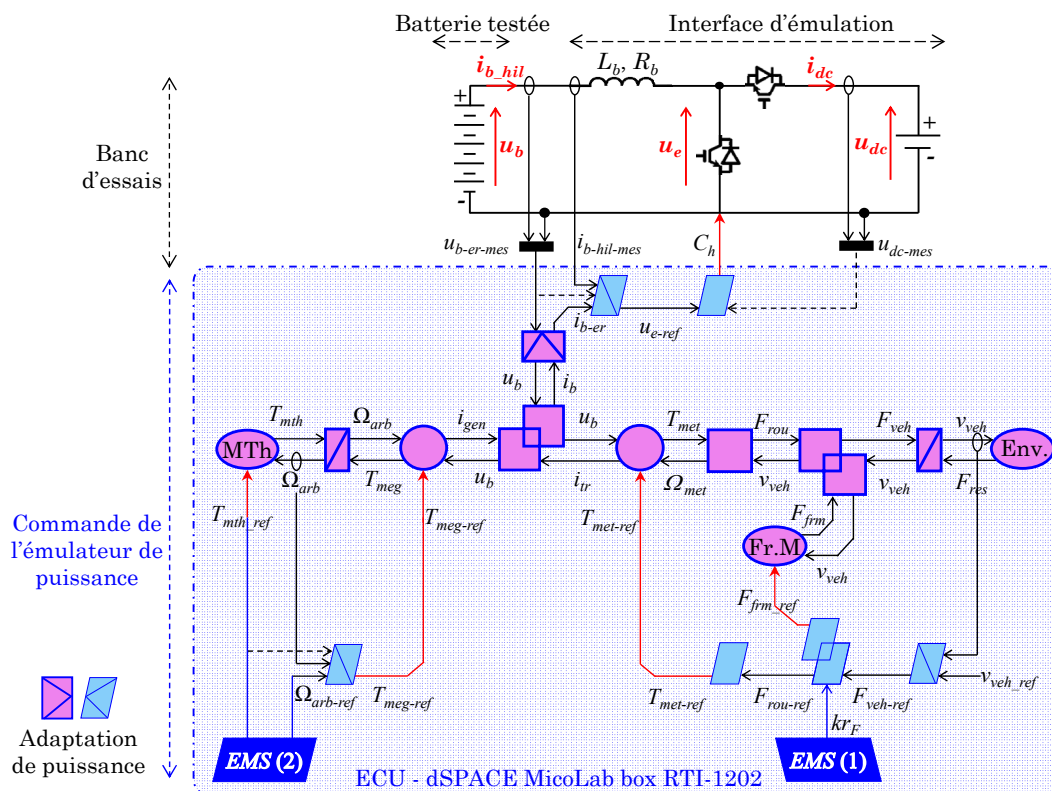


Figure G1 : Structure et commande de la plateforme expérimentale

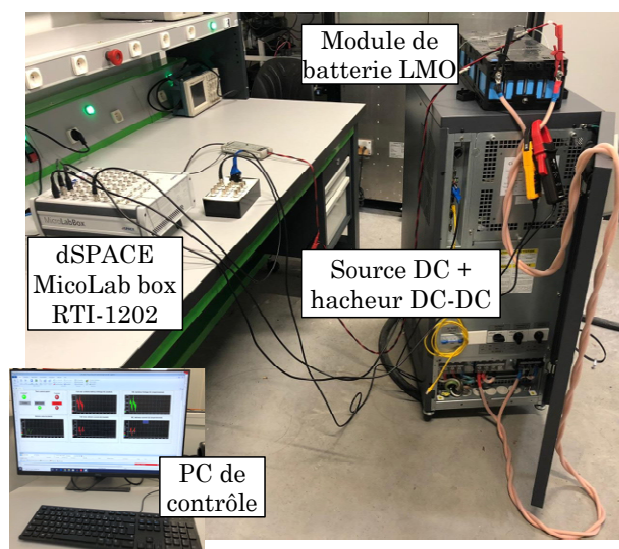


Figure G2 : Plateforme expérimentale pour reproduire le courant moyen

Un rapport de 6,94 est utilisé pour adapter la tension du module LMO testé à celle de la batterie, et un rapport de 2,5 sur le courant pour éviter la saturation du capteur de courant.

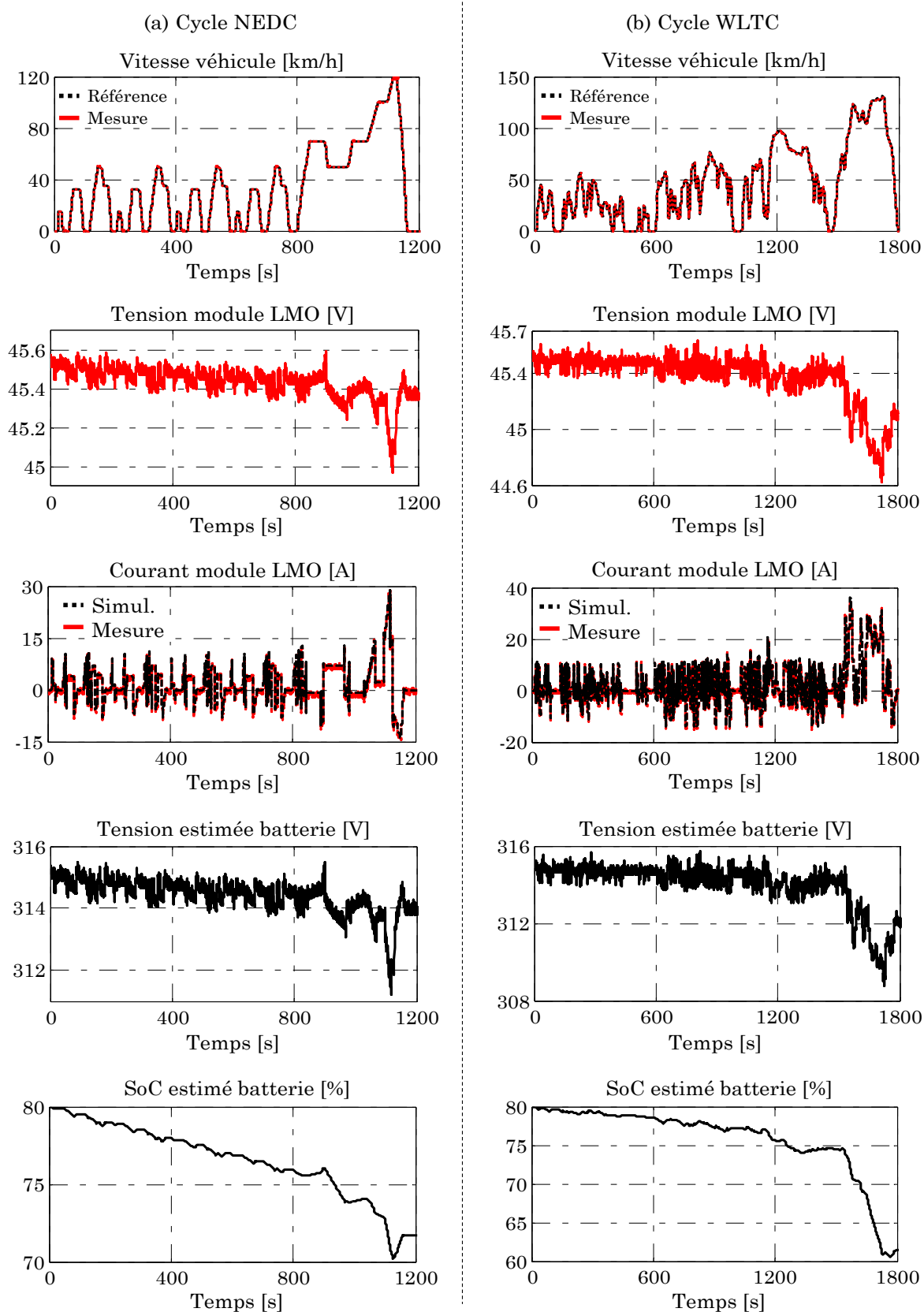


Figure G3 : Résultats expérimentaux sur les cycles NEDC et WLTC

Annexe H - REM d'un modèle électrothermique de batterie

Cette représentation est issue du modèle électrothermique d'une batterie Lithium Fer Phosphate (LFP) de 160 Ah présenté dans [German 20]. Le modèle est détaillé en deux étapes. D'abord, un modèle électrique, prenant en compte la tension à circuit ouvert de la cellule (u_{co}), la résistance série (R_s), et le circuit de transfert de charge composé d'une résistance (R_t) et de la capacité à double couche (C_{dc}), est présenté (Figure H1.a). Les équations ci-dessous décrivent le principe de fonctionnement électrique de la cellule.

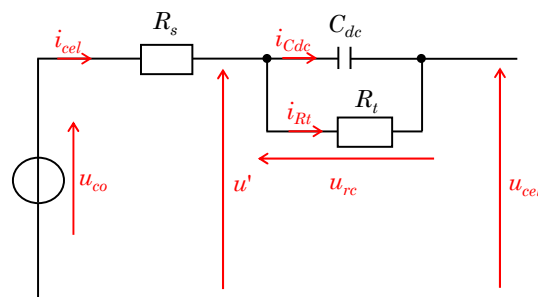
$$u' = u_{co} - R_s i_{cel} \quad (\text{H.1})$$

$$u_{cel} = u' - u_{rc} \quad (\text{H.2})$$

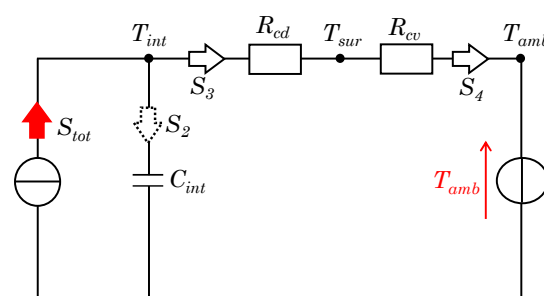
$$C_{dc} \frac{d}{dt} u_{rc} = i_{Cdc} \quad (\text{H.3})$$

$$i_{Rt} = \frac{1}{R_t} u_{rc} \quad (\text{H.4})$$

$$i_{cel} = i_{Rt} + i_{Cdc} \quad (\text{H.5})$$



(a) Schéma du modèle électrique



(b) Schéma du modèle thermique

Figure H1 : Schémas équivalents du modèle électrothermique de batterie

Le modèle thermique est basé sur le circuit équivalent présenté par la Figure H1.b. Ce modèle est aussi utilisé pour les supercondensateurs [Kreczanik 14]. Il permet de modéliser la chaleur générée dans la cellule et le transfert de chaleur aussi en prenant en compte le phénomène de conduction dans la batterie, entre la

température interne (T_{int}) et à la surface (T_{sur}), est considéré via la résistance thermique de conduction (R_{cd}). Les équations ci-dessous décrivent le principe de fonctionnement électrique de la cellule. Le phénomène de convection entre la surface et la température ambiante (T_{amb}) est pris en compte via la résistance thermique de convection (R_{cv}). La capacité thermique (C_{int}) caractérise l'énergie thermique emmagasiné dans la cellule. Les équations ci-dessous régissent le comportement thermique dans une cellule. La REM issue de ce modèle électrothermique est présentée par la Figure H2.

$$S_1 = \frac{R_s i_{cel}^2}{T_{int}} \quad (\text{H.6})$$

$$S'_1 = \frac{R_t i_{Rt}^2}{T_{int}} \quad (\text{H.7})$$

$$S_{tot} = S_1 + S'_1 \quad (\text{H.8})$$

$$S_3 = \frac{T_{int} - T_{amb}}{(R_{cd} + R_{cv}) T_{int}} \quad (\text{H.9})$$

$$S_4 = \frac{T_{int} - T_{amb}}{(R_{cd} + R_{cv}) T_{amb}} \quad (\text{H.10})$$

$$C_{int} \frac{d}{dt} (\ln T_{int} - \ln T_{int0}) = S_{tot} - S_3 \quad (\text{H.11})$$

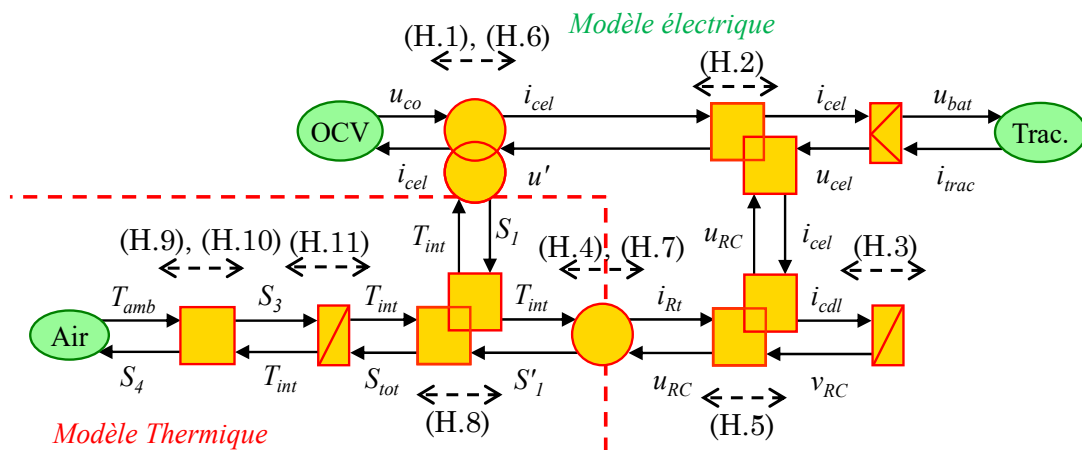


Figure H2 : REM du modèle électrothermique de batterie

Annexe I - Emulateur pour le test de l'entraînement électrique de traction

Pour réaliser l'organisation de l'émulateur de puissance par la REM, sa modélisation est nécessaire. La Figure IV.3 rappelle la structure du banc d'essais avec l'entraînement électrique de traction et l'entraînement électrique interface. Dans cette étude, le modèle de l'entraînement électrique interface n'est pas détaillé. En effet, celui-ci est composé d'une machine à courant continu à aimants permanents, dont le modèle est bien connu. Les deux entraînements électriques sont connectés mécaniquement sur le même arbre. Un arbre équivalent est donc considéré pour calculer la vitesse du banc (I.1). La REM de l'émulateur de puissance ainsi que sa commande sont présentées par la Figure I1. Une mesure du couple de la machine électrique de traction doit être effectuée pour calculer la vitesse de rotation (Ω_{met}) à envoyer en consigne de commande à l'interface d'émulation. Ce calcul est effectué en temps réel à partir du modèle de la transmission mécanique. L'interface d'émulation est donc commandée en vitesse. La même technique de commande ("retour direct" + "anticipation" d'inversion) que pour l'émulateur avec coupure en amont du conflit d'association est utilisée. Le temps de réponse en boucle fermée est défini selon la méthode expérimentale déjà définie, soit un temps de réponse 5 fois inférieur que celui en simulation.

$$\frac{d}{dt}\Omega_{met-hil} = \frac{1}{J_{hil}}(T_{met} - T_{mcc} - f_{hil}\Omega_{met-hil}) \quad (I.1)$$

