

Table des matières

Résumé	iii
Remerciements	v
Table des matières	ix
Table des figures	xiii
Liste des tableaux	xvii
Introduction générale	1
1 État de l'art	5
1.1 Introduction	5
1.2 Évolution technologique dans la traction ferroviaire électrique	6
1.2.1 Électrification	6
1.2.2 Moteurs de traction	8
1.2.3 Composants de puissance	11
1.2.4 Conclusion	12
1.3 De la traction centralisée à la traction répartie	12
1.3.1 La traction répartie	13
1.3.1.1 Avantages	13
1.3.1.2 Inconvénients	14
1.3.2 Les différentes structures du point de vue d'ensemble convertisseurs/-moteurs	14
1.3.3 Structure Multi-convertisseur/Multi-machine	14
1.3.4 Structure Mono-onduleur/Multi-machine (systèmes multi-machines)	14
1.3.5 Structure Mixte	15
1.4 Les perturbations et défaillances d'une chaîne de traction électrique	16
1.4.1 Les perturbations externes	16
1.4.2 Les perturbations internes	19
1.5 Conclusion	21
2 Modélisation et commande d'une chaîne de traction électrique asynchrone	23
2.1 Introduction	23
2.2 Etage d'entrée	23
2.3 Machine asynchrone	24
2.3.1 Les équations électriques	24

2.3.2	Les équations électromagnétiques	28
2.3.3	L'équation mécanique	29
2.3.4	Commandes de la machine asynchrone	29
2.3.4.1	Le contrôle vectoriel	29
2.3.4.2	Le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté	29
2.4	Onduleur de tension	35
2.4.1	Modèle triphasé	35
2.4.2	Modèle biphasé dans le plan complexe	36
2.4.3	Commande rapprochée d'un onduleur triphasé	37
2.4.3.1	Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)	39
2.4.3.2	Pleine onde	42
2.4.3.3	Application à la traction	43
2.5	Partie mécanique : transmission d'effort	43
2.5.1	Modélisation simplifiée d'un bogie	44
2.5.1.1	Sans perte d'adhérence	46
2.5.1.2	Avec perte d'adhérence	47
2.6	Conclusion	47
3	Commande des systèmes multi-onduleurs/multi-machines asynchrones dédiés à la traction ferroviaire	49
3.1	Introduction	49
3.2	Commande de système biconvertisseur/bimachine asynchrone	49
3.3	Commandes coopératives de système mono-onduleur/bimachine asynchrone	52
3.3.1	Commandes coopératives pondérées	54
3.3.1.1	La Commande Moyenne Simple (CMS)	54
3.3.1.2	La Commande Maître Esclave (CME)	56
3.3.2	La Commande Moyenne Différentielle (CMD)	58
3.3.2.1	Synthèse de la Commande Moyenne Différentielle	59
3.3.2.2	Contrôle du couple moyen différentiel sur l'axe d	66
3.3.2.3	Contrôle du couple moyen différentiel sur l'axe q	66
3.3.2.4	Contrôle du couple moyen différentiel sur les deux axes d et q	69
3.3.2.5	Récapitulatif des différentes possibilités de la commande CMD	69
3.3.2.6	Utilisation de la commande CMD comme stratégie d'anti-patinage	69
3.4	Commande de système multi-convertisseur/multi-machine asynchrone	72
3.5	Conclusion	74
4	Continuité de service d'une chaîne de traction répartie	77
4.1	Introduction	77
4.2	La reconfiguration de commandes d'un système bionduleur/bimachine asynchrone	77
4.2.1	Reconfiguration de la Commande Individuelle à la commande Maître Esclave $CI \rightarrow CME$	78
4.2.2	Reconfiguration de la Commande Individuelle à la Commande Moyenne Simple $CI \rightarrow CMS$	79
4.2.3	Reconfiguration de la Commande Individuelle à la Commande Moyenne Différentielle $CI \rightarrow CMD$	79

4.2.4	Stratégie proposée pour la Reconfiguration de commande d'un système biondulateur/bimachine à un système mono-onduleur/bimachine virtuel	80
4.3	Continuité de service d'une traction répartie	82
4.3.1	Reconfiguration de structure de commande	84
4.3.1.1	L'organe décisionnel	84
4.3.1.2	Diagramme d'états	84
4.3.1.3	Interaction de l'organe décisionnel avec la chaîne de traction	88
4.3.2	Exploitation de la redondance analytique et structurelle	91
4.3.2.1	Redondance Analytique	91
4.3.2.2	Redondance structurelle naturelle	105
4.4	Conclusion	106
5	De la simulation à l'implémentation temps réel des algorithmes de contrôle	109
5.1	Introduction	109
5.2	Description du banc expérimental	109
5.2.1	Partie puissance	111
5.2.1.1	Redresseur	111
5.2.1.2	Onduleurs	111
5.2.1.3	Moteurs asynchrones et variateurs industriels	111
5.2.2	Instrumentation	111
5.2.3	Module de commande	112
5.3	Etapes de validation des stratégies de commande	115
5.3.1	Simulation dans l'environnement SABER	115
5.3.2	Simulation Hardware-in-the-Loop	116
5.3.2.1	Comparaison des réponses du modèle et du système réel	116
5.3.2.2	Implémentation de la commande vectorielle sur FPGA	117
5.4	Description de l'émulateur de la partie mécanique d'une chaîne de traction	119
5.5	Résultats expérimentaux	121
5.5.1	Phase de démarrage	121
5.5.2	Broutement	122
5.5.3	Décollement du pantographe	124
5.5.4	Perte d'adhérence	124
5.5.5	Comparaison de la simulation avec l'expérimentation	128
5.6	Perspectives pour le banc d'essai	130
5.6.1	Implémentation des lois de commande sur FPGA	130
5.6.2	Extension à un banc d'essai pour une chaîne de traction répartie	132
5.7	Conclusion	132
Conclusion générale et perspectives	135	
Annexes	139	
Bibliographie	145	
Acronymes	157	
Liste des symboles	159	

Table des figures

1.1	Estimation des émissions spécifiques de CO_2 des différents modes de transport de passagers et de fret en 1995 et 2010 (Source : EEA)	5
1.2	Électrification $2 \times 25kV$	8
1.3	Traction centralisée	12
1.4	Traction répartie	13
1.5	Structure Multi-convertisseur/Multi-machine	15
1.6	Structure Mono-onduleur/Multi-machine	15
1.7	Structure Mixte	16
1.8	Variation du coefficient d'adhérence μ en fonction du glissement et de l'état du rail	17
1.9	Synoptique d'un contrôle d'adhérence à base d'estimateurs et/ou d'observateurs	18
1.10	Synoptique d'un contrôle d'adhérence à base de modèle	18
1.11	Détection et isolation des défauts de capteurs basées sur les observateurs .	20
2.1	Description d'une chaîne de traction ferroviaire	23
2.2	Filtre d'entrée	24
2.3	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	25
2.4	Représentation biphasée d'une machine asynchrone	27
2.5	Référentiel (d, q) lié au flux rotorique	30
2.6	Modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au flux rotorique	31
2.7	Structure de régulation du flux rotorique et du couple électromagnétique .	33
2.8	Synoptique d'un contrôle vectoriel direct à flux rotorique orienté	34
2.9	Structure d'un onduleur de tension triphasé	35
2.10	Représentation d'un onduleur triphasé dans le plan complexe (α, β)	37
2.11	Principe d'une commande rapprochée	38
2.12	Principe de la MLI intersectorive	39
2.13	Exemple MLI vectorielle	41
2.14	Exemple MLI à trois (3) angles précalculés	41
2.15	Ordres de commande des semi-conducteurs en pleine onde	43
2.16	Synoptique d'une chaîne de transmission mécanique	44
2.17	Modèle simplifié de la charge mécanique	45
2.18	Variation du coefficient d'adhérence μ en fonction du glissement ν et de la vitesse	47
3.1	Chaîne de traction classique	50
3.2	Commande CI : Grandeur mécaniques	51
3.3	Commande CI : Grandeur moteurs	52

3.4	Commande CI : Tension aux bornes de l'inductance U_{cf} et courant dans l'inductance I_{Lf} du filtre d'entrée	52
3.5	Chaîne de traction Mono-onduleur/Bimachine	53
3.6	Commandes coopératives pondérées	54
3.7	Commande CMS : Grandeurs mécaniques	55
3.8	Commande CMS : Grandeurs moteurs	56
3.9	Commande CME (Moteur M2 maître) : Grandeurs mécaniques	57
3.10	Réponses en flux et en couple correspondant à la commande CME , moteur M2-Maître	58
3.11	Commande CME (Moteur M2 maître) : Couples électromagnétiques	58
3.12	Représentation des courants statoriques et magnétisants dans le repère (d, q) lié au flux rotorique moyen d'un système mono-onduleur/bimoteur. .	61
3.13	Structure de la Commande Moyenne Différentielle - Actions sur les axes d et q	65
3.14	Commande moyenne différentielle avec $kq = 0$	67
3.15	Commande moyenne différentielle avec $kd = 0$	68
3.17	Comparaison des amplitudes des oscillations	69
3.16	Commande moyenne différentielle avec $kd = 0.003$	70
3.18	Commande CMD ($kd = 0.003, kq = 2$) : Grandeurs mécaniques	71
3.19	Commande CMD ($kd = 0.003, kq = 2$) : Grandeurs moteurs	71
3.20	Adaptation du couple de référence	72
3.21	Commande CMD ($kd = 0.003, kq = 1$) avec adaptation de Γ_{em}^* : Grandeurs mécaniques	73
3.22	Commande CMD ($kd = 0.003, kq = 1$) avec adaptation de Γ_{em}^* : Grandeurs moteurs	73
3.23	Architecture monoconvertisseur virtuel/bimachine asynchrone	74
3.24	Commande de système multi-convertisseur/multi-machine asynchrone . .	75
4.1	Reconfiguration de la Commande Individuelle CI à la commande Maître Esclave CME_{m1}	78
4.2	Reconfiguration de la Commande Individuelle CI à la Commande Moyenne Simple CMS	79
4.3	Reconfiguration de la Commande Individuelle CI à la Commande Moyenne Différentielle CMD à $t = 30s$	80
4.4	Vitesses des moteurs en phase de démarrage avec la Commande Individuelle (CI)	80
4.5	Courants statoriques dans le repère (α, β) à différents instants ($t_1 = 30s$, $t_2 = 30.2s$ et $t_3 = 35s$) lors de la commutation de commandes	81
4.7	Synoptique d'un système de contrôle tolérant aux fautes	82
4.6	Commutation de la Commande Individuelle à la Commande Moyenne Différentielle avec la stratégie $CI - CMS - CMD$	83
4.8	L'organe décisionnel	85
4.9	Diagramme d'états éclatés	86
4.10	Diagramme d'états pour la perte d'adhérence des deux moteurs	87
4.11	Diagramme d'états avec conditions sur les transitions	88
4.12	Chronogramme des perturbations appliquées	88
4.13	Chronogramme de l'état de l'organe décisionnel et du changement de commandes appliquées	89