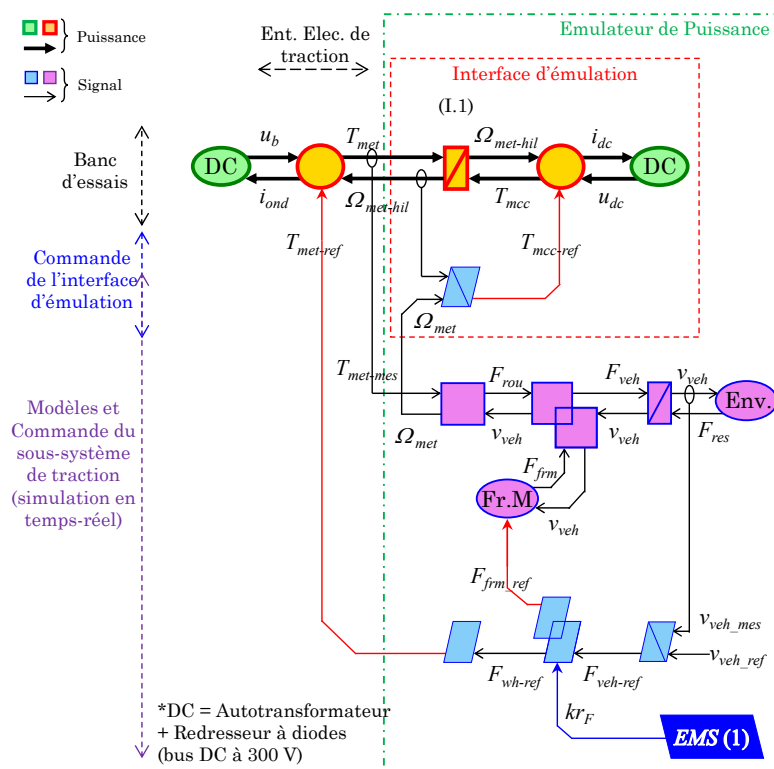


Figure I1 : Organisation REM de l'émulateur de puissance

La structure de la plateforme expérimentale est présentée par la Figure I2. La carte électronique dSPACE-1005 est utilisée pour la commande de l'émulateur de puissance. 7 capteurs sont utilisés, 1 capteur de tension pour l'alimentation de l'entraînement électrique de traction, 3 capteurs de courant pour les courants des machines électriques, 1 capteur de vitesse. Au lieu d'avoir un capteur de couple, Le couple de la machine électrique de traction est estimé à partir des courants mesurés. L'émulateur est validé avec une machine synchrone à aimants permanent de 10 kW (Figure I3). La machine électrique qui permet d'émuler le comportement de la transmission mécanique est une MCC à aimants permanents de 10 kW. Le montage est fait de sorte que les deux machines électriques sont alimentées par le même bus DC. Au vu des rapports de puissance, une adaptation en vitesse et en couple est nécessaire pour valider l'émulateur à échelle réduite.

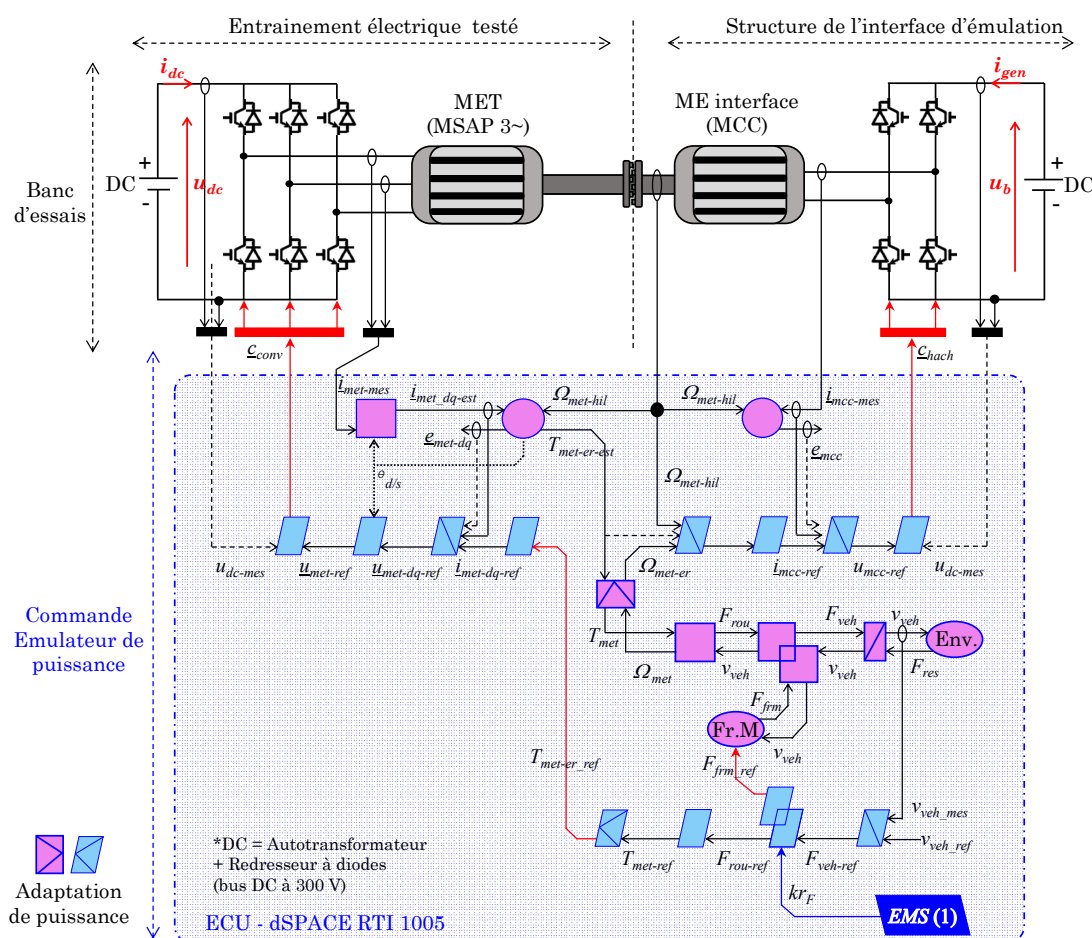


Figure I2 : Structure et commande de la plateforme expérimentale

Pour le cycle choisi (ECE), la vitesse de l'entraînement électrique ne dépasse pas 2250 tr/min , et le couple 105 Nm . Un rapport de 3 est fait sur la vitesse pour ne pas dépasser 750 tr/min à 300 V (limite de tension pour éviter des problèmes de CEM) et rapport de 1,75 pour ne pas dépasser un couple max de 60 Nm au niveau de la machine synchrone de 10 kW. La simulation HiL est réalisée sur le cycle ECE, les résultats expérimentaux sont présentés par la Figure I4.

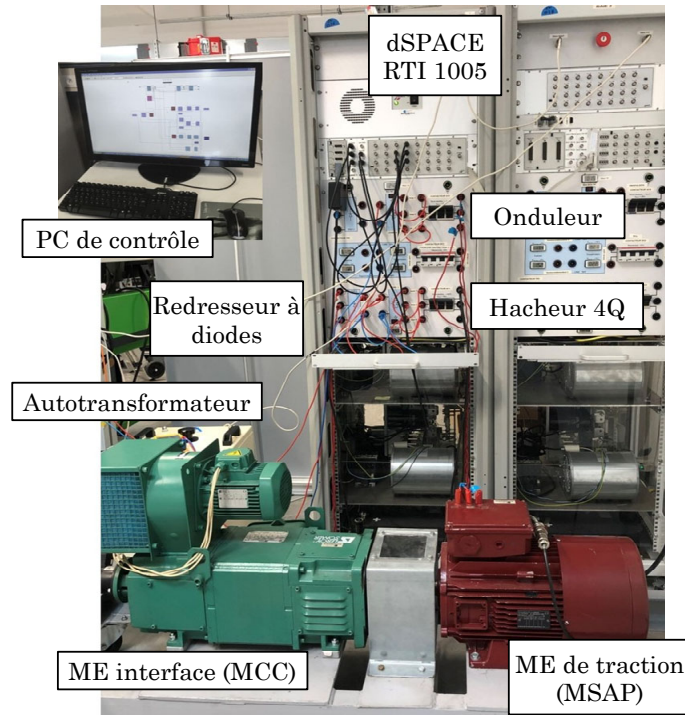


Figure I3 : Plateforme expérimentale avec la ME de traction

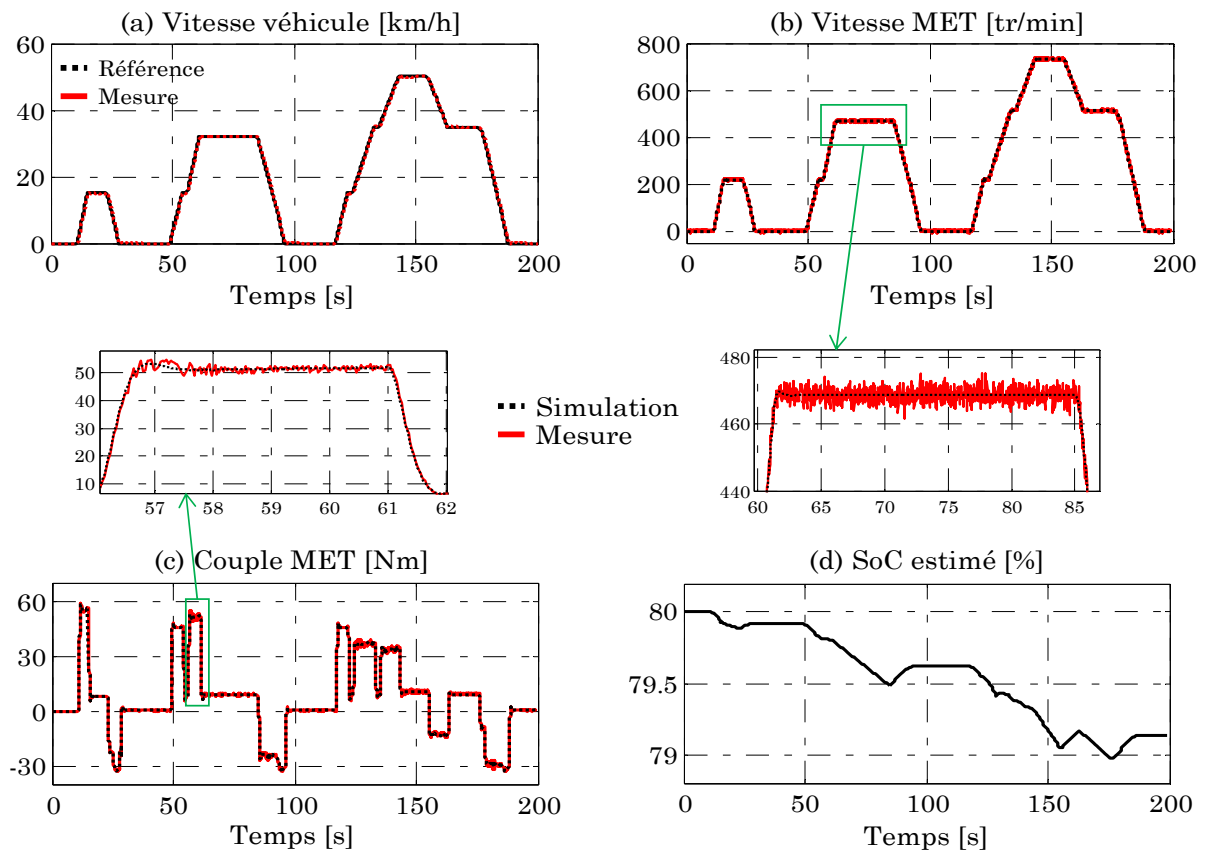


Figure I4 : Résultats expérimentaux de l'émulateur de puissance

Annexe J - Commande en vitesse : “retour direct” & “anticipation” de compensation

Cette technique de commande a pour objectif de supprimer le zéro au numérateur de la fonction de transfert obtenue avec la commande par “retour direct”. En effet, en rajoutant une “anticipation” de compensation à la commande avec “retour direct”, ce zéro au numérateur peut être compensé (J.1). La boucle fermée de l’émulateur de puissance est simplifiée en fonction de ces valeurs de $F_r(s)$ et $F_a(s)$ (Figure J1).

$$\begin{cases} F_r(s) = k'_p + \frac{k'_i}{s} \\ F_a(s) = -k'_p \end{cases} \quad (J.1)$$

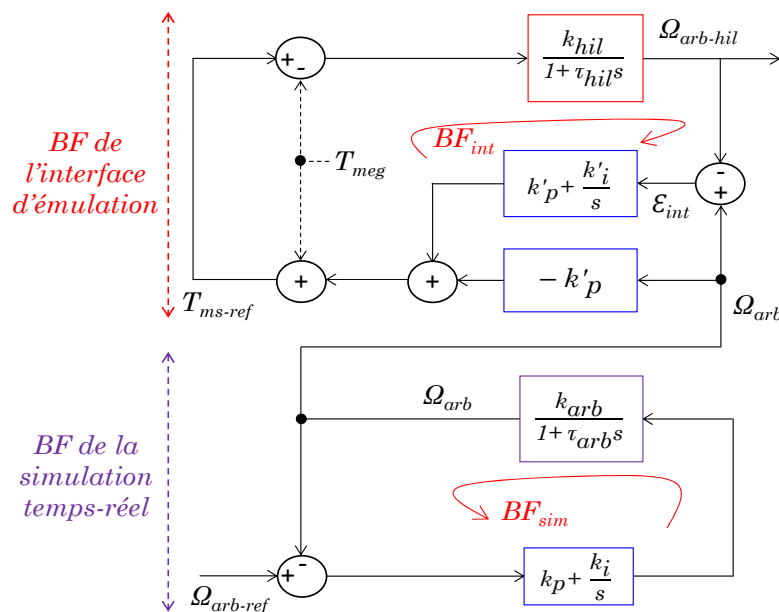
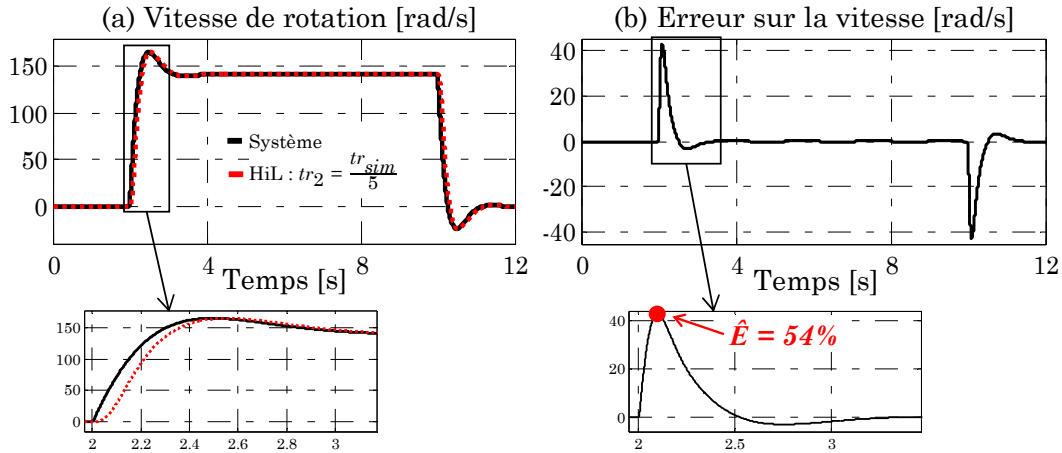


Figure J1 : BF émulateur : “retour direct” + “anticipation” de compensation

Dans § IV.2.2, il a été prouvé que le temps de réponse tr_2 (0,2 s) est le plus adapté à l’interface d’émulation. Les performances de l’émulateur de puissance pour la technique de commande avec un “retour direct” et une “anticipation” de compensation sont analysées uniquement avec ce temps de réponse.

Analyse temporelle de l’émulateur de puissance

La réponse temporelle de la vitesse de l’interface d’émulation est présentée par la Figure J2. On peut constater sur la vitesse de sortie de l’émulateur que le dépassement est plus faible comparé à la commande par “retour direct” (Figure J2.a). Toutefois, il faut souligner que l’anticipation de compensation a un effet non négligeable sur l’erreur dynamique (Figure J2.b). En effet, en comparaison avec la commande par “retour direct”, l’erreur maximale est deux fois plus importante.

Figure J2 : Analyse temporelle de l'émulateur de puissance (vitesse Ω_{arb})

Analyse fréquentielle de l'émulateur de puissance

La fonction de transfert (FT) en boucle ouverte de l'interface d'émulation s'écrit :

$$H_{bo-int}(s) = \frac{\Omega_{arb-hil}}{\Omega_{arb}} \Big|_{bo} = \left(-k'_p + k'_p + \frac{k'_i}{s} \right) \left(\frac{k_{hil}}{\tau_{hil}s+1} \right) = \frac{k'_i}{s} \left(\frac{k_{hil}}{\tau_{hil}s+1} \right) = \frac{k'_i k_{hil}}{s(\tau_{hil}s+1)}$$

$$\text{donc : } H_{bo-int}(s) = \frac{1}{\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{1}{k'_i k_{hil}} s} \quad (\text{J.2})$$

La fonction de transfert (FT) en boucle fermée de l'interface d'émulation est calculée à partir de la relation suivante :

$$\Omega_{arb-hil} = \left[-k'_p \Omega_{arb} + \left(k'_p + \frac{k'_i}{s} \right) (\Omega_{arb} - \Omega_{arb-hil}) \right] \left(\frac{k_{hil}}{\tau_{hil}s+1} \right)$$

$$\left(\frac{\tau_{hil}s+1}{k_{hil}} \right) \Omega_{arb-hil} + \left(k'_p + \frac{k'_i}{s} \right) \Omega_{arb-hil} = \left(-k'_p + k'_p + \frac{k'_i}{s} \right) \Omega_{arb}$$

$$\left[\left(\frac{\tau_{hil}s+1}{k_{hil}} \right) + \frac{k'_i}{s} \left(\frac{k'_p}{k'_i} s + 1 \right) \right] \Omega_{arb-hil} = \frac{k'_i}{s} \Omega_{arb}$$

$$\frac{s}{k'_i} \left[\left(\frac{\tau_{hil}s+1}{k_{hil}} \right) + \frac{k'_i}{s} \left(\frac{k'_p}{k'_i} s + 1 \right) \right] \Omega_{arb-hil} = \Omega_{arb}$$

$$\left(\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{1}{k'_i k_{hil}} s + \frac{k'_p}{k'_i} s + 1 \right) \Omega_{arb-hil} = \Omega_{arb}$$

$$\text{donc : } H_{bf-int}(s) = \frac{\Omega_{arb-hil}}{\Omega_{arb}} \Big|_{bf} = \frac{1}{\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{k'_p k_{hil} + 1}{k'_i k_{hil}} s + 1} \quad (\text{J.3})$$

La FT en boucle ouverte de l'émulateur de puissance est une multiplication de la FT en boucle fermée de la boucle de simulation et de la FT en boucle ouverte de l'interface d'émulation :

$$H_{bo-hil}(s) = \frac{\Omega_{arb-hil}}{\Omega_{arb-ref}} \Big|_{bo} = \left(\frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{k_p k_{arb} + 1}{k_i k_{arb}} s + 1} \right) \left(\frac{1}{\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{1}{k'_i k_{hil}} s} \right)$$

Après développement, on obtient la relation suivante :

$$H_{bo-hil}(s) = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\alpha s^4 + \beta s^3 + \gamma s^2 + \delta s} \quad (J.4)$$

$$\text{où : } \begin{cases} \alpha = \frac{\tau_{arb} \tau_{hil}}{k_i k_{arb} k'_i k_{hil}} \\ \beta = \frac{\tau_{hil} + \tau_{arb} + \tau_{hil} k_p k_{arb}}{k_i k_{arb} k'_i k_{hil}} \\ \gamma = \frac{\tau_{hil} k_i k_{arb} + k_p k_{arb} + 1}{k_i k_{arb} k'_i k_{hil}} \\ \delta = \frac{k_i k_{arb}}{k_i k_{arb} k'_i k_{hil}} \end{cases}$$

La Figure J3 présente la réponse fréquentielle de l'émulateur de puissance en boucle ouverte en fonction des temps de réponses. Le diagramme de Bode permet de constater que le gain en dB de l'émulateur est sensiblement différent pour des fréquences inférieures à 1 *rad/s*, de même que pour les fréquences supérieures à 25 *rad/s* (Figure J3.a). La phase de l'émulateur est nettement différente au-delà de 10 *rad/s*. On peut remarquer que l'anticipation de compensation introduit un retard supplémentaire sur la phase de l'émulateur. D'ailleurs pour les fréquences très élevées, la phase tend vers -270° avec l'anticipation de compensation alors qu'elle tend vers -180° pour la commande avec un "retour direct". Cela influe donc sur la marge de gain de l'émulateur. Sur le digramme Nichols, on peut remarquer que la marge de gain de l'émulateur (17,6 dB) est très différente de celle du système émulé (infini) (Figure J3.b).

La FT en boucle fermée de l'émulateur de puissance est une multiplication des FTs en boucle fermée de la boucle de simulation et celle de l'interface d'émulation :

$$H_{bf-hil}(s) = \frac{\Omega_{arb-hil}}{\Omega_{arb-ref}} \Big|_{bf} = \left(\frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{k_p k_{arb} + 1}{k_i k_{arb}} s + 1} \right) \left(\frac{1}{\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{k'_p k_{hil} + 1}{k'_i k_{hil}} s + 1} \right)$$

Après développement, on obtient la relation suivante :

$$H_{bf-hil}(s) = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\alpha s^4 + \beta s^3 + \gamma s^2 + \delta s + 1} \quad (\text{J.5})$$

$$\text{où : } \begin{cases} \alpha = \frac{\tau_{arb}\tau_{hil}}{k_i k_{arb} k'_i k_{hil}} \\ \beta = \frac{\tau_{hil} + \tau_{arb} + \tau_{hil} k_p k_{arb} + \tau_{arb} k'_p k_{hil}}{k_i k_{arb} k'_i k_{hil}} \\ \gamma = \frac{\tau_{hil} k_i k_{arb} + \tau_{arb} k'_i k_{hil} + k_p k_{arb} k'_p k_{hil} + k_p k_{arb} + k'_p k_{hil} + 1}{k_i k_{arb} k'_i k_{hil}} \\ \delta = \frac{k_i k_{arb} + k'_i k_{hil} + k_p k_{arb} k'_i k_{hil} + k_i k_{arb} k'_p k_{hil}}{k_i k_{arb} k'_i k_{hil}} \end{cases}$$

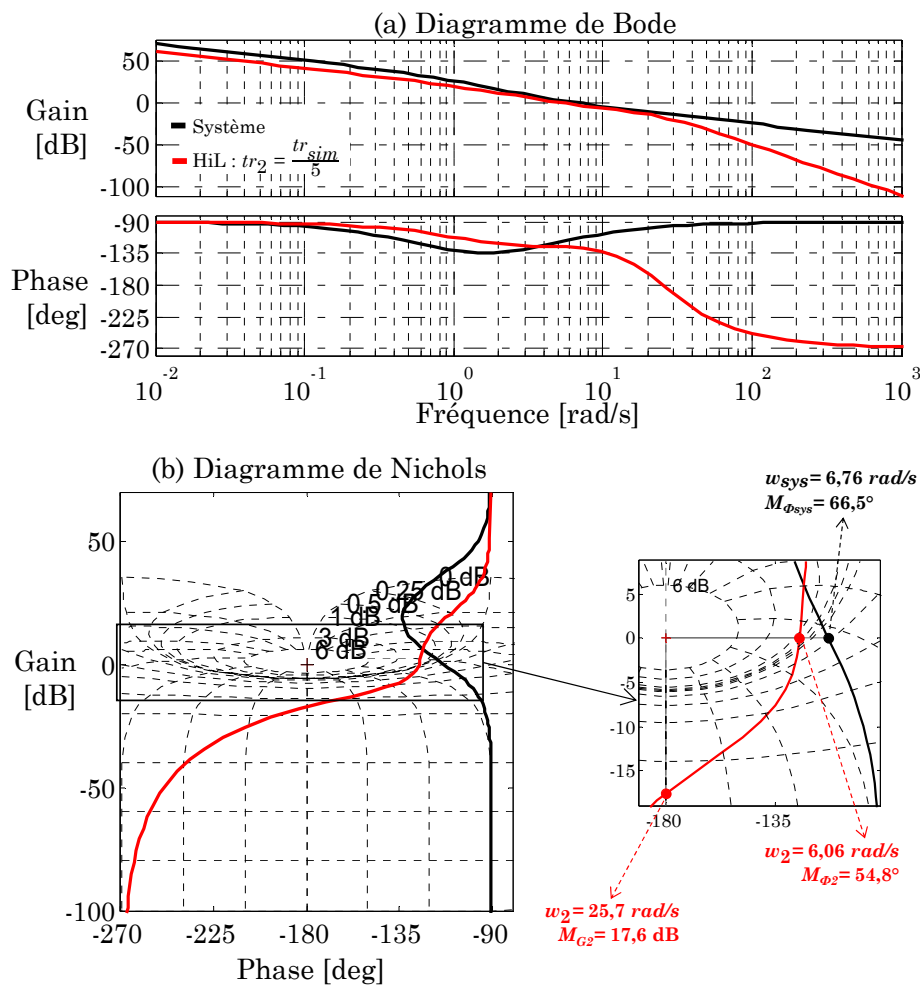
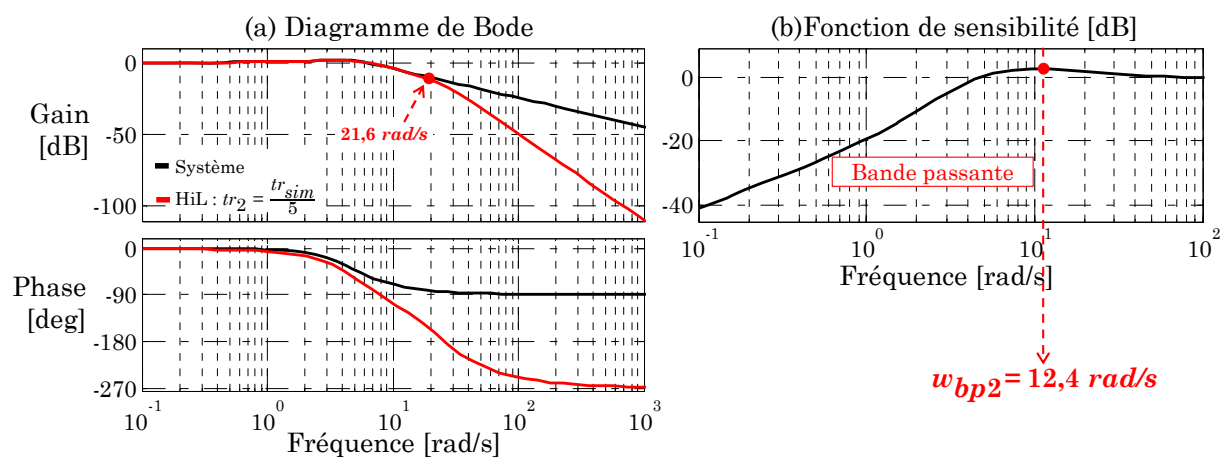


Figure J3 : Analyse fréquentielle en boucle ouverte (vitesse Ω_{arb})

La Figure J4 présente la réponse fréquentielle de l'émulateur en boucle fermée. Pour le gain et la phase en boucle fermée, on peut constater une différence notable pour les fréquences supérieures à 21 rad/s . Par la fonction de sensibilité, on peut remarquer que la bande passante de l'émulateur est de $12,4 \text{ rad/s}$.

Figure J4 : Analyse fréquentielle en boucle fermée (vitesse Ω_{arb})

Annexe K - Emulateurs pour la génératrice : calcul des fonctions de transfert

K.1 – Emulateur avec coupure en amont du conflit : commande par “retour direct” et “anticipation” d’inversion

La boucle de l’émulateur de puissance avec commande par “retour direct” et “anticipation” d’inversion peut être simplifiée comme sur la Figure K1.

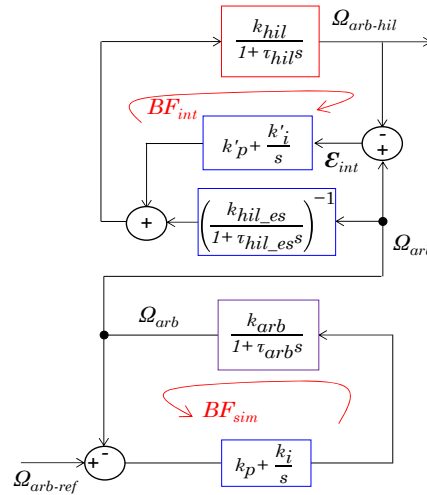


Figure K1 : Boucle simplifiée de l’émulateur puissance

La fonction de transfert (FT) en boucle ouverte de l’interface d’émulation s’écrit :

$$H_{bo-int}(s) = \frac{\Omega_{arb-hil}}{\Omega_{arb}} \Big|_{bo} = \left(\frac{\tau_{hil_es} s + 1}{k_{hil_es}} + k'_p + \frac{k'_i}{s} \right) \left(\frac{k_{hil}}{\tau_{hil}s + 1} \right)$$

$$H_{bo-int}(s) = \frac{\Omega_{arb-hil}}{\Omega_{arb}} \Big|_{bo} = \frac{k'_i}{s} \left(\frac{s(\tau_{hil_es} s + 1)}{k'_i k_{hil_es}} + \frac{k'_p}{k'_i} s + 1 \right) \left(\frac{k_{hil}}{\tau_{hil}s + 1} \right)$$

$$H_{bo-int}(s) = \frac{\Omega_{arb-hil}}{\Omega_{arb}} \Big|_{bo} = \frac{\frac{s(\tau_{hil_es} s + 1)}{k'_i k_{hil_es}} + \frac{k'_p}{k'_i} s + 1}{\frac{s(\tau_{hil} s + 1)}{k'_i k_{hil}}}$$

$$\text{donc : } H_{bo-int}(s) = \frac{\frac{\tau_{hil_es}}{k'_i k_{hil_es}} s^2 + \frac{k'_p k_{hil_es} + 1}{k'_i k_{hil_es}} s + 1}{\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{1}{k'_i k_{hil}} s} \quad (\text{K.1})$$