4.14	Interaction entre l'organe décisionnel et la chaîne de traction : Grandeurs électrique	89
4.15	Interaction entre organe décisionnel et la chaîne de traction : Grandeurs mécaniques	90
4.16	Robustesse vis-à-vis du bruit et de perturbations simultanées : Grandeurs moteurs	90
4.17	Robustesse vis-à-vis du bruit et de perturbations simultanées : Grandeurs mécaniques	91
4.18	Utilisation de la redondance analytique (EAP) dans le cas d'une perte d'un capteur de vitesse	92
4.19	Redondance analytique EAP : Grandeurs moteurs	93
4.20	Principe du mécanisme adaptatif [Sch 92]	94
4.21	Redondance analytique EAP : Grandeurs mécaniques	94
4.22	Utilisation de la redondance analytique (MRAS) dans le cas d'une perte d'un capteur de vitesse	95
4.23	Redondance analytique MRAS : Grandeurs mécaniques	96
4.24	Redondance analytique MRAS : Grandeurs moteurs	97
4.25	Observateur mécanique à structure variable	97
4.26	Redondance analytique OMSV : Grandeurs mécaniques	99
4.27	Utilisation de la redondance analytique (OMSV) dans le cas d'une perte d'un capteur de vitesse	100
4.28	Redondance analytique (OMSV) avec adaptation de la dynamique	100
4.29	Redondance analytique OMSV avec adaptation de la dynamique : Grandeurs mécaniques	101
4.30	Redondance analytique OMSV avec adaptation de la dynamique : Grandeurs moteurs	102
4.31	Chronogramme de commutation d'observateur	102
4.32	Redondance analytique avec commutation d'observateur	103
4.33	Redondance analytique avec commutation d'observateur : Grandeurs moteurs	103
4.34	Redondance analytique avec commutation d'observateur : Grandeurs mécaniques	104
4.35	Principe de la redondance structurelle	105
4.36	Utilisation de la redondance structurelle dans le cas d'une perte d'un capteur de vitesse	105
4.37	Redondance structurelle : Grandeurs mécaniques	106
4.38	Redondance structurelle : Grandeurs moteurs	107
5.1	Vue d'ensemble de la maquette expérimentale	110
5.2	Synoptique de la partie puissance	110
5.3	Synoptique générale de l'unité de commande (dSPACE)	113
5.4	Synoptique de la répartition des tâches entre le processeur PowerPC et le FPGA	114
5.5	Synoptique de simulation du système	115
5.6	Comparaison réponse du système réel et du modèle avec un contrôle vectoriel implémenté sur la carte PPC DS1005	117
5.7	Contrôle vectoriel implémenté sur la cible FPGA : visualisation des variables de la MAS et des ordres de commandes MLI	118
5.8	Contrôle vectoriel implémenté sur cible FPGA : visualisation sur PC	118

5.9	Synoptique de la simulation HIL de l'implémentation de la commande sur FPGA	119
5.10	Structure de l'émulateur	120
5.11	Organigramme de fonctionnement de l'émulateur	120
5.12	Comportement de l'émulateur en phase de démarrage	121
5.13	Résultats expérimentaux (Broutement) : Grandeurs de l'émulateur de la chaîne de traction	122
5.14	Résultats expérimentaux (Broutement) : Grandeurs moteurs	123
5.15	Densité spectrale de puissance du couple électromagnétique d'un moteur .	124
5.16	Caractéristiques de l'état du rail émulé	125
5.17	Chronogramme des changements de coefficients d'adhérence maximale et de commandes appliqués	125
5.18	Résultats expérimentaux : Grandeurs de l'émulateur de la chaîne de traction	126
5.19	Résultats expérimentaux : Grandeurs moteurs	127
5.20	Densité spectrale de puissance du couple électromagnétique (M1)	128
5.21	Caractéristiques de l'état du rail en simulation	128
5.22	Comparaison simulation/expérimentation : Grandeurs de la partie méca- nique de la chaîne de traction (simulation : $kd = 0.02$ et $kq = 15$, émula- teur : $kd = 3$ et $kq = 10$)	129
5.23	Comparaison simulation/expérimentation : Grandeurs moteurs (simula- tion : $kd = 0.02$ et $kq = 15$, émulateur : $kd = 3$ et $kq = 10$)	129
5.24	Synoptiques des commandes d'un système biconvertisseur/bimoteur implé- mentées sur FPGA	131
5.25	Chronogramme de la commande d'un système biconvertisseur/bimoteur implémentée sur FPGA	132
5.26	Extension du banc d'essai à une chaîne de traction répartie	132

Liste des tableaux

1.1	Électrification des réseaux ferroviaires dans le monde	6
1.2	Comparaison du rapport puissance poids de différents types de moteur utilisés dans les trains à grande vitesse [Sat 10, Mer 10]	10
1.3	Vitesse d'exploitation en fonction de la puissance disponible et de la pente de la voie [Cos 96]	21
2.1	Résumé des caractéristiques et des limites des différentes commandes rapprochées d'un onduleur triphasé	44
4.1	Actions de l'organe décisionnel	87
4.2	Correspondance des transitions	87
5.1	Paramètres des machines asynchrones	112
5.2	Paramètres mécaniques d'un ensemble de deux machines accouplées	112
5.3	Paramètres des codeurs incrémentaux	113
5.4	Caractéristiques de la carte FPGA <i>DS5203</i>	114

Introduction générale

Les progrès faits et les perspectives envisagées dans les différents domaines du génie électrique et de l'automatique présagent une évolution fulgurante dans le secteur des transports, plus particulièrement dans la traction ferroviaire électrique. En plus des défis technologiques auxquels le secteur de la traction électrique, en tant que système embarqué est confronté, l'amélioration des performances, de la fiabilité et de la disponibilité des systèmes est l'une des préoccupations les plus importantes des concepteurs et des exploitants. Dans la propulsion ferroviaire électrique, pour répondre à ces exigences, le secteur s'oriente de plus en plus vers une architecture de la traction répartie qui permet d'avoir plus de degrés de liberté vis-à-vis des perturbations et des défaillances susceptibles d'affecter le système.

Dans les travaux effectués dans cette thèse, on s'intéresse principalement aux avantages que peut amener une traction ferroviaire électrique asynchrone répartie à travers les degrés de liberté additionnels qu'elle apporte sur la méthodologie de la commande des systèmes multi-convertisseurs/multi-machines équipés de charges liées. L'objectif principal est d'assurer la continuité de service ou un meilleur fonctionnement possible du système en présence de certaines défaillances ou perturbations externes telles que la perte d'adhérence, le broutement ou la perte de capteurs mécaniques. La tolérance aux défauts de capteur mécanique des stratégies de commande adoptées sera abordée, d'une part par l'introduction de commande sans capteur (redondance analytique) et d'autre part par l'exploitation de la redondance structurelle qu'offre naturellement la traction répartie (redondance structurelle naturelle). Cette étude nous amènera à la conception d'un organe décisionnel qui apportera les adaptations, les reconfigurations de commandes et voire d'observateurs nécessaires pour maintenir la continuité de service du système fonctionnant en mode dégradé.

Le premier chapitre est dédié à l'état de l'art de la traction électrique. L'évolution technologique effectuée dans ce domaine, plus particulièrement sur l'électrification des lignes, les moteurs de traction et l'électronique de puissance est ainsi exposée. Les différentes structures du point de vue d'ensemble convertisseurs/moteurs qu'on peut trouver que ce soit dans une architecture de traction concentrée ou répartie sont présentées avant d'introduire les différentes perturbations et défaillances qui peuvent les affectées.

Dans le deuxième chapitre "Modélisation et commande d'une chaîne de traction élec-

trique asynchrone", la modélisation en vu d'une commande du système est faite. Ainsi nous présentons les différentes parties constituant la chaîne de traction asynchrone. Nous nous focalisons principalement sur la commande d'un ensemble "onduleur/moteur asynchrone", en retenant une stratégie de contrôle bien connue, à savoir le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. La commande rapprochée de l'onduleur de tension à deux niveaux est également exposée. Il est à noter que les différentes structures de commande adoptées pour les systèmes "multi-onduleurs/multi-moteurs" présentées par la suite se basent sur ce contrôle vectoriel. La partie mécanique permettant la transmission de l'effort de traction a aussi été introduite et sa modélisation simplifiée est prise comme référence pour la conception d'un émulateur d'un bogie de traction. L'émulation d'un couple de charge fait partie intégrale de cette étude, dans la mesure où dans un laboratoire académique, il n'est pas toujours possible de retrouver les conditions de fonctionnement du système. Cette émulation permettra par la suite une validation expérimentale des stratégies de commande proposées.

Le troisième chapitre s'intéresse à la commande des systèmes multi-convertisseurs/multi-machines utilisés dans la traction ferroviaire. Les différentes structures de commande possibles, coopératives pondérées ou moyennes différentielles, sont exposées. Par rapport à la commande moyenne différentielle déjà étudiée, celle présentée dans cette étude a été modifiée afin de contribuer d'une façon plus efficace à la problématique de la perte d'adhérence. Le comportement du système avec ces différentes structures de commande est analysé d'abord dans le cas du fonctionnement nominal, sans perturbation, et ces performances sont examinées en présence de perturbations mécaniques telles que la perte d'adhérence et le broutement. Ces perturbations ont une grande influence sur le comportement du système. Ces conditions de travail doivent être étudiées car elles sont caractérisées par un fort couplage électromécanique entre les différentes unités de traction.

La problématique de la continuité de service d'une chaîne de traction répartie est introduite au quatrième chapitre. Dans le cas des perturbations externes, les différentes structures de commande possibles seront mises à contribution pour assurer un fonctionnement satisfaisant du système. En définitive, nous cherchons une commande tolérant les perturbations et/ou défauts, améliorant la fiabilité fonctionnelle de ce système. Un organe décisionnel a été développé. Il permet d'assurer les différentes reconfigurations de la commande, adaptées à la perturbation agissant sur le système et modifiant ses caractéristiques. Dans le cas des défauts de capteur mécanique, différentes méthodes basées sur des estimateurs et observateurs partiels introduisant une redondance analytique sont comparées par rapport à la redondance structurelle naturelle qu'offre la traction répartie. Les compatibilités et l'efficacité de ces méthodologies et leurs actions en présence des perturbations mécaniques ont été examinées.

Le cinquième et dernier chapitre "De la simulation à l'implémentation temps réel des algorithmes de contrôle" présente le banc expérimental développé au cours de cette thèse

afin de valider les différentes structures de commande. Il s'agit d'un modèle réduit d'un bogie de train. Le couplage mécanique "présence du rail" sera reconstitué par l'émulateur de couple de charge. La méthodologie qui nous a permis de tracer la feuille de route entre la simulation fine du système à l'expérimentation avec les commandes implémentées sur la plate-forme expérimentale est aussi exposée dans cette partie.