La fonction de transfert (FT) en boucle fermée de l’interface d’émulation est calculée à partir de la relation suivante :

$$\Omega_{arb-hil} = \left[\left(\frac{\tau_{hil_es} s + 1}{k_{hil_es}} \right) \Omega_{arb} + \left(k'_p + \frac{k'_i}{s} \right) (\Omega_{arb} - \Omega_{arb-hil}) \right] \left(\frac{k_{hil}}{\tau_{hil}s + 1} \right)$$

$$\begin{aligned}
\left(\frac{\tau_{hil} s+1}{k_{hil}}\right) \Omega_{arb-hil} + \left(k'_p + \frac{k'_i}{s}\right) \Omega_{arb-hil} &= \left(\frac{\tau_{hil_es} s+1}{k_{hil_es}} + k'_p + \frac{k'_i}{s}\right) \Omega_{arb} \\
\left[\left(\frac{\tau_{hil} s+1}{k_{hil}}\right) + \frac{k'_i}{s} \left(\frac{k'_p}{k'_i} s+1\right)\right] \Omega_{arb-hil} &= \left[\left(\frac{\tau_{hil_es} s+1}{k_{hil_es}}\right) + \frac{k'_i}{s} \left(\frac{k'_p}{k'_i} s+1\right)\right] \Omega_{arb} \\
\frac{k'_i}{s} \left[\frac{s(\tau_{hil} s+1)}{k'_i k_{hil}} + \frac{k'_p}{k'_i} s+1\right] \Omega_{arb-hil} &= \frac{k'_i}{s} \left[\frac{s(\tau_{hil_es} s+1)}{k'_i k_{hil_es}} + \frac{k'_p}{k'_i} s+1\right] \Omega_{arb} \\
\left(\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{1}{k'_i k_{hil}} s + \frac{k'_p}{k'_i} s+1\right) \Omega_{arb-hil} &= \left(\frac{\tau_{hil_es}}{k'_i k_{hil_es}} s^2 + \frac{1}{k'_i k_{hil_es}} s + \frac{k'_p}{k'_i} s+1\right) \Omega_{arb} \\
\text{donc : } H_{bf-int}(s) = \frac{\Omega_{arb-hil}}{\Omega_{arb}} \Big|_{bf} &= \frac{\frac{\tau_{hil_es}}{k'_i k_{hil_es}} s^2 + \frac{k'_p k_{hil_es} + 1}{k'_i k_{hil_es}} s + 1}{\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{k'_p k_{hil} + 1}{k'_i k_{hil}} s + 1} = 1 \Big|_{\substack{k_{hil_es}=k_{hil} \\ \tau_{hil_es}=\tau_{hil}}} \quad (\text{K.2})
\end{aligned}$$

La FT en boucle ouverte de l'émulateur de puissance est une multiplication de la FT en boucle fermée de la boucle de simulation et de la FT en boucle ouverte de l'interface d'émulation :

$$H_{bo-hil}(s) = \left(\frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{k_p k_{arb} + 1}{k_i k_{arb}} s + 1} \right) \left(\frac{\frac{\tau_{hil_es}}{k'_i k_{hil_es}} s^2 + \frac{k'_p k_{hil_es} + 1}{k'_i k_{hil_es}} s + 1}{\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{1}{k'_i k_{hil}} s} \right)$$

Cette FT a le même dénominateur que la FT en boucle ouverte de l'émulateur avec commande en "retour direct" et "anticipation" de compensation. Après développement, on obtient la relation suivante :

$$H_{bo-hil}(s) = \frac{\beta_n s^3 + \gamma_n s^2 + \delta_n s + 1}{\alpha_d s^4 + \beta_d s^3 + \gamma_d s^2 + \delta_d s} \quad (\text{K.3})$$

$$\text{où : } \begin{cases} \beta_n = \frac{k_p \tau_{hil_es}}{k_i k'_i k_{hil_es}} \\ \gamma_n = \frac{k_i \tau_{hil_es} + k_p k'_p k_{hil_es} + k_p}{k_i k'_i k_{hil_es}} \\ \delta_n = \frac{k_i k_p k_{hil_es} + k_i k'_p k_{hil_es} + k_i}{k_i k'_i k_{hil_es}} \end{cases}$$

$$\text{où : } \begin{cases} \alpha_d = \frac{\tau_{arb} \tau_{hil}}{k_i k_{arb} k'_i k_{hil}} \\ \beta_d = \frac{\tau_{hil} + \tau_{arb} + \tau_{hil} k_p k_{arb}}{k_i k_{arb} k'_i k_{hil}} \\ \gamma_d = \frac{\tau_{hil} k_i k_{arb} + k_p k_{arb} + 1}{k_i k_{arb} k'_i k_{hil}} \\ \delta_d = \frac{k_i k_{arb}}{k_i k_{arb} k'_i k_{hil}} \end{cases}$$

La FT en boucle fermée de l'émulateur de puissance est une multiplication des FTs en boucle fermée de la boucle de simulation et celle de l'interface d'émulation :

$$H_{b\#hil}(s) = \left(\frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{k_p k_{arb} + 1}{k_i k_{arb}} s + 1} \right) \left(\frac{\frac{\tau_{hil_es}}{k'_i k_{hil_es}} s^2 + \frac{k'_p k_{hil_es} + 1}{k'_i k_{hil_es}} s + 1}{\frac{\tau_{hil}}{k'_i k_{hil}} s^2 + \frac{k'_p k_{hil} + 1}{k'_i k_{hil}} s + 1} \right)$$

Cette FT de transfert a le même numérateur que la fonction de transfert en boucle ouverte décrite, et le même dénominateur que la FT en boucle fermée de l'émulateur de puissance avec commande en "retour direct" et "anticipation" de compensation.

Après développement, on obtient la relation suivante :

$$H_{b\#hil}(s) = \frac{\beta_n s^3 + \gamma_n s^2 + \delta_n s + 1}{\alpha_d s^4 + \beta_d s^3 + \gamma_d s^2 + \delta_d s + 1} \quad (\text{K.4})$$

$$\text{où : } \begin{cases} \alpha_d = \frac{\tau_{arb} \tau_{hil}}{k_i k_{arb} k'_i k_{hil}} \\ \beta_d = \frac{\tau_{hil} + \tau_{arb} + \tau_{hil} k_p k_{arb} + \tau_{arb} k'_p k_{hil}}{k_i k_{arb} k'_i k_{hil}} \\ \gamma_d = \frac{\tau_{hil} k_i k_{arb} + \tau_{arb} k'_i k_{hil} + k_p k_{arb} k'_p k_{hil} + k_p k_{arb} + k'_p k_{hil} + 1}{k_i k_{arb} k'_i k_{hil}} \\ \delta_d = \frac{k_i k_{arb} + k'_i k_{hil} + k_p k_{arb} k'_i k_{hil} + k_i k_{arb} k'_p k_{hil}}{k_i k_{arb} k'_i k_{hil}} \end{cases}$$

K.2 – Emulateur avec coupure en aval du conflit : commande "adaptive" en couple

La boucle de l'émulateur de puissance avec la commande "adaptive" en couple peut être simplifiée comme sur la Figure K2.

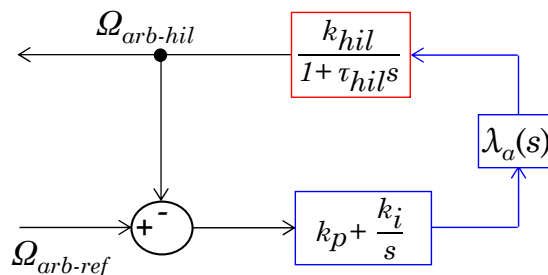


Figure K2 : Boucle simplifiée de l'émulateur puissance

La fonction d'adaptation $\lambda_a(s)$ s'écrit :

$$\lambda_a(s) = \left(\frac{k_{arb}}{1 + \tau_{arb}s} \right) \left(\frac{k_{hil_es}}{1 + \tau_{hil_es}s} \right)^{-1}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte de l'émulateur peut s'écrire :

$$H_{bo-hil}(s) = \frac{\Omega_{arb-hil}}{\Omega_{arb-ref}} \Big|_{bo} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \left(\frac{k_{arb}}{1 + \tau_{arb}s} \right) \left(\frac{\tau_{hil_es}s + 1}{k_{hil_es}} \right) \left(\frac{k_{hil}}{\tau_{hil}s + 1} \right)$$

$$H_{bo-hil}(s) = \frac{\Omega_{arb-hil}}{\Omega_{arb-ref}} \Big|_{bo} = \frac{k_i}{s} \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right) \left(\frac{k_{arb}}{1 + \tau_{arb}s} \right) \left(\frac{\tau_{hil_es}s + 1}{k_{hil_es}} \right) \left(\frac{k_{hil}}{\tau_{hil}s + 1} \right)$$

$$H_{bo-hil}(s) = \frac{\Omega_{arb-hil}}{\Omega_{arb-ref}} \Big|_{bo} = \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right) \left(\frac{k_i k_{arb}}{s(\tau_{arb}s + 1)} \right) \left(\frac{\tau_{hil_es}s + 1}{k_{hil_es}} \right) \left(\frac{k_{hil}}{\tau_{hil}s + 1} \right)$$

$$H_{bo-hil}(s) = \frac{\Omega_{arb-hil}}{\Omega_{arb-ref}} \Big|_{bo} = \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right) \left(\frac{k_i k_{arb}}{s(\tau_{arb}s + 1)} \right) \left(\frac{\tau_{hil_es}s + 1}{k_{hil_es}} \right) \left(\frac{k_{hil}}{\tau_{hil}s + 1} \right)$$

$$\text{donc : } H_{bo-hil}(s) = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\left(\frac{\tau_{hil}s + 1}{k_{hil}} \right) \left(\frac{k_{hil_es}}{\tau_{hil_es}s + 1} \right) \left(\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{1}{k_i k_{arb}} s \right)} \quad (\text{K.5})$$

Lorsque les paramètres estimés de l'émulateur sont identiques aux vrais paramètres :

$$H_{bo-hil}(s) = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{1}{k_i k_{arb}} s} = H_{bo-sys}(s) \Big|_{\substack{k_{hil_es}=k_{hil} \\ \tau_{hil_es}=\tau_{hil}}} \quad (\text{K.6})$$

Cette FT est identique à celle du système émule !

Lorsque ces paramètres sont différents, la FT s'écrit :

$$H_{bo-hil}(s) = \frac{\left(\frac{\tau_{hil_es}s + 1}{k_{hil_es}} \right) \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1 \right)}{\left(\frac{\tau_{hil}s + 1}{k_{hil}} \right) \left(\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{1}{k_i k_{arb}} s \right)}$$

Après développement, on obtient la relation suivante :

$$H_{bo-hil}(s) = \frac{\gamma_n s^2 + \delta_n s + 1}{\beta_d s^3 + \gamma_d s^2 + \delta_d s} \quad (\text{K.7})$$

$$\text{où : } \begin{cases} \gamma_n = \frac{k_p \tau_{hil_es}}{k_i k_{hil_es}} \\ \delta_n = \frac{k_i \tau_{hil_es} + k_p k_{hil_es}}{k_i k_{hil_es}} \end{cases} \quad \text{et : } \begin{cases} \beta_d = \frac{\tau_{arb} \tau_{hil}}{k_i k_{arb} k_{hil}} \\ \gamma_d = \frac{\tau_{hil} + \tau_{arb}}{k_i k_{arb} k_{hil}} \\ \delta_d = \frac{1}{k_i k_{arb} k_{hil}} \end{cases}$$

La fonction de transfert en boucle fermée de l'émulateur se calcule à partir de la relation suivante :

$$\begin{aligned}
H_{bf-hil}(s) &= \frac{\Omega_{arb-hil}}{\Omega_{arb-ref}} \Big|_{bf} = \frac{\left(\frac{\tau_{hil_es}s+1}{k_{hil_es}}\right) \left(\frac{k_{hil}}{\tau_{hil}s+1}\right) \left(\frac{k_{arb}}{1+\tau_{arb}s}\right) \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)}{1 + \left(\frac{\tau_{hil_es}s+1}{k_{hil_es}}\right) \left(\frac{k_{hil}}{\tau_{hil}s+1}\right) \left(\frac{k_{arb}}{1+\tau_{arb}s}\right) \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)} \\
H_{bf-hil}(s) &= \frac{\Omega_{arb-hil}}{\Omega_{arb-ref}} \Big|_{bf} = \frac{\left(\frac{\tau_{hil_es}s+1}{k_{hil_es}}\right) \left(\frac{k_{hil}}{\tau_{hil}s+1}\right) \left(\frac{k_i k_{arb}}{s(\tau_{arb}s+1)}\right) \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1\right)}{1 + \left(\frac{\tau_{hil_es}s+1}{k_{hil_es}}\right) \left(\frac{k_{hil}}{\tau_{hil}s+1}\right) \left(\frac{k_i k_{arb}}{s(\tau_{arb}s+1)}\right) \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1\right)} \\
H_{bf-hil}(s) &= \frac{\Omega_{arb-hil}}{\Omega_{arb-ref}} \Big|_{bf} = \frac{\left(\frac{\tau_{hil_es}s+1}{k_{hil_es}}\right) \left(\frac{k_{hil}}{\tau_{hil}s+1}\right) \left(\frac{k_i k_{arb}}{\tau_{arb}s^2+s}\right) \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1\right)}{1 + \left(\frac{\tau_{hil_es}s+1}{k_{hil_es}}\right) \left(\frac{k_{hil}}{\tau_{hil}s+1}\right) \left(\frac{k_i k_{arb}}{\tau_{arb}s^2+s}\right) \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1\right)} \\
\text{donc : } H_{bf-hil}(s) &= \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\left(\frac{\tau_{hil_es}s+1}{k_{hil}}\right) \left(\frac{k_{hil_es}}{\tau_{hil_es}s+1}\right) \left(\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{1}{k_i k_{arb}} s\right) + \frac{k_p}{k_i} s + 1} \quad (\text{K.8})
\end{aligned}$$

Lorsque les paramètres estimés de l'émulateur sont identiques aux vrais paramètres :

$$H_{bf-hil}(s) = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{k_p k_{arb} + 1}{k_i k_{arb}} s + 1} = H_{bf-sys}(s) \Big|_{\substack{k_{hil_es}=k_{hil} \\ \tau_{hil_es}=\tau_{hil}}} \quad (\text{K.9})$$

Lorsque ces paramètres sont différents, la FT s'écrit :

$$H_{bf-hil}(s) = \frac{\left(\frac{\tau_{hil_es}s+1}{k_{hil_es}}\right) \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1\right)}{\left(\frac{\tau_{hil_es}s+1}{k_{hil}}\right) \left(\frac{\tau_{arb}}{k_i k_{arb}} s^2 + \frac{1}{k_i k_{arb}} s\right) + \left(\frac{\tau_{hil_es}s+1}{k_{hil_es}}\right) \left(\frac{k_p}{k_i} s + 1\right)}$$

Cette FT de transfert a le même numérateur que la fonction de transfert en boucle ouverte décrite dans la relation (K.7). Après développement, on obtient la relation suivante :

$$H_{bf-hil}(s) = \frac{\gamma_n s^2 + \delta_n s + 1}{\beta_d s^3 + \gamma_d s^2 + \delta_d s + 1} \quad (\text{K.10})$$

$$\text{où : } \begin{cases} \beta_d = \frac{\tau_{arb} \tau_{hil}}{k_i k_{arb} k_{hil}} \\ \gamma_d = \frac{k_{hil_es} \tau_{hil} + k_{hil_es} \tau_{arb} + k_p k_{arb} k_{hil} \tau_{hil_es}}{k_i k_{arb} k_{hil} k_{hil_es}} \\ \delta_d = \frac{k_{hil_es} + k_p k_{arb} k_{hil} k_{hil_es} + k_p k_{arb} k_{hil} \tau_{hil_es}}{k_i k_{arb} k_{hil} k_{hil_es}} \end{cases}$$

Annexe L - Emulateurs pour la génératrice : validation sur NEDC et WLTC

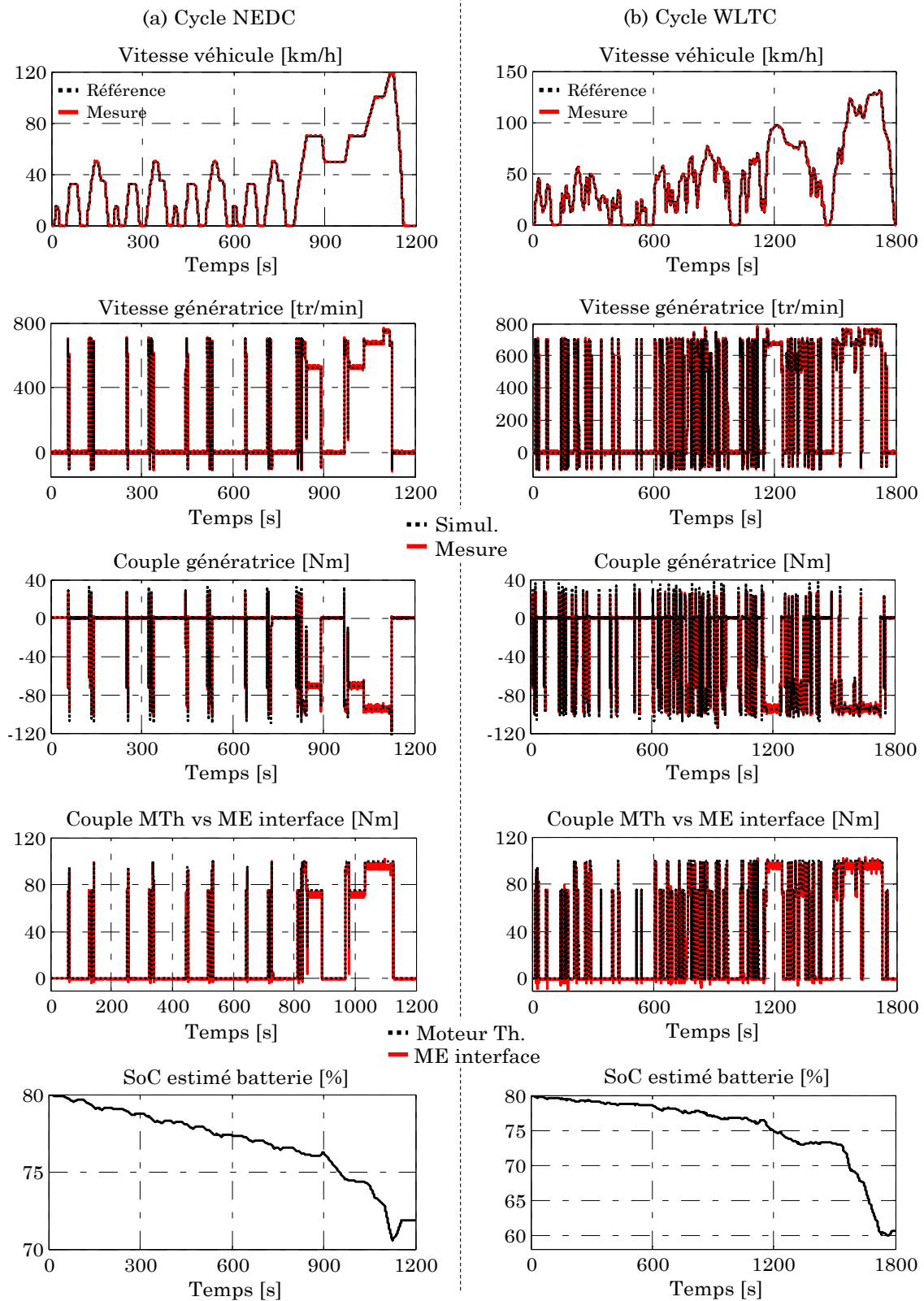


Figure L1 : Résultats de l'émulateur avec coupure en amont du conflit

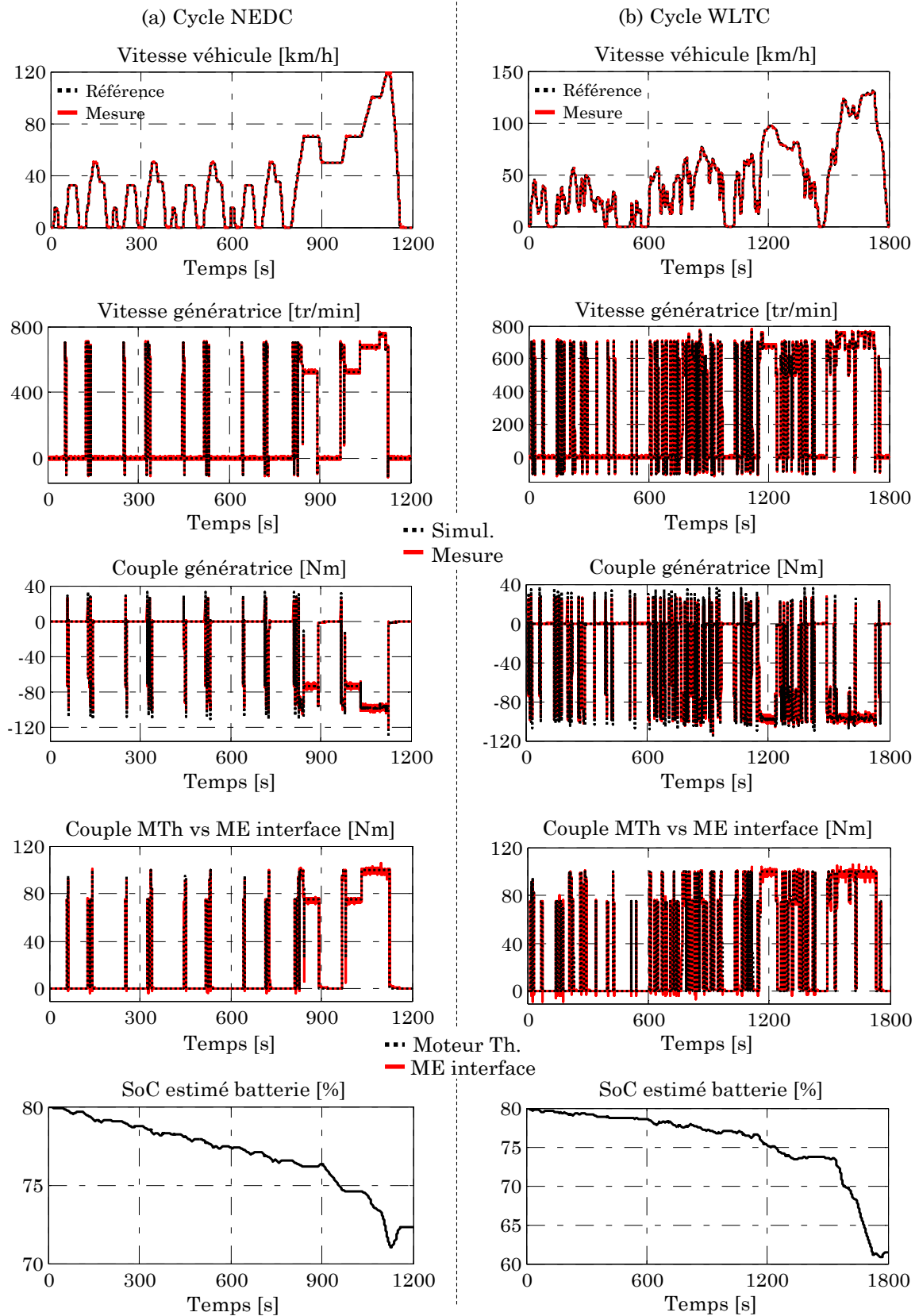


Figure L2 : Résultats de l'émulateur avec coupure en aval du conflit

A

[Abdellatif 13] M. Abdellatif, M. Debbou, I. Slama-Belkhdja, M. Pietrzak-David, “Simple Low-Speed Sensorless Dual DTC for Double Fed Induction Machine Drive”, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 8, pp. 3915-3922, Aug. 2014.

[Adzic 13] E.M. Adzic, M.S. Adzic, V.A. Katic, D.P. Marcetic, N.L. Celanovic, “Development of High-Reliability EV and HEV IM Propulsion Drive with Ultra-Low Latency HIL Environment”, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 630 – 639, May 2013.

[Aharon 11] I. Aharon and A. Kuperman, “Topological Overview of Powertrains for Battery-Powered Vehicles with Range Extenders”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 868-876, Mar. 2011.

[Aksas 06] S. Aksas, “Electric Motor HIL-Simulation for automotive application: solutions, limitations, requirements”, EMR summer school 2006, Modelling and Control of Electrical Systems, Lille, France, Nov. 2006.

[Alirand 99] M. Alirand, F. Gallo, “Development of a powerful drive line library in AMESim to model transmission”, Global Powertrain Congress’99. Stuttgart, Germany, Oct. 1999.

[Allègre 10a] A.-L. Allègre, A. Bouscayrol, J.-N. Verhille, P. Delarue, E. Chattot, S. El-Fassi, “Reduced-Scale-Power Hardware-In-the-Loop simulation of an Innovative Subway”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 4, pp. 1175-1185, Apr. 2010.

[Allègre 10b] A.-L. Allègre, “Méthodologies de Modélisation et de gestion de l’énergie de systèmes de stockage mixtes pour véhicules électriques et hybrides”, Thèse de doctorat, L2EP / Université de Lille, Sep. 2010.

[Allègre 13] A. Allègre, A. Bouscayrol and R. Trigui, “Flexible real-time control of a hybrid energy storage system for electric vehicles”, *IET Electrical Systems in Transportation*, vol. 3, no. 3, pp. 79-85, Sep. 2013.

[Amitkumar 19] K. S. Amitkumar, R. Thike and P. Pillay, “Linear Amplifier-Based Power-Hardware-in-the-Loop Emulation of a Variable Flux Machine”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 5, pp. 4624-4632, Oct. 2019.

[Azib 11] T. Azib, O. Bethoux, G. Remy, and C. Marchand, “Saturation management of a controlled fuel-cell/ultracapacitor Hybrid Vehicle”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 9, pp. 4127–4138, Nov. 2011.

B

[Baouche 14] F. Baouche, R. Billot, R. Trigui and N. El Faouzi, “Efficient Allocation of Electric Vehicles Charging Stations: Optimization Model and Application to a Dense Urban Network”, in *IEEE Intelligent Transportation Systems Magazine*, vol. 6, no. 3, pp. 33-43, Jul. 2014.

[Baouche 15] F. Baouche, “Outil pour l’optimisation pour la consommation des véhicules électriques”, Thèse de doctorat de l’Ecole Nationale des Travaux Publics de Lyon, 2015 (en collaboration avec LTE-IFSTTAR).

[Barrade 16] P. Barrade, “Electronique de Puissance : méthodologie et convertisseurs élémentaires”, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes (PPUR), collection Electricité, EAN13-9782880745660, Sep. 2016.

[Bellman 03] R. Bellman. “Dynamic Programming”. Princeton University Press 1957, Dover Publication ISBN 0-486-42809-5, Mineola, Newyork, Réimpression, 2003.

[Ben Khaled 14] A. Ben Khaled – El Feki, “Distributed real-time simulation of numerical models: application to powertrain”, Thèse de doctorat de l’Université de Grenoble, IFPEN-INRIA Sophia Antipolis, 2014.

[Beretta 10] J. Beretta, “Automotive Electricity: Electric Drives”, John Wiley & Sons, Inc, ISBN 9781848210950, 2010.

[Bessman 19] A. Bessman, R. Soares, O. Wallmark, P. Svens, G. Lindbergh, “Aging effects of AC harmonics on lithium-ion cells”, Journal of Energy Storage, vol. 21, pp. 741-749, Feb. 2019.

[Boulon 09] L. Boulon, “Modélisation et multiphysique des éléments de stockage et de conversion d’énergie pour les véhicules électriques hybrids. Approche systémique pour la gestion d’énergie”, Thèse de doctorat, L2EP / Université de Lille, Juil. 2009.

[Bouscayrol 00] A. Bouscayrol, B. Davat, B. de Fornel, B. François, J. P. Hautier, F. Meibody-Tabar, M. Pietrzak-David, "Multimachine Multiconverter System: application for electromechanical drives", European Physics Journal - Applied Physics, vol. 10, no. 2, pp. 131-147, May 2000 (common paper GREEN Nancy, L2EP Lille and LEEI Toulouse, according to the SMM project of the GDR-SDSE).

[Bouscayrol 03] A. Bouscayrol, “Formalisme de représentation et de commande appliqué aux systèmes électromécaniques multi-machines multi-convertisseurs” Habilitation à Diriger des Recherches, Déc. 2003.

[Bouscayrol 05a] A. Bouscayrol, P. Delarue, B. Francois, J. Niiranen, “Control implementation of a five-leg AC-AC converter to supply a three-phase induction machine”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 20, no. 1, pp. 107-115, January 2005.

[Bouscayrol 05b] A. Bouscayrol, R. Schoenfeld, G. Dauphin-Tanguy, G. H. Geitner, X. Guillaud, A. Pennamen, J. P. Hautier, “Different energetic descriptions for electromechanical systems”, European Power Electronics and Applications, Dresden, Germany, Sept. 2005.

[Bouscayrol 08a] A. Bouscayrol, P. Delarue, B. Lemaire-Semail, “Graphical description for Hardware-In-the-Loop simulation”, Industrial Electronics, ISIE, International Symposium, ISIE’08, Cambridge, United Kingdom, Nov. 2008.

[Bouscayrol 09] A. Bouscayrol, X. Guillaud, P. Delarue, B. Lemaire-Semail, “Energetic Macroscopic Representation and inversion-based control illustrated on a wind energy conversion system using Hardware-in-the-loop simulation”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 12, pp. 4826-4835, Dec. 2009.

[Bouscayrol 11] A. Bouscayrol, “Hardware-In-the-Loop simulation”, Industrial Electronics Handbook, second edition, tome “Control and mechatronics”, Chapter 33, CRC Press, Taylor & Francis group, Chicago, pp. 33-1/33-15, ISBN 9781439802878, Mar. 2011.

[Bouscayrol 12] A. Bouscayrol, J. P. Hautier, B. Lemaire-Semail, “Graphic formalisms for the control of multi-physical energetic systems”, in Systemic Design Methodologies for Electrical Energy, Tome 1, Analysis Synthesis and Management, Chapitre 3, Edit. Hermes, ISBN 9782746231924, Nov. 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), Sep. 2015.