Enfin, le travail effectué dans cette thèse est synthétisé dans la conclusion et les perspectives et les évolutions à apporter à cette contribution concluent ce mémoire.

Chapitre 1

État de l'art

1.1 Introduction

La traction ferroviaire électrique n'a cessé d'évoluer depuis ses débuts à la fin du *XIX^e* siècle. Les progrès faits et les perspectives envisagées dans les différents domaines en relation avec la traction électrique présagent un intérêt croissant pour ce mode de transport. Ceci est fortement lié aux changements rapides et aux préoccupations de la société où les besoins et les exigences en termes de mobilité, de performance, de sécurité et de confort sont grandissants et font face aux enjeux économiques et environnementaux en termes d'efficacité énergétique et de pollution. Le secteur des transports est l'un des principaux contributeurs à la pollution atmosphérique et aux émissions de gaz à effet de serre. En 2009 les transports dans l'EU-27 représentent 25% des émissions de gaz à effet de serre (Source Agence Européenne pour l'Environnement EEA), ce qui donne un avantage considérable à la traction électrique qui est l'un des modes de transport les moins émetteurs de *CO₂* (fig. 1.1).

Avant d'entreprendre les travaux effectués au cours de la thèse, ce chapitre est consacré à l'état de l'art de la traction électrique où les évolutions technologiques et tendances sont présentées avant d'introduire la traction électrique répartie et les défaillances et perturbations qui peuvent affecter un tel système.

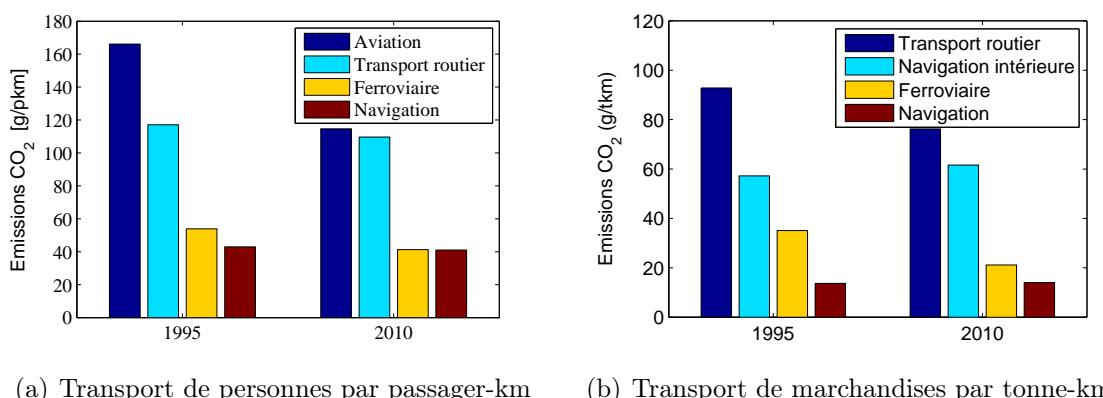


FIGURE 1.1 – Estimation des émissions spécifiques de *CO₂* des différents modes de transport de passagers et de fret en 1995 et 2010 (Source : EEA)

1.2 Évolution technologique dans la traction ferroviaire électrique

Le développement de la traction ferroviaire dans les différents aspects qu'on peut considérer, performance, fiabilité, et sécurité est le fruit des évolutions technologiques dans les différents éléments la constituants, du changement successif dans l'électrification des lignes, de l'apparition de l'électronique embarquée en passant par les avancées considérables faites sur les moteurs de traction et l'électronique de puissance. Plusieurs ouvrages et articles ont été consacrés à cette évolution [All 08, Deb 10, Lac 01, Lac 05, Duf 03, Smi 01, Bat 09, Lee 10, Kos 10, Mer 10, Uzu 11]. Dans ce qui suit, un aperçu sur les progrès effectués et les futures tendances dans l'électrification des lignes d'alimentation, des moteurs de traction et de l'électronique de puissance sera donné.

1.2.1 Électrification

Tous au long de l'évolution progressive de la traction ferroviaire électrique et de son expansion à travers le monde, différents types de réseaux d'électrification des chemins

Tension	Fréquence	Application	Pays
600/750V	DC	Réseaux urbains avec 3 ^{ème} rail pour l'alimentation	Utilisés dans la plupart des pays pour les tramways, trolleybus et métros
1.5kV	DC	Réseaux urbains, régionales et interurbains avec caténaire	Généralement utilisés en grande traction, Australie, Égypte, Europe, Inde, Indonésie, Japon, Nouvelle-Zélande, USA
3kV	DC	Réseaux interurbains	Algérie, Brésil, Chili, Europe, Inde, Maroc, Afrique du sud, CEI
15kV	16.7Hz	Réseaux interurbains	Standard en Allemagne, Autriche, Norvège, Suède et Suisse
20kV	50Hz	Réseaux interurbains	Est du Japon
20kV	60Hz	Réseaux interurbains	Ouest du Japon
25kV	50Hz	Réseaux interurbains	Australie, Chine, Corée, Europe (France 62% du réseau), Inde, Iran, Ouest du Japon, Malaisie, Pakistan, Afrique du sud, Turquie, CEI, Zaïre, Zimbabwe
25kV	60Hz	Réseaux interurbains	Costa Rica, Ouest de Japon, Taïwan, USA

Tableau 1.1 – Électrification des réseaux ferroviaires dans le monde

de fer ont été développés et exploités. Les changements se sont faits au fur à mesure des progrès dans le domaine de l'électrotechnique. Le tableau 1.1 résume les différentes tensions et fréquences principales utilisées pour la traction dans le monde. Le premier réseau utilisé était en courant continu, ceci est essentiellement dû aux moteurs utilisés au début de la traction électrique. La basse tension à courant continu (600 ou 750V) s'est alors imposée pour les transports urbains ou suburbains (métro, tramway et trolleybus). Pour la grande traction, deux tendances ont été adoptées, à savoir la basse tension à courant continu de 1.5kV ou 3kV et la haute tension alternative monophasé 15kV à basse fréquence 16 2/3Hz.

- La basse tension à courant continu de 1.5kV ou de 3kV a été choisie pour la simplicité de la conversion d'énergie à bord des trains, ce qui résolvait le problème de l'encombrement et du poids des locomotives. L'inconvénient principal de cette solution est la complexité des équipements de ligne. Cette solution a été adoptée entre autres en France, en Italie, en Espagne et en Belgique.
- La haute tension alternative monophasé 15kV de faible fréquence 16 2/3Hz a été choisie pour des raisons de simplicité et d'économie. La fréquence a été limitée par les moteurs à commutation utilisés. Les réseaux électriques des chemins de fer sont alors gérés par des centrales électriques séparées où on utilise des convertisseurs de fréquence, 1/3 de la fréquence standard 50Hz des réseaux de distribution a été choisie.

Dans les années 1930, des tentatives d'utilisation d'installations à courant alternatif monophasé à fréquence industrielle 50Hz ont été effectuées en Hongrie, puis en Allemagne. Les limites de l'électrification à basse tension à courant continu ont conduit la France à la fin des années 1950 à adopter la tension monophasée à fréquence industrielle. La première ligne exploitée est la transversale Nord-Est, Valenciennes - Thionville. La percée du courant alternatif à fréquence standard a été confortée par l'évolution faite dans le domaine de l'électronique de puissance. Depuis, la tension alternative de 25kV, 50Hz s'est imposée en Europe pour devenir le standard dans les nouvelles lignes, particulièrement les lignes à grande vitesse (LGV).

Avec la multiplication des tensions utilisées dans une même région, des locomotives multi-tensions ont vu le jour. La première locomotive européenne bicourant (1500V continu et 25kV 50Hz), la BB 22000 a été livrée par Alstom et MTE à la SNCF à la fin de l'année 1976. Avec l'extension des interconnexions entre les différents réseaux ferroviaires, les nouveaux systèmes de traction électrique ont été amenés à supporter de plus en plus les différentes alimentations.

La tendance actuelle pour les LGV est l'utilisation de l'alimentation $2 \times 25kV$ (fig. 1.2). Des sous-stations avec transformateur 50kV avec un point milieu alimente la caténaire avec le $+25kV$, le feeder avec le $-25kV$, et le point milieu au potentiel du rail qui est mis à la terre. La tension entre la caténaire et le feeder est de 50kV mais l'alimentation du train reste toujours à $+25kV$. Cela permet d'une part, de réduire les pertes par effet Joule et le nombre de sous-stations en utilisant des autotransformateurs à des intervalles réguliers entre deux sous-stations. D'autre part, cette technique d'alimentation réduit les interférences électromagnétiques grâce à l'opposition de phase entre la caténaire et le feeder. La SNCF a eu recours à cette variante de l'alimentation 25kV 50Hz pour la première fois sur la ligne du TGV Sud-Est en 1981 [Pro 09].

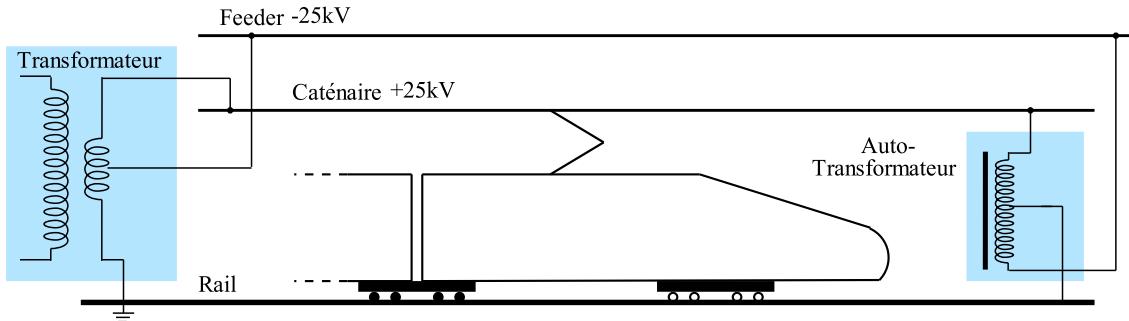


FIGURE 1.2 – Électrification $2 \times 25kV$

1.2.2 Moteurs de traction

La traction électrique a subi des changements considérables tous au long de son développement. Du début et jusqu'à il y a moins d'une trentaine d'années, le moteur à commutation a été largement utilisé. Alimenté par une source de tension continue variable ou par une source de tension monophasée alternative variable à basse fréquence, généralement du $16\frac{2}{3}Hz$, son rendement a été faible à cause des contrôles. Cette solution a été utilisée jusqu'à l'apparition des convertisseurs statiques dès le début des années 1970 avec le développement des diodes et des thyristors de puissance. L'évolution grandissante dans le domaine de l'électronique de puissance et de l'électronique de commande ont permis d'améliorer l'efficacité de la traction électrique en remplaçant les convertisseurs électromécaniques par des convertisseurs statiques et par la suite les moteurs à courant continu par des moteurs à courant alternatif triphasé. Deux solutions ont alors été envisagées :

- Le moteur synchrone à rotor bobiné s'est alors imposé comme choix en France par rapport au moteur asynchrone essentiellement à cause de la simplicité des onduleurs de courant à thyristors utilisés pour leur alimentation. Comparativement aux onduleurs de tension pour les moteurs asynchrones, les onduleurs utilisés pour les moteurs synchrones ne nécessitent pas de circuits auxiliaires d'extinction des thyristors. Le moteur synchrone a été alors utilisé dès 1988 dans la locomotive BB26000 et le TGV de seconde génération Atlantique. Le moteur synchrone bobiné avait alors les avantages suivant :
 - Plus simple et plus léger ;
 - Facteur de puissance plus important, supérieur à 0,95 ;
 - Couple de démarrage élevé ;
 - Onduleur ne nécessitant pas de circuits auxiliaires d'extinction ;
 - Absence de collecteurs.
- Le moteur asynchrone a été choisi dans le reste de l'Europe. Les premières études sur son utilisation dans la traction ont commencé dès l'année 1965 essentiellement en Allemagne. La Deutsche Bahn a mis en service en 1979, la première locomotive universelle E120 class utilisant des moteurs asynchrones. En 1985, la machine asynchrone commence à être utilisée sur le prototype de train à grande vitesse InterCity Experimental (ICE) dont la technologie va être exploitée dès l'année 1991 avec la mise en service de la première génération de l'InterCity Express ICE1.