[Bouscayrol 20] A. Bouscayrol, A. Lepoutre, C. Irimia, C. Husar, J. Jaguemont, A. Lievre, C. Martis, D. Zuber, V. Blandow, F. Gao, W. F. van Dorp, G. M. Sirbu, J. Lecoutere, “Power Advanced N-level Digital Architecture for models of electrified vehicles and their components”, TRA2020, Helsinki (Finland), Apr. 2020.

[Bühler 88] H. Bühler, “Conception des Systèmes Automatiques”, Edit. Lausanne : Presses polytechniques romandes (PPUR), Col. Complément au Traité d’Electricité, ISBN 9782880741495, 1988.

[Burke 07] A. F. Burke, “Batteries and Ultracapacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles”, in Proceedings of the IEEE, vol. 95, no. 4, pp. 806-820, Apr. 2007.

C

[CA 19] Climate Analytics, “Insights from the IPCC Special Report on 1.5°C for preparation of long-term strategies”, Avr. 2019, disponible sur “climateanalytics.org”, (consulté en Nov. 2019).

[Caricchi 95] F. Caricchi, F. Crescimbin and A. Di Napoli, “20 kW water-cooled prototype of a buck-boost bidirectional DC-DC converter topology for electrical vehicle motor drives”, 95’ IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Dallas, TX (USA), 1995.

[Caron 95] J. P. Caron et J. P. Hautier, “Modélisation et commande de la machine asynchrone”, Editions Technip, Paris, Jan. 1995.

[Castaings 16a] A. Castaings, W. Lhomme, R. Trigui, A. Bouscayrol, “Comparison of energy management strategies of a battery/supercapacitors system for Electric Vehicle under limitations”, Applied Energy, Vol. 163, pp.190–200, Feb. 2016 (common paper L2EP Lille and LTE-IFSTTAR within MEGEVH, French network on HEVs).

[Castaings 16b] A. Castaings, “Gestion d’énergie de véhicules multi-sources électriques et hybrides au travers de la Représentation Energétique Macroscopique”, Thèse, L2EP/ Université de Lille, Mai 2016.

[CEM 19] Clean Energy Ministerial. “EV30/30 increasing uptake of electric vehicles”, Juin 2019, disponible sur “www.cleanenergyministerial.org”, (consulté en Jan. 2020).

[Chan 09] C. C. Chan, Y. S. Wong, A. Bouscayrol, K. Chen, “Powering Sustainable Mobility: Roadmaps of Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles”, Proceedings of the IEEE, vol. 97, no. 4, pp. 603-607, Apr. 2009.

[Chan 10] C.C. Chan, A. Bouscayrol, K. Chen, “Electric, Hybrid and Fuel-Cell Vehicles: Architectures and Modeling”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 59, issue: 2, p. 589-598, 2010.

[Chen 10a] K. Chen, “Common Energetic Macroscopic Representation and Unified Control Structure for different Hybrid Electric Vehicles”. Thèse, L2EP/ Université de Lille, Mai 2010.

[Chen 10b] K. Chen, P. Delarue, A. Bouscayrol, P. E. Vidal, M. Pietrzak-David, “Minimum-copper-loss and Power distribution Control strategies of Double-Inverter-Fed Wound-Rotor Induction Machine using Energetic Macroscopic Representation”, IEEE transactions on Energy Conversion, vol. 25, no.3, pp. 642-651, Sep. 2010 (common paper L2EP Lille and Laplace Toulouse).

[Chen 14] B.-C. Chen, Y.-Y. Wu, H.-C. Tsai, “Design and analysis of power management strategy for a range extender electric vehicle using dynamic programming”, Appl. Energy, vol. 113, pp. 1764-1774, Jan. 2014.

[Chen 18a] C. Chen, R. Xiong and W. Shen, “A Lithium-Ion Battery-in-the-Loop Approach to Test and Validate Multiscale Dual H Infinity Filters for State-of-Charge and Capacity Estimation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 1, pp. 332-342, Jan. 2018.

[Chen 18b] S.-Y. Chen, C.-H. Wu, Y.-H. Hung, C.-T. Chung, “Optimal strategies of energy management integrated with transmission control for a hybrid electric vehicle using dynamic particle swarm optimization”, *Energy*, vol. 160, pp. 154-170, Oct. 2018.

[Cheng 11] Y. Cheng, R. Trigui, C. Espanet, A. Bouscayrol and S. Cui, “Specifications and Design of a PM Electric Variable Transmission for Toyota Prius II”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 9, pp. 4106-4114, Nov. 2011.

[Cherry 14] Lee, S., Cherry, J., Lee, B., McDonald, J. et al., “HIL Development and Validation of Lithium-Ion Battery Packs”, *SAE Technical Paper 2014-01-1863*, 2014.

[Citepa 19] Citepa, “Gaz à effet de serre et polluants atmosphériques : bilan des émissions en France de 1990 à 2017”, Juil. 2019, disponible sur “<https://www.citepa.org/fr/secten/>”, (consulté en Janv. 2020).

D

[Dauphin-Tanguy 00] G. Dauphin-Tanguy. “Les bond graphs”, Ouvrage collectif, collection IC2, Hermès, Sept. 2000.

[De Breucker 2013] S. De Breucker, K. Engelen, R. D’hulst, J. Driesen, “Impact of current ripple on Li-ion battery ageing”, *EVS27*, Barcelona (Spain), Nov. 2013.

[De Jong 12] E. de Jong, R. de Graaff, P. Vaessen, P. Crolla, A. Roscoe, F. Lehfuss, G. Lauss, P. Kotsampopoulos, F. Gafaro, “European White Book on Real-Time Power Hardware-in-the-loop testing”, *DERlab Report No. R-005.5*, ISBN 9783943517019, Jan. 2012.

[Delarue 03] P. Delarue, A. Bouscayrol, E. Semail, “Generic control method of multi-leg voltage-source-converters for fast practical implementation”, *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 18, no. 2, pp. 517-526, Mars 2003.

[Delprat 02] S. Delprat, “Evaluation de stratégies de commande pour véhicules hybrides parallèles”. Thèse, Université de Valenciennes Jan. 2002.

[Dempsey 06] M. Dempsey, “Dymola for multi-engineering modelling and simulation”, *Proc. of the IEEE 2006 Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Windsor, United Kingdom, Sept. 2006.

[Depature 17] C. Depature, “Commandes par inversion d’un véhicule à pile à combustible et supercondensateurs” Thèse de doctorat, L2EP / Université de Lille & HRI / Université du Québec à Trois-Rivières, (dans le cadre de MEGEVH), Avr. 2017.

[Depature 18] C. Dépature, W. Lhomme, P. Sicard, A. Bouscayrol and L. Boulon, “Real-Time Backstepping Control for Fuel Cell Vehicle Using Supercapacitors”, in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 1, pp. 306-314, Jan. 2018.

[Desai 19] R. R. Desai, “Clean Transportation: Effects of Heterogeneity and Technological Progress on EV Costs and CO2 Abatement, and Assessment of Public EV Charging Stations”, PhD Thesis, Rochester Institute of Technology, 2019.

[Desreveaux 16] A. Desreveaux, C. Mayet, A. Bouscayrol and T. Hofman, “Comparison of Continuous and Discrete Variable Transmissions for Parallel HEVs”, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Hangzhou (China), Oct. 2016

[Desreveaux 19] A. Desreveaux, A. Bouscayrol, R. Trigui, E. Castex and J. Klein, "Impact of the Velocity Profile on Energy Consumption of Electric Vehicles", in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 12, pp. 11420-11426, Dec. 2019.

[Desreveaux 20] A. Desreveaux, "Common Energetic Macroscopic Representation and unifier control structure for different Hybrid Electric Vehicle", Thèse de doctorat, L2EP / Université de Lille & LTE-IFSTTAR, Mars 2020.

[Druant 17] J. Druant, H. Vansompel, F. De Belie, J. Melkebeek and P. Sergeant, "Torque Analysis on a Double Rotor Electrical Variable Transmission With Hybrid Excitation," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 1, pp. 60-68, Jan. 2017.

[Dufour 13] C. Dufour, S. Cense, J. Bélanger, "FPGA-based Switched Reluctance Motor Drive and DC-DC converter models for high-bandwidth HIL real-time simulator", *EPE'13 ECCE Europe*, Lille (France), Sep. 2013.

E

[Edrington 15] C. S. Edrington, M. Steurer, J. Langston, T. El-Mezyani and K. Schoder, "Role of Power Hardware in the Loop in Modeling and Simulation for Experimentation in Power and Energy Systems", *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 12, pp. 2401-2409, Dec. 2015.

[Ehsani 18] M. Ehsani, Y. Gao, S. Longo, K. Ebrahimi, "Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles", Boca Raton: CRC Press, 3rd Edition, ISBN-9781138330498, Feb. 2018.

[Eigner 17] M. Eigner, T. Dickopf, H. Apostolov. "The Evolution of the V-Model: From VDI 2206 to a System Engineering Based Approach for Developing Cybertronic Systems", in *PLM 2017, IFIP Advances in Information and Communication Technology*, vol 517. Springer, Cham, ISBN 9783319729053, Dec. 2017.

[Etzold 19] K. Etzold, T. Fahrbach, S. Klein, R. Scheer, D. Guse, M. Klawitter, S. Pischinger, J. Andert, "Function Development with an Electric-Machine-in-the-Loop Setup: A Case Study", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 4, pp. 1419-1429, Dec. 2019.

F

[Fajri 14] P. Fajri, "Electric-drive vehicle emulation using advanced test bench", PhD Thesis, Missouri University of Science and Technology, 2014.

[Fauvel 14] C. Fauvel, F. Claveau, and P. Chevrel, "Energy management in multi-consumers multi-sources system: a practical framework", *IFAC World Congress*, Cape Town, Aug. 2014.

[Fauvel 15] C. Fauvel, "Approche modulaire de l'optimisation des flux de puissance multi-sources et multi-clients, à visé temps réel », Thèse de doctorat, Ecole des Mines, Nantes, 2015.

[Fillipa 05] M. Filippa, C. Mi, J. Shen, RC. Stevenson, "Modeling of a HEV powertrain test using Bongraphs", *IEEE Transactions on Vehicular technology*, vol. 54, issue 3, May 2005.

[Florescu 15] A. Florescu, A. I. Bratcu, I. Munteanu, A. Rumeau and S. Bacha, "LQG Optimal Control Applied to On-Board Energy Management System of All-Electric Vehicles", in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 23, no. 4, pp. 1427-1439, July 2015.

[Frotey 17] J. Frotey, E. Castex. "Enjeux régionaux de la diffusion spatiale d'un équipement de mobilité : l'infrastructure de charge pour véhicules électriques. L'exemple des Hauts-de-France", *Géotransports*, no. 10, pp. 41-61, 2017.

G

[Gao 08] D. Gao, Z. Jin, Q. Lu, “Energy management strategy based on fuzzy logic for a fuel cell hybrid bus”. *J. Power Sources*, vol. 185, no. 1, pp. 311-317, Oct. 2008.

[German 20] R. German, S. Shili, A. Desreuveaux, A. Sari, P. Venet and A. Bouscayrol, “Dynamical Coupling of a Battery Electro-Thermal Model and the Traction Model of an EV for Driving Range Simulation”, *IEEE transactions on Vehicular Technology*, Vo. 69, no. 1, January 2020, pp. 328-337, (common paper of L2EP, and AMPERE, within the MEGEVH network).

[Glachant 11] M. Glachant. “Le déploiement des infrastructures de charge de véhicules électriques et hybrides rechargeables : une approche économique”, Rapport final pour le PREDIT, GO6, financé par l’ADEME, Dec. 2011.

[Guillaud 01] X. Guillaud, “Modélisation causale et algorithmes pour les systèmes électrotechniques”, HDR, Université des Sciences et Technologies de Lille (USTL, France). Mars 2001.

[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.

[Guo 19] L. Guo, J. Li, Z. Fu, “Lithium-Ion Battery SOC Estimation and Hardware-in-the-Loop Simulation Based on EKF”, *Energy Procedia*, vol. 158, pp. 2599-2604, 2019.

[Guzzella 10] L. Guzzella, A. Sciarretta, “Vehicle propulsion systems, introduction to modelling and optimization”, Second Edition, Springer, ISBN 978-3642094156, Oct. 2010.

[Guzzella 13] L. Guzzella, A. Sciarretta, “Supervisory Control Algorithms”. *Vehicle Propulsion Systems*, Springer Berlin Heidelberg, pp. 243-276, 2013.

H

[Hanselmann 96] H. Hanselmann, “HIL simulation testing and its integration into a CACSD toolset”, *Proceedings of the IEEE-CACSD'96*, Dearborn, MI (USA), Sep. 1996.

[Hautier 04] J. P. Hautier, P. J. Barre, “The causal ordering graph. A tool for system modelling and control law synthesis”. *Studies in Informatics and Control Journal (SIC)*, vol. 13, no. 4, pp. 265-283, Dec. 2004.

[Hautier 96] J. P. Hautier, J. Faucher, “Le graphe informationnel causal”, *Bulletin de l’Union des Physiciens*, vol. 90, pp. 167-189, Juin 1996.

[He 13] H. He, R. Xiong, K Zhao, Z. Liu, “Energy management strategy research on a hybrid power system by hardware-in-Loop experiments”, *Applied Energy*, vol. 112, pp. 1311-1317, Dec. 2013.

[Hidore 14] N. S. Hidore, N. Kim, R. Vijayagopal, D. Lee, A. Rousseau, J. Kwon, B. Honel, E. Haggard, “Battery in the loop: Battery evaluation in a systems context”, *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Dearborn, MI (USA), Jul. 2014.

[Hogan 19] D. Hogan, L. Albiol-Tendillo, B. Kelleher, V. Valdivia-Guerrero, R. Foley, “Rapid-prototyping and hardware-in-the-loop laboratory platform for development and testing of electro-mechanical actuator controls”, *The Journal of Engineering*, vol. 2019, no. 17, pp. 4133-4137, Jun. 2019.

[Hoke 18] A. F. Hoke, A. Nelson, S. Chakraborty, F. Bell, M. McCarty, “An Islanding Detection Test Platform for Multi-Inverter Islands Using Power HIL”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 10, pp. 7944-7953, Oct. 2018.

[Horrein 15a] L. Horrein, “Gestion d’énergie décomposée d’un véhicule intégrant les aspects thermiques via la Représentation Energétique Macroscopique”. Thèse, L2EP/ Université de Lille, Sep. 2015.

[Horrein 15b] L.L. Horrein, A. Bouscayrol, Y. Cheng, C. Dumand, “Hybrid Energy Management Strategy for Hybrid Electric Vehicle”. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Montreal, QC (Canada), Sep. 2015.

[Horrein 16] L. Horrein, A. Bouscayrol, Y. Cheng, C. Dumand, G. Colin, Y. Chamaillard, “Influence of the heating system on the fuel consumption of a hybrid electric vehicle”, *Energy Conversion and Management*, vol. 129, pp. 250-261, Dec. 2016.

[Horrein 19] L. Horrein and A. Bouscayrol, “Model Reduction Methodology for Energy Management Strategy of Hybrid Electric Vehicles”, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Hanoi, Vietnam, Oct. 2019.

[Husar 19] C. Husar, M. Grovu, C. Irima, A. Desreveaux, A. Bouscayrol, M. Ponchant, and P. Magin, “Comparison of Energetic Macroscopic Representation and structural representation on EV simulation under Simcenter Amesim,” IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), Hanoi (VietNam) Oct. 2019.