Grâce à sa robustesse, son faible coût de fabrication et d'entretien, de sa puissance massique élevée et surtout avec le développement rapide qu'a connu l'électronique de

puissance et l'apparition des thyristors GTO (Gate Turn-Off Thyristor) dès le début des années 1990, le choix de l'utilisation des moteurs asynchrones en traction électrique a été conforté et s'est rapidement imposé. Ainsi, le train Japonais à grande vitesse Shinkansen passe à la motorisation asynchrone dans la série 300 dans l'année 1992 avec l'utilisation de thyristors GTO. Cette tendance s'est imposée alors dès l'année 1995 avec l'Eurostar et maintenant sur le TGV POS et la génération Dasye du TGV Duplex, avec l'utilisation d'IGBT.

La tendance actuelle est l'utilisation de moteurs synchrones à aimants permanents (PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motor). Les PMSM ont les avantages suivants par rapport aux moteurs asynchrones :

- Plus compacts, ils occupent moins d'espace d'où la possibilité donnée de les intégrer au plus près des roues, bogies ... ;
- Un meilleur rendement (98% au lieu de 96 – 97% pour les moteurs à induction traditionnels).
- Rapport puissance poids supérieur à $1kW/kg$.
- Moteurs totalement fermés d'où une réduction du bruit et des coûts de maintenance.
- Auto-ventilation contrairement à la ventilation forcée nécessaire pour les moteurs asynchrones.

Les moteurs synchrones à aimants permanents ont commencé à être utilisés dans la petite traction. La première application dans le domaine ferroviaire s'est faite en 2000 avec l'utilisation des moteurs roue d'une puissance de $65kW$ sur le VAL208 [Deb 10] avant de se propager dans la grande traction particulièrement dans les trains à grande vitesse. Comme exemple, on peut citer entre autres, le successeur du TGV, l'AGV (Automotrice à Grande Vitesse), et la nouvelle génération du Shinkansen.

Le tableau 1.2 montre l'évolution technologique effectuée dans les moteurs de traction des trains à grande vitesse qui a permis de diminuer le poids, le volume et ainsi augmenter le rapport puissance/poids pour dépasser le $1kW/kg$ avec l'utilisation des PMSM. En comparant l'AGV au TGV, l'utilisation de moteurs PMSM dont le rapport puissance/poids est supérieur à $1kW/kg$ et dont le rendement est de 98%, peut permettre une réduction de 6 à 7% de l'énergie consommée [Bri 08]. L'effet de la réduction de la consommation grâce à l'utilisation de PMSM a aussi été mise en évidence dans l'étude [Kaw 10] où des essais effectués sur un métro de Tokyo comportant deux bogies moteurs asynchrones et un bogie moteurs synchrones, ont montré une diminution de la consommation d'énergie de 12,5% en traction obtenue grâce à ces moteurs.

Type	Shinkansen Série 0	TGV Paris-Sud est	TGV Atlantique	Shinkansen Série 300	Eurostar	ICE2	Shinkansen Série N700	Shinkansen FASTECH 360S	AGV	Shinkansen Light-weight PMSSM
Type moteur	DC	DC	Synchrone	Asynchrone	Asynchrone	Asynchrone	Asynchrone	Asynchrone	PMSSM	PMSSM
Puissance (kW)	185	535	1 100	300	1 020	1 200	305	355	760	305
Poids (kg)	876	1 560	1 450	390	1 260	1 980	394	440	730	276
Rapport puissance/poids (kW/kg)	0,21	0,34	0,74	0,77	0,81	0,61	0,77	0,8	1,04	1,1
Mise en service	1964	1981	1989	1992	1994	1997	2007	2005	2011	—

Tableau 1.2 – Comparaison du rapport puissance/poids de différents types de moteur utilisés dans les trains à grande vitesse [Sat 10, Mer 10]

1.2.3 Composants de puissance

Comme on l'a vu précédemment, l'électronique de puissance a joué un rôle très important dans l'évolution de la traction ferroviaire électrique. Depuis l'arrivée des diodes à la fin des années 1950 et des thyristors de puissance au début des années 1970, la réduction du poids des équipements et l'augmentation des vitesses d'exploitation des trains n'ont cessé de s'améliorer.

Avant l'utilisation des composants de l'électronique de puissance, les moteurs à collecteur étaient commandés par la variation de leur tension d'alimentation par des commutateurs mécaniques et des rhéostats (résistance variable) pour l'alimentation continue ou par des transformateurs variables pour une alimentation à courant alternatif monophasé. Les variations se faisaient alors par cran, ce qui introduit des à-coups de couple qui diminuent considérablement l'adhérence entre les roues et le rail. D'un point de vue énergétique, le système avait une faible efficacité énergétique due aux importantes pertes résistives aux basses vitesses. Les diodes et thyristors de puissance ont permis par la suite, d'intégrer les convertisseurs dans les locomotives et ainsi d'augmenter l'efficacité du système et de réduire son poids, d'introduire l'alimentation monophasée à fréquence industrielle. L'évolution rapide des thyristors de forte puissance a permis alors le passage des moteurs à courant continu aux moteurs triphasés synchrones et asynchrones. Au début des années 1990, les thyristors GTO (Gate Turn-Off Thyristor) qui sont commandables à l'amorçage mais aussi au blocage ont simplifié les structures des onduleurs de tension et leurs circuits auxiliaires pour l'alimentation des moteurs asynchrones. Les systèmes avaient alors de meilleurs facteur de puissance et rapport puissance/poids.

Dans les années 2000, c'est le Transistor Bipolaire à Grille Isolée (IGBT) qui a commencé à s'imposer dans la traction ferroviaire. Les IGBT offraient alors des fréquences de commutation plus élevées, de 1 à $2kHz$, comparativement aux GTO qui fonctionnaient à une fréquence de 400 à $600Hz$, sans oublier la simplification des circuits de commande. Les GTO étant commandables en courant nécessitent des circuits d'aide à la commutation, ce qui n'est pas le cas des IGBT commandables en tension, ce qui se traduit par une réduction significative du poids et de la taille des convertisseurs. L'utilisation de fréquences plus élevées permet d'une part, d'atténuer le problème de CEM et d'autre part, avec des temps de commutation plus rapide, de quelques centaines de nanosecondes, de réduire les pertes par commutation. Au début de leur utilisation, des structures d'onduleurs de tension à trois niveaux s'imposaient vues les tensions admissibles qui n'étaient que de 2 à $3kV$. L'évolution rapide de la technologie a permis rapidement d'atteindre une tenue en tension allant de 4 à $6,5kV$ concurrençant les GTO dans cette gamme de tension. L'évolution effectuée durant ces vingt-cinq dernières années a permis de réduire de plus de 50% le rapport poids/puissance des convertisseurs [Sat 10].

Ces dernières années, les performances des IGBT à base de Silicium (Si) commencent à atteindre les performances théoriques en termes de tenue en tension et de conductivité thermique. D'où l'intérêt grandissant de la recherche sur de nouvelles générations de composants à base de matériaux semi-conducteurs à grand gap tel que le carbure de silicium (SiC), le Nitrure de Gallium (GaN) et le diamant (C). L'utilisation de ces nouveaux matériaux permet d'augmenter la tenue en tension, la fréquence de commutation et de diminuer les pertes tout en améliorant l'intégration des dispositifs [Bat 09]. En l'état actuel d'avancement dans ce domaine, à court terme, c'est la technologie à base du SiC qui est considérée comme la plus prometteuse pour faire des contributions significatives dans l'électronique de puissance. Avec le SiC, les pertes peuvent être diminuées de plus de 50% [Hos 11], les températures de jonction peuvent atteindre plusieurs centaines de

degrés et les tenues en tension peuvent dépasser les 15kV.

1.2.4 Conclusion

Dans les paragraphes précédents, nous avons présenté l'évolution technologique de l'électrification des lignes, des moteurs et de l'électronique de puissance. Mais il est à noter que l'augmentation grandissante des performances et de la fiabilité n'est pas due qu'à ces éléments, certes importants pour la traction électrique, mais elle est aussi due entre autres aux progrès faits sur les systèmes de signalisation et de communication, à l'aérodynamique des trains, aux matériaux utilisés et aux nouvelles structures des bogies et des caisses. Comme exemple, on peut citer le train pendulaire [Lac 01] développé dans plusieurs pays qui permet de circuler à des vitesses plus élevées qu'un train classique sur des lignes déjà existantes. Les rames articulées des TGV de la SNCF et Alstom, où un bogie est commun à deux voitures contiguës, permettant d'une part d'augmenter le confort en plaçant les bogies entre les rames au lieu de les mettre sous les voitures. Cela diminue considérablement les vibrations et les bruits ressentis par les passagers. D'autre part, cette structure augmente la sécurité en diminuant les conséquences d'un déraillement. Dans les paragraphes suivants nous aborderons plus en détail la solution offerte par la traction répartie.