I

[IEA 18] International Energy Agency, “World Energy Outlook 2018”, Nov. 2018, disponible sur “www.iea.org”, (consulté en Nov. 2019).

[Ivanov 19] V. Ivanov, K. Augsburg, C. Bernad, M. Dhaens, M. Dutré, S. Gramstat, P. Magnin, V. Schreiber, U. Skrt, N. Van Kelecom, “Connected and Shared X-in-the-Loop Technologies for Electric Vehicle Design”, *World Electric Vehicle Journal*, 10, 83, Nov. 2019.

[Iwasaki 96] I. Iwasaki, H. A. Simon, “Causality and model abstraction”, *Artificial Intelligence*, Elsevier, Vol. 67, pp. 143-194, 1994.

J

[Jensen 13] H. B. Jensen, E. Schaltz, P. S. Koustrup, S. J. Andreasen and S. K. Kaer, “Evaluation of Fuel-Cell Range Extender Impact on Hybrid Electrical Vehicle Performance”, in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, no. 1, pp. 50-60, Jan. 2013.

[Joud 20] L. Joud, R. Da Silva, D. Chrenko, A. Kéromnès, L. Le Moyne, “Smart Energy Management for Series Hybrid Electric Vehicles Based on Driver Habits Recognition and Prediction”, *Energies*, vol. 13, pp. 2954, 2020.

[Juang 17] L. W. Juang, P. J. Kollmeyer, A. E. Anders, T. M. Jahns, R. D. Lorenz, D. Gao, “Investigation of the influence of superimposed AC current on lithium-ion battery aging using statistical design of experiments”. *Journal of Energy Storage*, Volume 11, Pages 93-103, June 2017.

K

[Karnopp 68] D. Karnopp, R.C. Rosenberg, “Analysis and simulation of multiport systems: the bond graph approach to physical system dynamics”, MIT. Press, ASIN B0000COC17, 1968.

[Kennel 14] R.M. Kennel, T. Boller, J. Holtz, “Hardware-in-the-Loop Systems with Power Electronics: A Powerful Simulation Tool”, Chap.18 in *Wiley-IEEE Press*, ISBN 9781118634035, July 2014.

[Kermani 11] S. Kermani, R. Trigui, S. Delprat, B. Jeanneret, T.M. Guerra, "PHIL Implementation of Energy Management Optimization for a Parallel HEV on a Predefined Route", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 3, pp. 782-792, Mar. 2011, (common paper LTE-IFSTTAR and LAMIH within MEGEVH, French network on HEVs).

[Kessels 08] J. T. B. A. Kessels, M. W. T. Koot, P. P. J. van den Bosch, and D. B. Kok, "Online Energy Management for Hybrid Electric Vehicles", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 57, no. 6, pp. 3428-3440, Nov. 2008.

[Khaligh 10] A. Khaligh and Z. Li, "Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art", in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, pp. 2806-2814, July 2010.

[Khan 15] M. A. Khan, A. Ahmed, I. Husain, Y. Sozer, M. Badawy, "Performance Analysis of Bidirectional DC-DC Converters for Electric Vehicles", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 4, pp. 3442-3452, July-Aug. 2015.

[Kim 14] M. Kim, D. Jung and K. Min, "Hybrid Thermostat Strategy for Enhancing Fuel Economy of Series Hybrid Intracity Bus", in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 8, pp. 3569-3579, Oct. 2014.

[Koenig 14] O. Koenig, C. Hametner, G. Prochart, S. Jakubek, "Battery Emulation for Power-HIL using Local Model Networks and Robust Impedance Control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, no. 2, pp. 943-955, 2014.

[Kokotovic 92] P. V. Kokotovic, "The joy of feedback: nonlinear and adaptative", *IEEE Transaction on Control Systems*, vol. 12, no. 3, pp. 7-17, June 1992.

[Kolli 13] A. Kolli, O. Béthoux, A. De Bernardinis, E. Labouré, G. Coquery, "Space-Vector PWM Control Synthesis for an H-Bridge Drive in Electric Vehicles", in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, no. 6, pp. 2441-2452, July 2013.

[Koot 05] M. Koot, J.T.B.A. Kessels, B. de Jager, W.P.M.H. Heemels, P.P.J. van den Bosch, M. Steinbuch. "Energy management strategies for vehicular electric power systems", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 3, pp. 771-782, May 2005.

[Krstic 95] M. Krstic, I. Kanellakopoulos, and P. V. Kokotovic, "Nonlinear and Adaptative Control Design", Wiley, ISBN 9780471127321, July 1995.

[Kreczanik 14] P. Kreczanik, P. Venet, A. Hijazi, G. Clerc, "Study of Supercapacitor Aging and Lifetime Estimation According to Voltage, Temperature, and RMS Current," *IEEE trans. on Ind. Electron.*, vol. 61, no. 9, pp. 4895-4902, Sep. 2014.

L

[Lai 07] J. Lai and D. J. Nelson, "Energy Management Power Converters in Hybrid Electric and Fuel Cell Vehicles", *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 4, pp. 766-777, Apr. 2007.

[Lamara 15] A. Lamara, "Approche CRONE multivariable : développement et application à la régulation de bancs d'essais moteur haute dynamique". Thèse de doctorat, Laboratoire IMS / Université de Bordeaux – Laboratoire PRISME / Université d'Orléans, Mai 2015.

[Lauss 16] G. F. Lauss, M. O. Faruque, K. Schoder, C. Dufour, A. Viehweider, J. Langston, "Characteristics and Design of Power Hardware-in-the-Loop Simulations for Electrical Power Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 406-417, Jan. 2016.

[Le Treut 12] H. Le Treut, "Changement climatique, que peut-on prévoir ?", dans : Jean-François Toussaint éd., "L'homme peut-il s'adapter à lui-même ?" Editions Quæ, "Hors collection", pp. 84-88, 2012.

[Lentijo 10] S. Lentijo, S. D'Arco, A. Monti, "Comparing the Dynamic Performances of Power Hardware-in-the-Loop Interfaces", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 4, pp. 1195-1207, Apr. 2010.

[Letrouvé 10] T. Letrouvé, A. Bouscayrol, W. Lhomme, N. Dollinger, F. M. Calvairac, "Different Models of a Traction Drive for An Electric Vehicle in Simulation", *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Lille (France), Sep. 2010.

[Letrouvé 11] T. Letrouvé, A. Bouscayrol, W. Lhomme, N. Dollinger, F. Mercier Calvairac, "Inversion-based control of a double parallel Hybrid Electric Vehicle: Validation in a structural software", *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC'11*, Chicago, Illinois (USA), Sept. 2011.

[Letrouvé 13a] 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, L2EP / Université de Lille, (dans le cadre de MEGEVH), Mars 2013.

[Letrouvé 13b] T. Letrouvé, W. Lhomme, A. Bouscayrol, N. Dollinger, "Control validation of Peugeot 3008 Hybrid4 vehicle using a Reduced-Scale power HIL simulation", *Journal of Electrical Engineering and Technology*, Vol. 8, no. 5, pp. 1227-1233, Sep. 2013, (common paper of L2EP Lille, and PSA Peugeot Citroën within MEGEVH, French network on HEVs).

[Levine 10] W. S. Levine, "The control handbook", CRC Press, Taylor & Francis group, 2nd Edition, ISBN 9781420073669, Dec. 2010.

[Lhomme 07] W. Lhomme, "Gestion d'énergie de véhicules électriques hybrides basée sur la représentation énergétique macroscopique", Thèse de doctorat, L2EP / Université de Lille, Nov. 2007.

[Lhomme 09] W. Lhomme, P. Delarue, A. Bouscayrol, P. Lemoigne, P. Barrade, and A. Rufer, "Comparison of control strategies for maximizing energy in a supercapacitor storage subsystem", *EPE Journal*, vol. 19, no. 3, pp. 5-14, Sep. 2009.

[Lhomme 17] W. Lhomme, A. Bouscayrol, S. A. Syed, S. Roy, F. Gailly and O. Pape, "Energy Savings of a Hybrid Truck Using a Ravigneaux Gear Train", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 10, pp. 8682-8692, Oct. 2017.

[Lhomme 19] W. Lhomme, João P. Trovão, "Zero-emission casting-off and docking maneuvers for series hybrid excursion ships", *Energy Conversion and Management*, vol. 184, pp. 427-435, Jan. 2019.

[Li 10] J. Li, X. Yu, H. Ding and P. Sun, "Design and control of the propulsion for a series Hybrid Electric Vehicle", 8th World Congress on Intelligent Control and Automation, Jinan (China), 2010.

[Li 17] K. Li, F. Chou and J. Yen, "Real-Time, Energy-Efficient Traction Allocation Strategy for the Compound Electric Propulsion System", in *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 22, no. 3, pp. 1371-1380, June 2017.

[Li 18] K. Li, A. Bouscayrol, S. Han and S. Cui, "Comparisons of Electric Vehicles Using Modular Cascade Machines System and Classical Single Drive Electric Machine", in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 1, pp. 354-361, Jan. 2018.

[Li 19] G. Li and D. Görges, "Fuel-Efficient Gear Shift and Power Split Strategy for Parallel HEVs Based on Heuristic Dynamic Programming and Neural Networks", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 10, pp. 9519-9528, Oct. 2019.

[Lopez Cascales 15] J. J. Lopez Cascalez, M. C. Juan-Segovia, J. Ibanez Molina, J. Sanchez Vera, and P. M. Vivo Vivo, "Environmental impact associated with 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.

M

[Macias Fernandez 20] A. Macias Fernandez, M. Kandidayeni, L. Boulon and H. Chaoui, "An Adaptive State Machine Based Energy Management Strategy for a Multi-Stack Fuel Cell Hybrid Electric Vehicle", in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 1, pp. 220-234, Jan. 2020.

[Maclay 97] D. Maclay, "Simulation gets into the loop", *IEE Review*, pp. 109-112, May 1997.

[Maamria 19] D. Maamria, K. Gillet, G. Colin, Y. Chamailard, C. Nouillant, "Optimal Predictive Eco-Driving Cycles for Conventional, Electric, and Hybrid Electric Cars", in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 7, pp. 6320-6330, July 2019.

[Maroufian 18] S. S. Maroufian and P. Pillay, "Torque Characterization of a Synchronous Reluctance Machine Using an Analytical Model", *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, no. 2, pp. 506-516, Jun. 2018.

[Mastro 09] A. Mastro, A. Chasse, P. Pognant-Gros, G. Corde, et al. "Advanced Hybrid Vehicle Simulation: from "Virtual" to "HyHiL" test bench", *SAE Technical Paper 2009-24-0068*, 2009.

[Mathieu 10] Y. Mathieu, "Le dernier siècle du pétrole ? La vérité sur les réserves mondiales", Editions TECHNIP, ISBN 9782710809609, Nov. 2010.

[Mayet 14a] C. Mayet, L. Horrein, A. Bouscayrol, P. Delarue, J. N. Verhille, E. Chatot, B. Lemaire-Semail, "Comparison of different models and simulation approaches for the energetic study of a subway", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 2, pp. 556-565, Feb. 2014.

[Mayet 14b] C. Mayet, J. Pouget, A. Bouscayrol and W. Lhomme, "Influence of an Energy Storage System on the Energy Consumption of a Diesel-Electric Locomotive", in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 3, pp. 1032-1040, Mar. 2014.

[Mayet 16] C. Mayet, "Simulation énergétique flexible d'un carrousel de métros basée sur la Représentation Énergétique Macroscopique", Thèse de Doctorat, L2EP / Université de Lille, Mars 2016.

[MEGEVH 19] réseau MEGEVH, disponible sur : <http://megevh.univ-lille1.fr/> (consulté en Mars 2020).

[Michel 17] P. Michel, A. Charlet, G. Colin, Y. Chamailard, G. Bloch, C. Nouillant, "Optimizing fuel consumption and pollutant emissions of gasoline-HEV with catalytic converter", *Control Engineering Practice*, vol. 61, pp. 198-205, Apr. 2017.

[Mokukcu 17] M. Mokukcu, P. Fiani, S. Chavanne, L. Ait Taleb, C. Vlad, E. Godoy, "Control Architecture Modeling using Functional Energetic Method - Demonstration on a Hybrid Electric Vehicle", *ICINCO Automation & Robotics*, vol.1, pp. 45-53, Madrid, Spain, July 2017.

[Mokukcu 18] M. Mokukcu, "Optimisation énergétique d'un véhicule hybride", Thèse de doctorat, Université Paris-Saclay / CentraleSupélec, Oct. 2018.

[Mura 15] R. Mura, V. Utkin and S. Onori, "Energy Management Design in Hybrid Electric Vehicles: A Novel Optimality and Stability Framework", in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 23, no. 4, pp. 1307-1322, Jul. 2015.

N

[Neffati 13] A. Neffati, S. Caux, M. Fadel, “Double Fuzzy Logic Decision in HEV Energy Management”. EVS27'13, Barcelona (Spain), Nov. 2013.

[Ngo 12] V. Ngo, T. Hofman, M. Steinbuch and A. Serrarens, “Optimal Control of the Gearshift Command for Hybrid Electric Vehicles”, in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 8, pp. 3531-3543, Oct. 2012.

[Nguyen 16] N. K. Nguyen, F. Meinguet, E. Semail and X. Kestelyn, “Fault-Tolerant Operation of an Open-End Winding Five-Phase PMSM Drive With Short-Circuit Inverter Fault”, in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 1, pp. 595-605, Jan. 2016.

[Nguyen 18] B. Nguyen, R. German, A. Bouscayrol and J. P. Trovão, “Bi-Level Optimal Energy Management of a Hybrid Truck Supplied by Batteries and Supercapacitors”, *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Chicago, IL (USA), Aug. 2018.

[Nguyen 19a] B. Nguyen, R. German, J. P. F. Trovão and A. Bouscayrol, “Real-Time Energy Management of Battery/Supercapacitor Electric Vehicles Based on an Adaptation of Pontryagin's Minimum Principle”, in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 1, pp. 203-212, Jan. 2019.

[Nguyen 19b] B.-H. Nguyen. “Energy management strategies of electric and hybrid vehicles supplied by hybrid energy storage systems” Thèse de doctorat, L2EP / Université de Lille & CTA / Université de Sherbrooke, (dans le cadre de MEGEVH), Sep. 2019.

[Nibert 12] J. Nibert, M. E. Herniter, Z. Chambers, “Model-Based System Design for MIL, SIL, and HIL”, *World Electric Vehicle Journal*, Vol. 5, no. 4, pp. 1121-1130, Dec. 2012.

[Nounou 18] K. Nounou, J. F. Charpentier, K. Marouani, M. Benbouzid and A. Kheloui, “Emulation of an Electric Naval Propulsion System Based on a Multiphase Machine Under Healthy and Faulty Operating Conditions” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 8, pp. 6895-6905, Aug. 2018.

[Nüesch 14] Tobias Nüesch, Alberto Cerofolini, Giorgio Mancini, Nicolò Cavina, Christopher Onder, and Lino Guzzella. (2014). Equivalent consumption minimization strategy for the control of real driving NOx emissions of a diesel hybrid electric vehicle. *Energies*, 7(5), 3148–3178.