1.3 De la traction centralisée à la traction répartie

Dès le début de la traction électrique à grande vitesse deux visions ont été adoptées, à savoir la traction centralisée où les voitures voyageurs sont tirées ou poussées par une ou deux locomotives placées à chaque extrémité du convoi (fig. 1.3), et la traction répartie où la puissance de traction est distribuée tout au long de la chaîne comme cela est représenté sur la figure 1.4. Le Japon avait alors privilégié la dernière solution pour les trains à grande vitesse opérant sur de longues distances avec la mise en service en 1964 du Tokaido Shinkansen, alors qu'en Europe et dans le reste des pays, la traction centralisée a été privilégiée pour le nombre réduit d'équipements donc des coûts de fabrication et de maintenance et le confort que procure la séparation des voitures voyageurs des locomotives. Mais avec les évolutions technologiques vues précédemment et la nécessité d'augmenter les performances, la fiabilité, la modularité et l'efficience des trains à grande vitesse, la traction répartie commence à s'imposer en Europe avec la mise en service en 2000 en Allemagne de l'ICE3 et récemment de l'AGV qui s'appuient sur la traction répartie et les technologies qui ont fait le succès des versions précédentes telle que l'articulation des voitures pour le TGV.

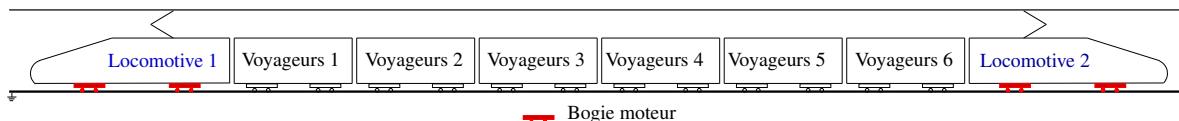


FIGURE 1.3 – Traction centralisée

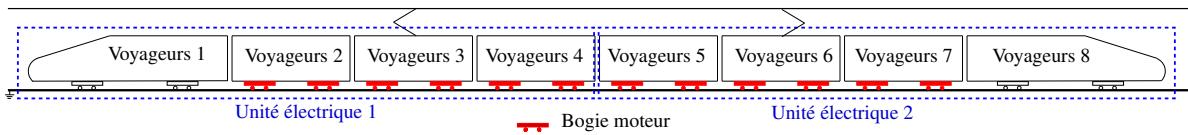


FIGURE 1.4 – Traction répartie

1.3.1 La traction répartie

Comparativement à la traction centralisée où on parle de locomotives, dans la traction répartie on parle d'unités électriques qui donnent une plus grande modularité au système. Ainsi, un train peut être composé de plusieurs unités électriques, on parle alors d'un train à multiples unités électriques (Electric Multiple Units, EMU).

1.3.1.1 Avantages

Les principaux avantages de la traction répartie sont :

1. Une plus grande flexibilité et redondance : effectivement la distribution de la traction le long de la chaîne procure au système une plus grande modularité et fiabilité. Ainsi une défaillance d'un élément du système entraînera une perte de traction moindre que dans le cas d'une traction centralisée.
2. Freinage électrodynamique par récupération plus performant : c'est peut-être l'avantage le plus important par rapport à la traction centralisée. La disponibilité d'un freinage régénératif sur plusieurs essieux moteurs permet ainsi d'améliorer l'efficacité du freinage par récupération et de limiter l'utilisation du freinage mécanique aux basses vitesses pour l'arrêt complet du train. L'étude [Sat 10] compare le freinage entre un train EMU à traction répartie (Shinkansen Serie 300) et un TGV-A à traction centralisée. Elle montre que la traction répartie permet d'avoir un gain de 46% de l'énergie de freinage nécessaire. Des études récentes [Ter 12] se focalisent sur la commande coopérative des différents modes de freinage, régénératif et mécaniques afin d'augmenter les performances et optimiser l'utilisation du freinage régénératif pour diminuer la consommation de l'énergie.
3. Meilleures performances d'accélération et de freinage : ceci est dû essentiellement à l'augmentation du poids total supporté par les essieux moteurs qui ont une plus grande dynamique en accélération et au freinage.
4. Augmentation de l'espace utile : l'élimination des locomotives où l'espace pour passagers est restreint, permet un gain considérable en termes d'espace utile. En comparant par exemple un AGV et un TGV Duplex à double planché d'une même longueur à savoir 200m, l'AGV dispose 446 sièges et le TGV de 516 sièges soit de 70 sièges de plus [Bri 08].
5. Réduction de la charge maximale supportée par chaque essieu ; ceci permet de simplifier les rails et les structures des chemins de fer et de réduire les vibrations.
6. Réduction du coefficient d'adhérence nécessaire pour les essieux moteurs : l'augmentation du nombre d'essieux moteurs permet d'admettre des coefficients d'adhérence moins importants tout en gardant la même force totale de traction ou de freinage.

1.3.1.2 Inconvénients

Les inconvénients de la traction répartie ont été rapidement résolus par l'évolution technologique sur l'électronique de puissance et les structures de bogies et de voitures. Au début, les principaux avantages de la traction centralisée par rapport à la traction répartie étaient :

1. Nombre réduit d'équipements : ce qui conduit à des coûts de fabrication et de maintenance réduits.
2. Meilleur confort : la séparation des locomotives des voitures de voyageurs permet de réduire le bruit et les vibrations ressentis par les voyageurs.

La traction répartie mène vers l'augmentation du nombre d'ensembles convertisseur/-moteur et leur structure dépend essentiellement de la puissance totale désirée.

1.3.2 Les différentes structures du point de vue d'ensemble convertisseurs/moteurs

Dans cette section, nous allons présenter les différentes architectures possibles d'un point de vue de l'alimentation et de la commande des moteurs, la structure dépend alors principalement de la puissance totale du système et de la distribution ou non de la traction.

1.3.3 Structure Multi-convertisseur/Multi-machine

Dans la chaîne de puissance de traction ferroviaire classique, chaque machine est alimentée par son propre onduleur comme cela est représenté sur la figure 1.5. On observe une mise en parallèle des onduleurs sur le bus continu. Cette structure est largement utilisée dans le cas de la traction centralisée vues les puissances des moteurs utilisés mais aussi elle est indispensable dans le cas de la traction à base de moteurs PMSM. Mais des études récentes [Bid 08, Bid 11] ont été menées sur la commande de plusieurs PMSM avec un seul onduleur tout en assurant la stabilité des moteurs et en respectant le synchronisme des moteurs. En ce qui concerne la commande, chaque ensemble onduleur/moteur peut disposer de sa propre loi de contrôle et de sa commande rapprochée individuelle.

1.3.4 Structure Mono-onduleur/Multi-machine (systèmes multi-machines)

Dans le cas de cette structure représentée sur la figure 1.6, plusieurs moteurs sont alimentés par un seul onduleur. On a ici une mise en parallèle des machines sur un seul onduleur. Très répandue dans la traction répartie où la puissance d'un moteur est d'environ 1/4 de la puissance d'un moteur en traction centralisée. Plusieurs études ont été menées sur de tels systèmes multi-machines pour développer des lois de commande adaptées aux applications ciblées [Bou 95, Pen 02]. Dans ce cas l'ensemble de moteurs disposera d'une seule loi de commande mais plusieurs structures sont possibles et dépendront de la participation de chaque moteur dans les lois de commande. On reviendra plus en détail sur la commande des systèmes multi-machines dans le chapitre 3. L'inconvénient principal de cette structure est que la défaillance d'un élément du convertisseur entraînera l'arrêt de plusieurs moteurs.

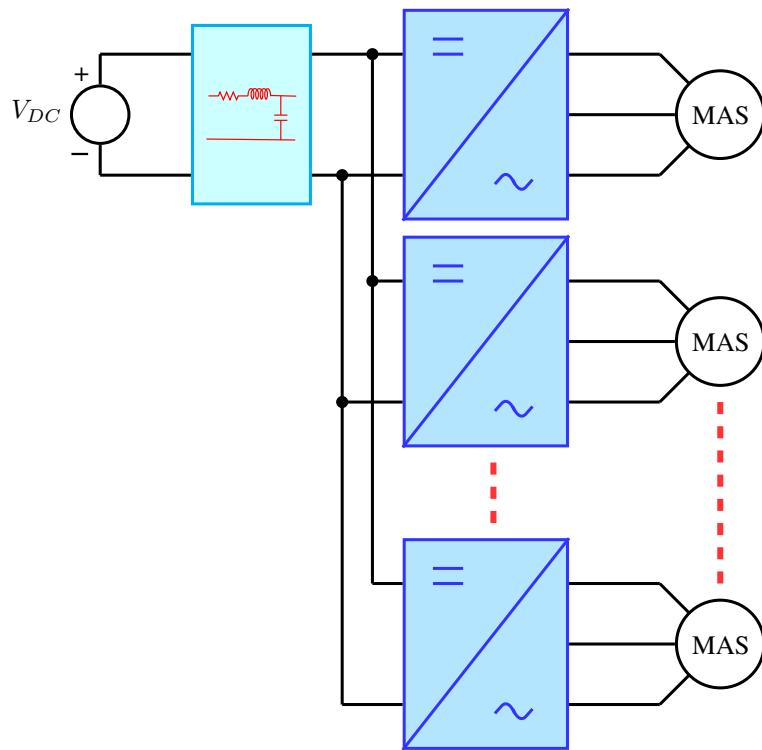


FIGURE 1.5 – Structure Multi-convertisseur/Multi-machine

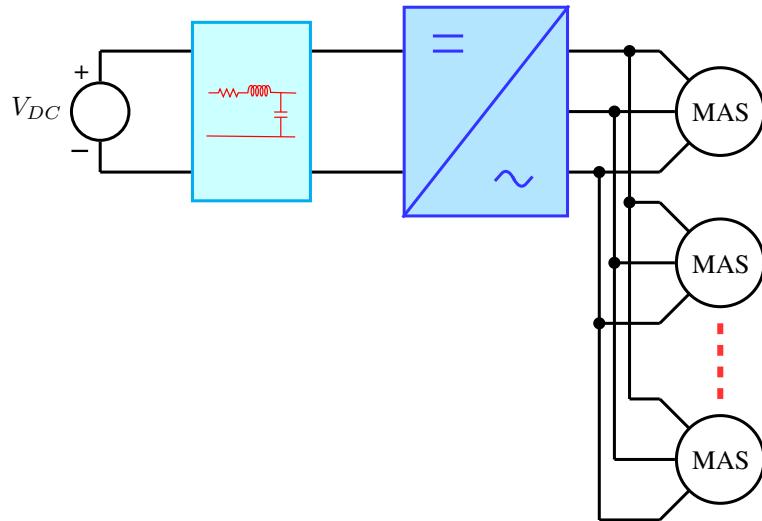


FIGURE 1.6 – Structure Mono-onduleur/Multi-machine

1.3.5 Structure Mixte

Cette structure représentée sur la figure 1.7 est la plus représentative pour un train, que ce soit dans la traction centralisée où on peut avoir plusieurs locomotives ou que ce soit en traction répartie où on a plusieurs unités de traction, chacune composée de plusieurs bogies moteurs. Dans ce cas, on a une mise en parallèle d'onduleurs sur le bus continu et chaque onduleur alimente plusieurs machines.