O

[Oh 05] S. C Oh, “Evaluation of motor characteristics for hybrid electric vehicle using the HIL concept”, *IEEE transaction on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 3, May 2005, pp. 817-824.

[OMM 18] Organisation Météorologique Mondiale, “Bulletin sur les gaz à effet de serre”, Nov. 2018, disponible sur “public.wmo.int”, (consulté en Jan. 2020).

[OPEC 19] Organization of the Petroleum Exporting Countries, “World oil outlook 2040”, Nov. 2019, disponible sur “www.opec.org”, (consulté en Jan. 2020).

P

[Paganelli 02] Gino Paganelli, Sebastien Delprat, T. M. Guerra, J. Rimaux, and J. J. Santin. (2002). Equivalent consumption minimization strategy for parallel hybrid powertrains. In *IEEE 55th Vehicular Technology Conference. VTC Spring 2002* (Vol. 4, pp. 2076–2081).

[Palmintier 15] B. Palmintier, B. Lundstrom, S. Chakraborty, T. Williams, K. Schneider, D. Chassin, "A Power Hardware-in-the-Loop Platform with Remote Distribution Circuit Cosimulation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 4, pp. 2236-2245, Apr. 2015.

[Pam 17] A. Pam, A. Bouscayrol, P. Fiani, "Rule-based Energy Management Strategy for a Parallel Hybrid Electric Vehicle deduced from dynamic programming", *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Belfort (France), Dec. 2017.

[Pam 18] A. Pam, A. Bouscayrol, P. Fiani, F. Faval, "Influence of the dynamical mass on the fuel consumption of a plug-in parallel HEV in simulation". *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Chicago (Illinois), Aug. 2018.

[Pam 19a] A. Pam, A. Bouscayrol, P. Fiani, F. Faval, P. Barrade, "Integration of the road slope in the optimization of the energy management strategy of a parallel HEV", *9th IFAC Symposium on Advances in Automotive Control (AAC)*, Orleans (France), Jun. 2019.

[Pam 19b] A. Pam, A. Bouscayrol, P. Fiani and F. Faval, "Specification in Time and Frequency Domains of a Power Emulator for Testing the Generator of a Series Hybrid Electric Vehicle", *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Hanoi (Vietnam), Oct. 2019.

[Pam 20] A. Pam, A. Bouscayrol, P. Fiani, F. Faval, "Comparison of Different Models for Energy Management Strategy Design of a Parallel Hybrid Electric Vehicle: Impact of the Rotating Masses", *Institut of Engineering & Technology (IET) – Electric Systems in Transportation journal (EST)* – accepted.

[PANDA 19] "Powerfull Advanced N-Level Digital Architecture for models of electrified vehicles and their components", *Projet européen H2020*, disponible sur : <https://project-panda.eu/>, (consulté en Fév. 2020).

[Paynter 61] H. Paynter, "Analysis and design of engineering systems", MIT Press, 1961.

[Péra 07] M. Pera, D. Candusso, D. Hissel and J. M. Kauffmann, "Power generation by fuel cells," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 1, no. 3, pp. 28-37, Oct. 2007.

[Peters 20] G.P. Peters, R.M. Andrew, J. G. Canadell, P. Friedlingstein, R. B. Jackson, J. I. Korsbakken, C. Le Quéré, A. Peregon. "Carbon dioxide emissions continue to grow amidst slowly emerging climate policies", *Nature Climate Change*, 10, 3-6, Jan. 2020.

[Pevec 19] D. Pevec, J. Babic, and V. Podobnik, "Electric Vehicles: A Data Science Perspective Review", *Electronics*, vol. 8, no. 9, pp. 1-30, 2019.

[Plett 04] G. L. Plett, "Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs: Part 2. Modeling and identification", *Journal of Power Sources*, vol. 134, issue 2, Pages 262-276, Aug. 2004

[Pietrzak-David 07] M. Pietrzak-David, B. De Fornel, A. Bouscayrol, "Estimateurs et observateurs linéaires d'une machine asynchrone", Lavoisier, Hermes Science publications, "Identification et observation des actionneurs électriques, mesures et identification", Chapter 4, *EGEM, électronique – génie électrique – microsystemes*, vol. 1, pp. 201-275, ISBN 9782746215443, Feb. 2007.

[Pouget 12] J. Pouget, Y. Riffonneau, "Signal Hardware-In-the-Loop Simulator of Hybrid Railway Traction for the Evaluation of Energy Management", *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, Seoul, Korea, Oct. 2012.

R

[Ren 07] W. Ren, “Accuracy Evaluation of Power Hardware-in-the-Loop (PHIL) Simulation”, PhD Thesis, Florida State University / College of Engineering, 2007.

[Ren 08] W. Ren, M. Steurer, T. L. Baldwin, “Improve the stability and the accuracy of power hardware-in-the-loop simulation by selecting appropriate interface algorithms,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 4, pp. 1286–1294, Jul. 2008.

[Roinila 19] T. Roinila, T. Messo, R. Luhtala, R. Scharrenberg, E. C. W. de Jong, A. Fabian, Y. Sun, “Hardware-in-the-Loop Methods for Real-Time Frequency-Response Measurements of on-Board Power Distribution Systems”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 7, pp. 5769-5777, Jul. 2019.

S

[Salmasi 07] F. R. Salmasi, “Control strategies for Hybrid Electric Vehicles: evolution, classification, comparison and future trends”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol. 56, No. 3, pp. 2393-2404, Sep. 2007.

[Savoye 12] F. Savoye, P. Venet, M. Millet, J. Groot, “Impact of Periodic Current Pulses on Li-Ion Battery Performance”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 9, pp. 3481-3488, Sep. 2012.

[Sciaretta 14] A. Sciarretta, L. Serrao, P.C. Dewangan, P. Tona, E.N.D. Bergshoeff, C. Bordons, L. Charmpa, Ph. Elbert, L. Eriksson, T. Hofman, M. Hubacher, P. Isenegger, F. Lacandia, A. Laveau, H. Li, D. Marcos, T. Nüesch, S. Onori, P. Pisu, J. Rios, E. Silvas, M. Sivertsson, L. Tribioli, A.-J. van der Hoeven, M. Wu, “A control benchmark on the energy management of a plug-in hybrid electric vehicle”, *Control Engineering Practice*, vol. 29, pp 287-298, Aug. 2014.

[SDES 19] Service des Données et Etudes Statistiques, “Chiffres clés du climat France, Europe et Monde”, Nov. 2019, disponible sur : “www.statistiques.developpement-durable.gouv.fr” (consulté en Jan. 2020).

[Shahverdi 16] M. Shahverdi, M. S. Mazzola, Q. Grice and M. Doude, “Pareto Front of Energy Storage Size and Series HEV Fuel Economy Using Bandwidth-Based Control Strategy”, in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 1, pp. 36-51, Mar. 2016.

[Silva 14] L.I. Silva, A. Bouscayrol, C.H. De Angelo, B. Lemaire-Semail. “Coupling Bond Graph and Energetic Macroscopic Representation for Electric Vehicle Simulation” – *Mechatronics*, Volume 24, Issue 7, 2014, Pages 906-913, ISSN 0957-4158.

[Silvas 17] E. Silvas, T. Hofman, N. Murgovski, L. F. P. Etman and M. Steinbuch, “Review of Optimization Strategies for System-Level Design in Hybrid Electric Vehicles”, in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 66, no. 1, pp. 57-70, Jan. 2017.

[Sperling 10] D. Sperling, J. S. Cannon. “Driving Climate Change: Cutting Carbon from Transportation”, Elsevier Editions, ISBN 9780080464688, Jul. 2010.

[Stroe 19] N. Stroe, S. Olaru, G. Colin, K. Ben-Cherif, Y. Chamaillard, “Predictive Control Framework for HEV: Energy Management and Free-Wheeling Analysis”, in *IEEE Transactions on Intelligent Vehicles*, vol. 4, no. 2, pp. 220-231, June 2019.

[Syed 12] S. A. Syed, “Energetic Macroscopic Representation and multi-level energy management for heavy-duty Hybrid Vehicles using double planetary geartrain”, Thèse de doctorat, L2EP / Université de Lille, Jun. 2012.

T

[Tara 12] E. Tara, “Modeling, Optimization and Hardware-in-Loop Simulation of Hybrid Electric Vehicles”, PhD Thesis, University of Monitoba, Dec. 2012.

[Terwiesch 99] P. Terwiesch, T. Keller, E. Scheiben, “Rail vehicle control system integration testing using digital hardware-in-the-loop simulation”, IEEE transaction on Control Systems Technology, vol. 7, no. 3, pp. 352-362, May 99.

[Thoma 75] J. Thoma, “Bond graphs: introduction and applications”. Elsevier Science, 1975.

[Thounthong 09] P. Thounthong, V. Chunkag, P. Sethakul, B. Davat, and M. hinaje, “Comparative study of fuell-cell vehicle hybridization with battery or supercapacitor storage device”, in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 58, no. 8, pp. 3892-3904, Oct. 2009.

[Tong 14] C. Tong, P. Zheng, Q. Wu, J. Bai and Q. Zhao, “A Brushless Claw-Pole Double-Rotor Machine for Power-Split Hybrid Electric Vehicles”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 8, pp. 4295-4305, Aug. 2014.

[Trigui 04] R. Trigui, J. Scordia, M. Desbois Renaudin, B. Jeanneret, F. Badin, “Forward backward approach for a systematic analysis and implementation of hybrid vehicle management laws”, EET’04, Estoril (Portugal), Mar. 2004.

[Trigui 09] R. Trigui; B. Jeanneret; B. Malaquin; C. Plasse, “Performance Comparison of Three Storage Systems for Mild HEVs Using PHIL Simulation”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 58, no. 8, pp.3959-3969, 2009.

[Trovão 13] J. P. F. Trovão, P. G. Pereirinha, H. M. Jorge, C. H. Antunes, “A multi-level energy management system for multi-source electric vehicles – An integrated rule-based meta-heuristic approach”, Applied Energy, vol. 105, pp. 304-318, May 2013.

[Trovão 15] J. P. Trovão, C. H. Antunes, “A comparative analysis of meta-heuristic methods for power management of a dual energy storage system for electric vehicles”, Energy Conversion and Management, vol. 95, pp. 281-296, May 2015.

[Trovão 17] J. P. F. Trovão, M. Roux, É. Ménard, M. R. Dubois, “Energy- and Power-Split Management of Dual Energy Storage System for a Three-Wheel Electric Vehicle”, in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 66, no. 7, pp. 5540-5550, July 2017.

U

[Uddin 16] K. Uddin, A. D. Moore, A. Barai, J. Marco, “The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance”, Applied Energy, vol. 178, pp. 142-154, Sep. 2016.

[UNFCCC 16] United Nations Framework Convention on Climate Change, “Report of the Conference of the Parties on its twenty-first session, held in Paris from 30 November to 13 December 2015. Part one: Proceedings”, Jan. 2016, disponible sur “unfccc.int”, (consulté en Oct. 2019).

[Uno 11] M. Uno, K. Tanaka, “Influence of High-Frequency Charge–Discharge Cycling Induced by Cell Voltage Equalizers on the Life Performance of Lithium-Ion Cells”, in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 60, no. 4, pp. 1505-1515, May 2011.

V

[Van Berkel 09] K. van Berkel, R. Titulaer, T. Hofman, B. Vroemen, M. Steinbuch. "From Optimal to Real-Time Control of a Mechanical Hybrid Powertrain", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 23, no. 7, pp. 3168-3176, Sep. 2009.

[Verbelen 20] F. Verbelen, A. Abdallah, H. Vansompel, K. Stockman and P. Sergeant, "Sizing Methodology Based on Scaling Laws for a Permanent Magnet Electrical Variable Transmission", in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 67, no. 3, pp. 1739-1749, Mar. 2020.

[Vinot 14] E. Vinot, R. Trigui, Y. Cheng, C. Espanet, A. Bouscayrol and V. Reinbold, "Improvement of an EVT-Based HEV Using Dynamic Programming", in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 1, pp. 40-50, Jan. 2014.

[Vinot 19] E. Vinot, "Contribution aux méthodes de gestion et de dimensionnement des véhicules hybrides", HDR, Communauté Université Grenoble Alpes, Juil. 2019.

W

[Wang 14] W. Wang, M. Cheng, Y. Wang, B. Zhang, Y. Zhu, S. Ding, W. Chen, "A Novel Energy Management Strategy of Onboard Supercapacitor for Subway Applications with Permanent-Magnet Traction System", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 6, pp. 2578-2588, 2014.

[Wipke 99] K. B. Wipke, M. R. Cuddy, S. D. Burch. "ADVISOR 2.1: A user-friendly advanced powertrain simulation using a combined backward/forward approach". *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Special Issues on Hybrid and Electric Vehicles, vol. 48, no. 6, pp. 1751-1761, Aug. 1999.

X

[XILforEV 19] "Connected and Shared X-in-the-loop Environment for Electric Vehicles Development", Projet européen H2020, disponible sur : <https://xil.cloud/>, (consulté en Fév. 2020).

[Xiong 18] R. Xiong, Y. Duan, J. Cao, Q. Yu, "Battery and ultracapacitor in-the-loop approach to validate a real-time power management method for an all-climate electric vehicle", *Applied Energy*, vol. 217, pp. 153-165, 2018.

Y

[Yilmaz 13] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of Battery Charger Topologies, Charging Power Levels, and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2151-2169, May 2013.

Z

[Zanasi 08] R. Zanasi, G. H. Geitner, A. Bouscayrol, W. Lhomme, "Different energetic techniques for modelling traction drives", *ElectrIMACS'08*, Quebec, Canada, May 2008.

[Zeng 15] X. Zeng and J. Wang, "A Parallel Hybrid Electric Vehicle Energy Management Strategy Using Stochastic Model Predictive Control with Road Grade Preview", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 23, no. 6, pp. 2416-2423, Nov. 2015.

[Zhang 15] S. Zhang, R. Xiong, “Adaptive energy management of a rechargeable hybrid electric vehicle based on driving pattern recognition and dynamic programming”, *Applied Energy*, vol. 155, pp. 68-78, Oct. 2015.

[Zhang 16] H. Zhang, Y. Zhang, C. Yin, “Hardware-in-the-Loop Simulation of Robust Mode Transition Control for a Series–Parallel Hybrid Electric Vehicle”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 3, pp. 1059-1069, 2016.

[Zhang 17] Y. Zhang, R. Xiong, H. He and W. Shen, “Lithium-Ion Battery Pack State of Charge and State of Energy Estimation Algorithms Using a Hardware-in-the-Loop Validation”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 6, pp. 4421-4431, June 2017.

[Zhao 19] W. Zhao, Q. Song, W. Liu, M. Ahmad and Y. Li, “Distributed Electric Powertrain Test Bench with Dynamic Load Controlled by Neuron PI Speed-Tracking Method”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 2, pp. 433-443, Jun. 2019.

[Zhou 11] J. Zhou, and C. Wen. “Backstepping control”, in *Control and Mechatronics*, 2nd Edition, CRC Press, pp. 20-1-20-21, ISBN 9781439802885, 2011.

[Zhu 19] L. Zhu, D. Jiang, R. Qu, L. M. Tolbert and Q. Li, “Design of Power Hardware-in-the-Loop Simulations for Integrated Starter–Generator Systems”, *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 1, pp. 80-92, Mar. 2019.