Selon qu'on se focalise sur la commande d'un moteur, d'un sous ensemble, d'une unité électrique ou de l'ensemble du train, la structure de la commande et le comportement du

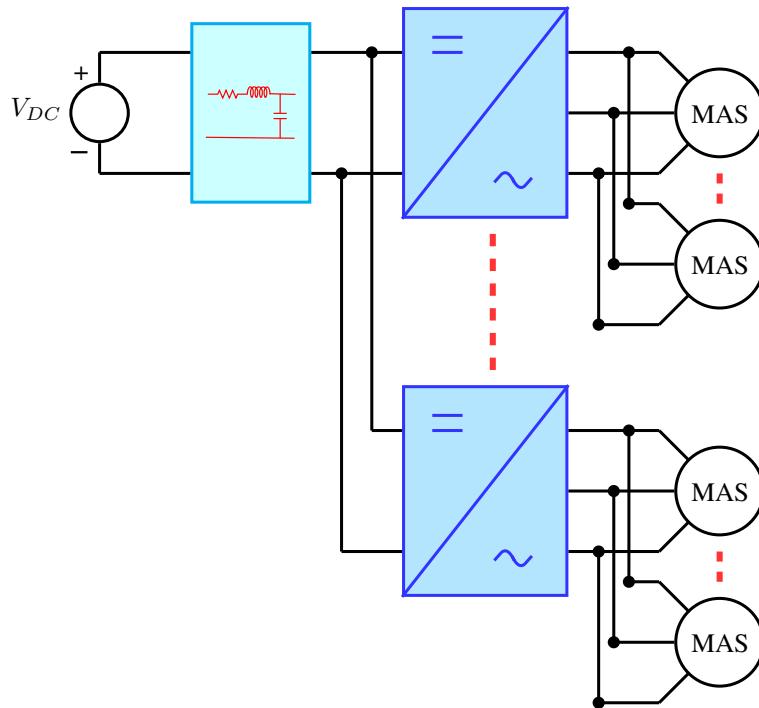


FIGURE 1.7 – Structure Mixte

système ne sont plus identiques. Dans les travaux de cette thèse on se focalisera sur les possibilités offertes par une architecture répartie au niveau de la commande afin d'assurer la continuité de service du système en présence de perturbations qui peuvent remettre en cause le bon fonctionnement du système. Dans la section qui suit, un certain nombre de perturbations ou de défaillances sont présentées.

1.4 Les perturbations et défaillances d'une chaîne de traction électrique

La chaîne de traction électrique ferroviaire peut être soumise à plusieurs perturbations internes et externes qui peuvent altérer son bon fonctionnement. Le système peut alors continuer, si la perturbation ou la défaillance le permet, à mener sa mission en mode dégradé donc avec des performances en dessous des performances nominales ou alors l'anomalie conduit dans le cas contraire à son arrêt total.

1.4.1 Les perturbations externes

Le décollement du pantographe La perte momentanée de l'alimentation due à un décollement du pantographe est l'une des défaillances les plus contraignantes pour la chaîne de traction ferroviaire. De fortes interactions électromécaniques existent entre la parties électriques et mécaniques de la chaîne [Loc 99, Esc 99]. En effet, l'étude faite dans [Pen 00a] montre que le filtre d'entrée de la chaîne de traction joue le rôle d'un tampon de perturbation pour la partie mécanique, ainsi une forte perturbation au niveau de l'alimentation (un fort échelon de tension) se propage à l'ensemble de la chaîne de traction, affectant la force transmise au rail, créant ainsi un comportement plus gênant que celui

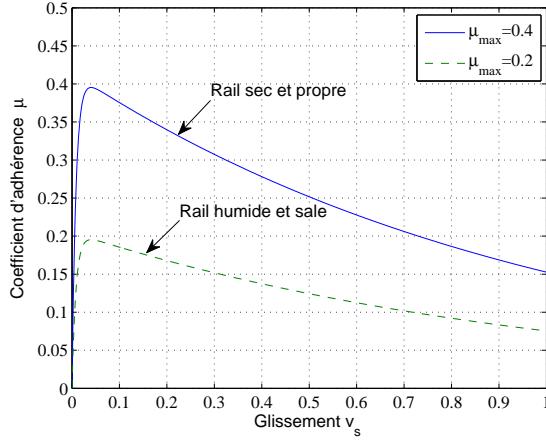


FIGURE 1.8 – Variation du coefficient d'adhérence μ en fonction du glissement et de l'état du rail

créé par le décollement du pantographe lui même. Pour maintenir la stabilité du système dans le cas d'un décollement du pantographe, plusieurs méthodes de compensation ont été proposées dans la littérature. Dans l'étude présentée dans [Del 95], des termes de compensation associés aux variations de la tension du bus continu ont été ajoutés aux termes de découplage de la commande vectorielle du moteur, ce qui permet de maintenir la stabilité du système. Dans [Pen 00a], l'action de compensation se fait directement sur la référence du couple électromagnétique.

La perte d'adhérence et l'enrayage Dans la traction ferroviaire, la force de traction est transmise au rail à travers le contact des roues avec le rail. La force transmise dépend alors fortement du coefficient d'adhérence μ qui varie en fonction du glissement et de la vitesse du train. En ce qui concerne la force maximale transmise, elle dépend du poids adhérant et du coefficient d'adhérence maximal μ_{max} . De nombreux facteurs peuvent influencer l'adhérence maximale admissible. Le facteur le plus influent est l'état du rail (fig. 1.8) qui peut changer pour diverses raisons. Parmi elles, on peut citer [Gal 08, Bae 07] :

- Les conditions météorologiques : pluie, neige, glace, température, etc.
- La situation géographique : certaines zones, notamment les traversées de secteurs boisés entraînant en automne la présence de feuilles mortes humides sur les rails, provoquent la diminution de l'adhérence.
- La pollution atmosphérique et industrielle : certains composés entraînent le dépôt sur la surface du rail d'un film "gras" qui, légèrement humidifié, dégrade fortement l'adhérence dans les zones urbaines et industrialisées.

Vue l'importance du contact roue/rail, depuis le début de la traction ferroviaire plusieurs études, ont été menées afin de déterminer des théories de contact simplifiées. Elles permettent d'estimer les limites de l'adhérence nécessaire pour le dimensionnement de différents éléments du chemin de fer. On peut citer entre autres [Kal 80, Ala 05] :

- 1881 : La théorie de contact d'Hertz qui analyse la zone de contact de la roue avec le rail en statique sans transmission d'effort.
- 1926 : La théorie de contact de Carter qui est la première théorie à prendre en considération un contact de roulement avec friction et en tenant en compte la dynamique du véhicule. Cette théorie permet d'évaluer les forces de contact roue-rail

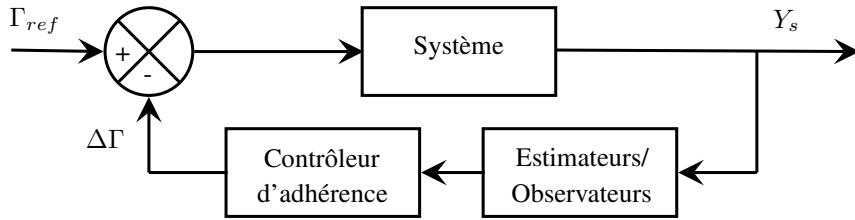


FIGURE 1.9 – Synoptique d'un contrôle d'adhérence à base d'estimateurs et/ou d'observateurs

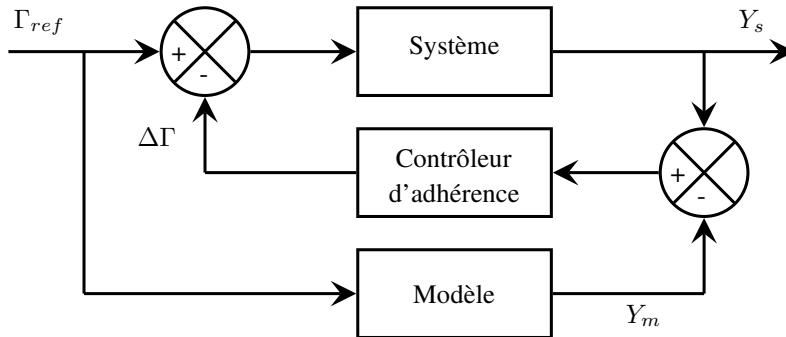


FIGURE 1.10 – Synoptique d'un contrôle d'adhérence à base de modèle

et d'extraire les équations de mouvement décrivant la dynamique des essieux. De dimension deux, elle ne prend en compte que la force longitudinale.

- 1967 : La théorie de contact de Kalker qui comparativement aux deux autres précédemment citées, est de dimension 3, elle prend en considération la force latérale, et se base sur une résolution numérique. C'est la théorie la plus utilisée pour le calcul des forces de traction et l'étude de la dynamique des wagons.

On parle de perte d'adhérence en traction et d'enrayage au freinage. Lors de la perte d'adhérence, les roues patinent et la force de traction transmise au rail diminue, introduisant ainsi une perte de performance du système. Au freinage, si la force de freinage appliquée est supérieure à la force qui peut être transmise au rail à cause de l'adhérence maximale admissible, cela entraînera le blocage de l'essieu, ce qui influe sur les distances d'arrêt et peut même conduire au déraillement.

Avec l'arriver de la traction électrique à vitesse variable grâce à l'évolution de l'électronique de puissance, ces dernières décennies, plusieurs études de recherche ont été menées pour le développement de systèmes d'anti-patinage et d'anti-enrayement et de commandes permettant de fonctionner au maximum de l'adhérence disponible. Ce principe consiste à la bonne gestion du couple électromagnétique de référence des moteurs et des consignes des différents types de freinages disponibles (mécanique, électrique).

On peut citer quelques travaux non exhaustifs sur le sujet [Par 09, Par 08, Shi 07, Ohi 06, Yam 05, Riz 02a, Riz 02b, Wat 01, Pie 00, Ish 97] où la plupart des algorithmes proposés pour la gestion de la ré-adhérence en cas de patinage ou d'enrayage, ou pour l'imposition du glissement permettant de transmettre le maximum du couple, sont basés sur des estimateurs, observateurs de la force transmise et/ou de modèles de comportement du système. Les schémas fonctionnels décrivant le principe général de systèmes de contrôle d'adhérence basés sur des observateurs ou des modèles sont présentés sur les figures 1.9 et 1.10.

Le Broutement ou Cabrage d'un bogie En fonctionnement nominal, la masse supportée par un bogie est équitablement répartie entre les deux essieux. Alors que dans le cas d'un broutement, un report de masses à une certaine fréquence caractéristique entre les deux essieux se produit. Quant au cabrage d'un bogie, il entraîne une diminution de la charge sur un essieu, ce qui diminue la force transmissible au rail vue qu'elle dépend du poids adhérent, induisant ainsi le patinage des roues de cet essieu [Loc 99, All 08].

Usure irrégulière des roues et du rail Cette usure irrégulière est due au contact fer/fer entre les roues et le rail. Différents facteurs peuvent influer sur cette usure, entre autres on peut citer d'une part les courbures du rail qui modifient les points de contact, les différentes perturbations vues précédemment telles que la perte d'adhérence, l'enrayage et le broutement qui font varier l'adhérence et le poids supporté par les différentes roues [Kum 96]. D'autre part, l'utilisation de modérateurs tels que le sable ou d'autres moyens pour augmenter l'adhérence ou diminuer les forces latérales dans les courbures participe fortement à cette usure [Lew 06, Aka 07].

1.4.2 Les perturbations internes

Variations paramétriques Une mauvaise identification des paramètres du système ou leurs variations au cours du fonctionnement influent considérablement sur les performances des lois de commandes définies dans les conditions nominales. En prenant par exemple le cas des paramètres électriques et mécaniques des moteurs qui sont indispensables pour la commande, la surveillance, le diagnostic et l'observation d'autres grandeurs non mesurables et non accessibles. La dispersion des valeurs des paramètres dans une même série de machine et l'échauffement pendant le fonctionnement produisent des variations des résistances et inductances statoriques et rotoriques des machines. Ces variations influent considérablement sur la qualité du contrôle vectoriel par orientation du flux rotatoire qui est l'une des commandes les plus utilisées pour les machines asynchrones. Plusieurs travaux de recherche se focalisent depuis des années sur cette thématique pour étudier les effets des variations paramétriques sur les performances statiques et dynamiques des contrôles proposés. Il s'agit de rechercher des lois de commande robustes vis-à-vis des variations paramétriques et de développer des algorithmes d'observation fiables et les plus efficaces possibles [Kri 91, Rob 92, Lin 93, Ste 94, Kim 98, Zar 02, Pou 03, Tol 03, Pan 04].

Perturbation introduite par les temps de commutation et les temps morts Pour simplifier les modèles dans la conception des systèmes de commande, on suppose généralement que les interrupteurs de puissance ont un comportement idéal. En réalité, ils possèdent un temps de commutation pour passer de l'état de blocage à l'état de conduction et vice versa. Pour éviter des courts-circuits dans la branche commune à deux interrupteurs complémentaires, on introduit des temps mort dans le fonctionnement de l'onduleur. Mais ces temps de commutation et les temps morts introduisent une perte momentanée du contrôle, sont source d'erreur et d'instabilité surtout en basse vitesse [Lin 93, Pen 00a, Meh 10].

Défauts de capteurs Comme dans tout système complexe, les capteurs sont des composants critiques et importants pour assurer un bon fonctionnement du système. Ils donnent les informations nécessaires sur l'état du système permettant son contrôle et sa

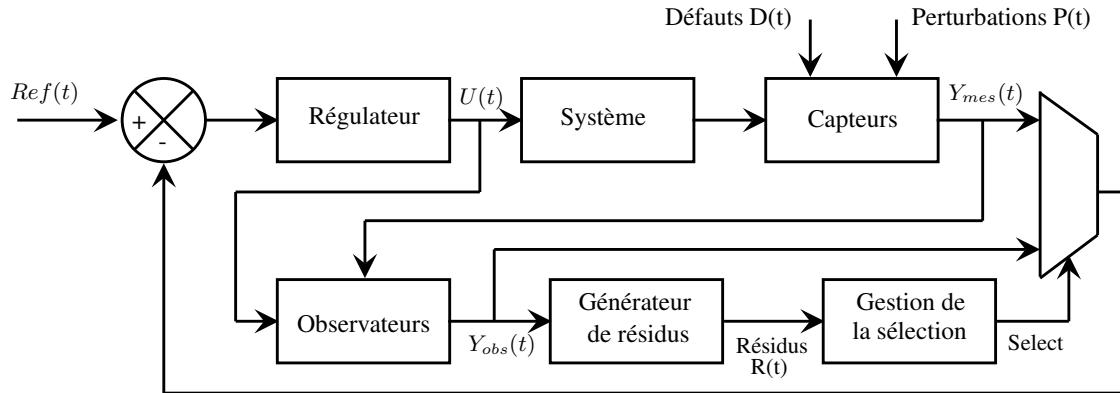


FIGURE 1.11 – Détection et isolation des défauts de capteurs basées sur les observateurs

supervision. Néanmoins, dans le cas de la traction ferroviaire, qui représente un système embarqué, plusieurs contraintes doivent être prises en considération :

1. L'utilisation d'un nombre optimal de capteurs pour réduire les coûts de fabrication et de maintenance.
2. La haute intégration dans un tel système embarqué limite l'espace disponible pour les capteurs et dans le cas où l'espace est suffisant pour leur montage, les capteurs sont soumis à des vibrations mécaniques et aux bruits électromagnétiques qui peuvent affecter leur fonctionnement.
3. Pour assurer la fiabilité, la disponibilité du système, éviter de fausses détections de défauts et la détérioration des performances des commandes lors de l'introduction d'erreur par les capteurs, il est nécessaire de s'assurer du bon fonctionnement des capteurs et de leurs redondances en cas de perte ou défaillance.

Autrement dit, tout en utilisant le minimum de capteurs possible, il faut s'assurer de l'observabilité et de la commandabilité du système et de la fiabilité des informations données par les capteurs. Ainsi pour compenser toute déviation de la valeur normale, que ce soit à cause d'une déconnexion intermittente ou totale, d'un changement de gain ou de pente, d'une dérive, d'une dégradation de précision ou à cause du bruit ou d'interférences, des redondances physiques ou analytiques sont indispensables. En prenant l'exemple de la commande des ensembles onduleur-moteur de traction, plusieurs études de recherche [You 11, Naj 11, Bou 10, Rom 10b, Rom 10a, Bou 09, Khe 09, Guz 08, Moh 08, Abd 07, Zid 07, Fen 07, Tah 06, Bag 05, Qin 99, Ben 99, Ben 96] se sont focalisées ces dernières années sur le développement d'algorithmes de détection et d'isolation des défauts (Fault Detection and Isolation (FDI)) de capteurs. La plupart des algorithmes sont généralement basés sur des observateurs. Le principe de cette méthode présenté sur le schéma de la figure 1.11 est d'utiliser les erreurs d'estimations sur les sorties comme résidus. L'objectif est de construire des résidus structurés capables de localiser les défauts permettant la sélection d'une autre source de mesure ou d'observation la plus adaptée au bon fonctionnement du système. Dans certains cas l'utilisation de plusieurs observateurs, mis en batterie, peut être nécessaire pour garantir la localisation des défauts.

Perte de puissance Dans une chaîne de traction ferroviaire, la perte de puissance peut être causée soit par une défaillance d'un transformateur, filtre, moteur, convertisseur ou

Puissance disponible (kW)	Vitesse d'exploitation (km/h)		
	10 %	15 %	20 %
6600	300	300	274
5500	300	272	244
4400	269	237	210
3300	230	198	171
2200	179	148	123
1100	110	0	0

Tableau 1.3 – Vitesse d'exploitation en fonction de la puissance disponible et de la pente de la voie [Cos 96]

tout autre élément la constituant. Pour maintenir la continuité et la sûreté de fonctionnement du système, la fiabilité et la disponibilité des différents éléments est l'une des plus importantes préoccupations [Vin 08, Sag 04, Cos 96]. Les différentes défaillances d'un composant peuvent être classées selon leur degré de gravité :

- Défaillances d'immobilisation, qui mènent à l'arrêt total du train, nécessite une évacuation des passagers et une intervention pour le dépannage.
- Défaillances de service, qui mènent à un fonctionnement en mode dégradé affectant essentiellement les vitesses d'exploitation introduisant ainsi des retards.
- Défaillances mineurs, n'affectant pas le bon fonctionnement du train mais nécessitant une maintenance.

Le tableau 1.3 donne l'exemple des vitesses d'exploitation possibles selon la puissance disponible pour un train à grande vitesse composé de trois modules constitués chacun de quatre moteurs de traction d'une puissance de 550Kw. On voit que jusqu'à une perte de 2/3 de la puissance et pour des pentes n'excédant pas 20 %, le train pourra continuer sa mission en mode dégradé.

Il est à noter que dans le cas d'une chaîne de traction non répartie, la défaillance d'un élément peut entraîner une plus grande perte de puissance que dans le cas d'une traction répartie qui dispose d'une plus grande distribution de puissance et de degrés de liberté vis-à-vis des perturbations et des défaillances.

1.5 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de poser une vision globale sur le domaine de la traction ferroviaire et de présenter l'évolution technologique effectuée dans les différents domaines participant à la mutation de ce mode de transport. L'état de l'art s'est focalisé plus particulièrement sur l'électrification des lignes, les moteurs de traction et l'électronique de puissance. Les différents types de traction, à savoir la traction concentrée et répartie, ont été présentés ainsi que les différentes perturbations et défaillances qui peuvent les affecter.

Avant d'entreprendre les points principaux de notre étude, i.e. l'étude de la commande d'un système multi-convertisseur/multi-moteur développée au chapitre 3 et la recherche des solutions permettant une continuité de service exposée au chapitre 4, nous aborderont au chapitre suivant la modélisation et la commande d'une chaîne de traction asynchrone Mono-convertisseur/Mono-machine.

Chapitre 2

Modélisation et commande d'une chaîne de traction électrique asynchrone

2.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la modélisation et la commande d'une chaîne de traction électrique asynchrone. Les différentes parties la constituant sont présentées sur le schéma global du système (fig. 2.1) sont exposées. L'étude présentée ici se focalise principalement sur la commande d'un ensemble mono-onduleur/monomoteur asynchrone qui représente un sous-système d'une traction répartie. Il faut noter que les différentes structures de commandes coopératives des systèmes multi-onduleurs/multi-moteurs qui seront étudiées dans les chapitres suivants sont développées à partir d'un seul contrôle vectoriel à flux orienté établi pour une seule machine asynchrone. La partie mécanique permettant la transmission de l'effort de traction a aussi été introduite et sa modélisation simplifiée sera prise en considération pour la conception d'un émulateur d'un bogie de traction.

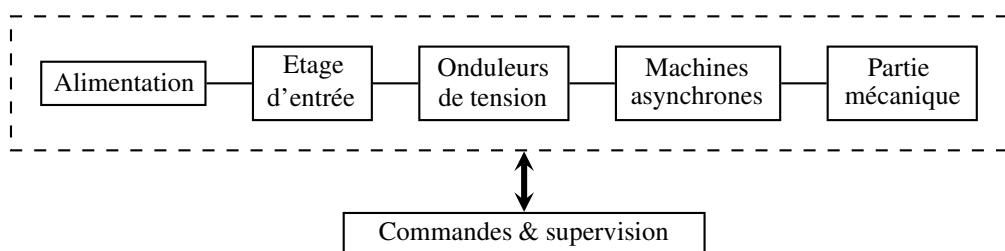


FIGURE 2.1 – Description d'une chaîne de traction ferroviaire

2.2 Etage d'entrée

L'étage d'entrée permet de fournir une tension continue à l'onduleur et de filtrer les harmoniques de courant rejetés vers le réseau. Suivant le type d'alimentation, il peut comporter en plus du filtre, un transformateur et un redresseur dans le cas d'une tension alternative ou d'un hacheur pour une alimentation à courant continu.

En traction ferroviaire, le niveau des courants harmoniques admissibles est faible, spécialement aux basses fréquences réservées aux systèmes de signalisation. Pour respecter

ce cahier des charges [Del 95], les critères de dimensionnement du filtre d'entrée sont :

- Limitation de l'ondulation de tension ;
- Limitation de l'ondulation de courant ;
- La fréquence de coupure du filtre doit être fixée en dessous de la fréquence des harmoniques issus de la source et de la fréquence des harmoniques de courant interdits.

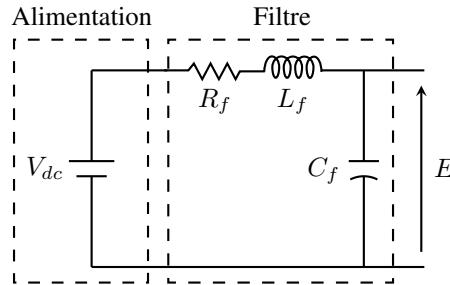


FIGURE 2.2 – Filtre d'entrée

L'étude effectuée sur la stabilité de la chaîne de traction ferroviaire [Del 95], montre que cette stabilité est liée uniquement aux valeurs des composants du filtre, et dans le cas d'un filtre LC le système est instable quelles que soient les grandeurs du filtre. Par contre en prenant en considération les résistances parasites et/ou en prenant un filtre RLC (fig. 2.2), le système devient stable si on respecte la condition sur la puissance (P) échangée entre la machine et le filtre :

$$P < \frac{R_f C_f}{L_f} V_{dc}^2$$

Dans la mesure où le facteur d'amortissement reste toujours faible et les oscillations peuvent devenir importantes lors d'une perturbation telle que le décollement du pantographe, d'où la nécessité d'une commande avec une entrée stabilisante.

2.3 Machine asynchrone

Plusieurs ouvrages [Les 81, Bar 82, Cha 83, Car 95] ont été consacrés à l'étude de la machine asynchrone où sa constitution, ses modes de fonctionnement et sa modélisation ont été développés. Dans cette section la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa simulation, de sa commande et de développement d'observateurs est rappelée.

2.3.1 Les équations électriques

Sous les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Système triphasé équilibré ;
- Entrefer constant ;
- Effet des encoches négligé ;
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante ;
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer ;
- Influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas pris en compte ;

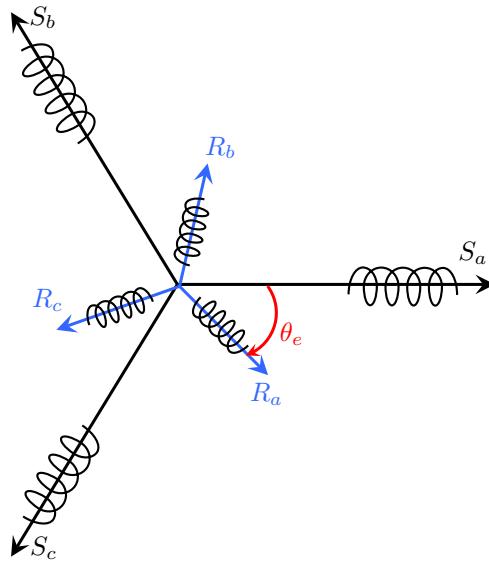


FIGURE 2.3 – Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

- Répartition spatiale sinusoïdale de l'inductance.

La représentation d'une machine asynchrone triphasée est donnée sur la figure 2.3 où S_a , S_b et S_c sont les axes des phases statoriques et R_a , R_b et R_c sont ceux des phases rotoriques. θ_e est l'angle électrique entre les phases S_a et R_a prisent comme références.

Le comportement de la machine est alors régi par les équations suivantes données sous forme matricielle¹ :

$$\mathbf{V}_s = R_s \cdot \mathbf{I}_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{V}_r = R_r \cdot \mathbf{I}_r + \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (2.2)$$

$$\Phi_s = \mathbf{L}_s \cdot \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{sr} \cdot \mathbf{I}_r \quad (2.3)$$

$$\Phi_r = \mathbf{L}_r \cdot \mathbf{I}_r + \mathbf{L}_{sr} \cdot \mathbf{I}_s \quad (2.4)$$

Avec

$$\mathbf{V}_s = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{V}_r = \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} \text{ vecteurs des tensions statoriques et rotoriques ;}$$

$$\mathbf{I}_s = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{I}_r = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \text{ vecteurs des courants statoriques et rotoriques ;}$$

$$\Phi_s = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \text{ et } \Phi_r = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \text{ vecteurs des flux statoriques et rotoriques ;}$$

1. Dans les équations, les vecteurs sont représentés en gras

R_s et R_r résistances statorique et rotorique ;

\mathbf{L}_s , \mathbf{L}_r et \mathbf{L}_{sr} matrices d'inductances statoriques, rotoriques et des mutuelles inductances entre les phases du stator et rotor ;

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} l_s & l_{sab} & l_{sab} \\ l_{sab} & l_s & l_{sab} \\ l_{sab} & l_{sab} & l_s \end{bmatrix}; \mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} l_r & l_{rab} & l_{rab} \\ l_{rab} & l_r & l_{rab} \\ l_{rab} & l_{rab} & l_r \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix};$$

l_s et l_r inductance propre de phase statorique et rotorique ;

l_{sab} et l_{rab} inductance mutuelle entre phases statoriques et entre phases rotoriques ;

L_{sr} inductance mutuelle maximale entre phases statorique et rotorique.

De 2.1, 2.2, 2.3 et 2.4 on a :

$$\mathbf{V}_s = R_s \cdot \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_s \cdot \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \frac{d}{dt}\{\mathbf{L}_{sr} \cdot \mathbf{I}_r\} \quad (2.5)$$

$$\mathbf{V}_r = R_r \cdot \mathbf{I}_r + \mathbf{L}_r \cdot \frac{d\mathbf{I}_r}{dt} + \frac{d}{dt}\{\mathbf{L}_{sr} \cdot \mathbf{I}_s\} \quad (2.6)$$

Les équations différentielles 2.5 et 2.6 du système triphasé sont à coefficients variables vu que les inductances mutuelles entre les phases statorique et rotorique \mathbf{L}_{sr} dépendent de termes trigonométriques en fonction de l'angle électrique θ_e variable dans le temps. Pour simplifier le modèle de la machine et avoir un système à coefficients constants, on utilise la représentation diphasée magnétiquement équivalente qui est obtenue avec l'utilisation de la transformation de Park.

Cette transformation permet de passer d'un système triphasé \mathbf{X}_{abc} à enroulements d'axes S_a , S_b et S_c à un système à enroulements d'axes S_d , S_q et S_o orthogonaux qui est équivalent du point de vue de l'intensité des champs magnétiques, des énergies électriques et magnétiques instantanées. Le passage d'un système à l'autre est régi par les équations 2.7 et 2.8 :

$$\mathbf{X}_{dqo} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{X}_{abc} \quad (2.7)$$

$$\mathbf{X}_{abc} = \mathbf{T}^{-1} \cdot \mathbf{X}_{dqo} \quad (2.8)$$

Avec

$\mathbf{X}_{abc} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$ et $\mathbf{X}_{dqo} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix}$ grandeur X représentée dans les systèmes triphasé (a, b, c) et (d, q, o) respectivement.

\mathbf{T} est la matrice de transformation qui peut être choisie soit pour la conservation de puissance avec

$$\mathbf{T} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

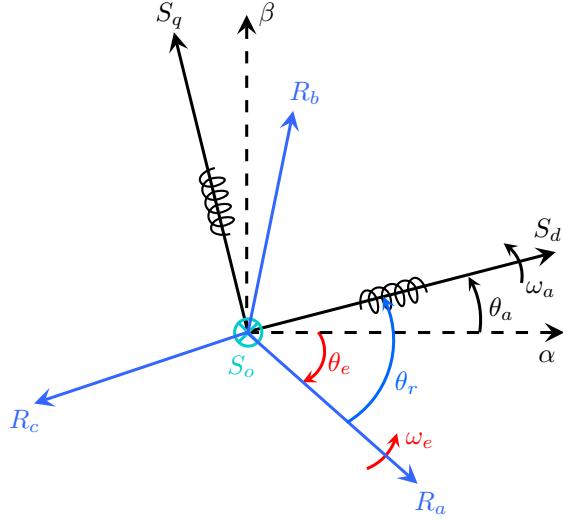


FIGURE 2.4 – Représentation biphasée d'une machine asynchrone

ou pour la conservation d'amplitude en régime permanent avec

$$\mathbf{T} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Où θ_a est l'angle que fait l'axe α lié à l'axe de la phase a pris comme référence pour le système triphasé (a, b, c) , avec l'axe d pris comme référence du système (d, q, o) .

La représentation du stator de la machine asynchrone dans le repère (d, q, o) est donnée sur la figure 2.4. θ_r est l'angle électrique que fait l'axe de la première phase R_a du rotor pris comme référence du système triphasé rotorique avec l'axe S_d , $\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt}$ et $\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$ sont respectivement les vitesses angulaires électriques du rotor et du repère (S_d, S_q, S_o) du stator.

Pour un système triphasé équilibré, la composante homopolaire $x_o = 0$, le modèle de la machine asynchrone biphasée est donné par les équations suivantes :

$$\mathbf{V}_{\text{sdq}} = R_s \cdot \mathbf{I}_{\text{sdq}} + \frac{d\Phi_{\text{sdq}}}{dt} + \mathbf{J} \cdot \omega_a \cdot \Phi_{\text{sdq}} \quad (2.11)$$

$$\mathbf{V}_{\text{rdq}} = R_r \cdot \mathbf{I}_{\text{rdq}} + \frac{d\Phi_{\text{rdq}}}{dt} + \mathbf{J} \cdot (\omega_a - \omega_e) \cdot \Phi_{\text{rdq}} \quad (2.12)$$

$$\Phi_{\text{sdq}} = L_s \cdot \mathbf{I}_{\text{sdq}} + M_{sr} \cdot \mathbf{I}_{\text{rdq}} \quad (2.13)$$

$$\Phi_{\text{rdq}} = L_r \cdot \mathbf{I}_{\text{rdq}} + M_{sr} \cdot \mathbf{I}_{\text{sdq}} \quad (2.14)$$

Avec

$$\mathbf{V}_{\text{sdq}} = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}; \mathbf{V}_{\text{rdq}} = \begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix}; \mathbf{I}_{\text{sdq}} = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}; \mathbf{I}_{\text{rdq}} = \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}; \Phi_{\text{sdq}} = \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix};$$

$\Phi_{\text{rdq}} = \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix}$ sont respectivement les vecteurs tensions, courants et flux statoriques et rotoriques du système biphasé ;

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} ;$$

$L_s = l_s - l_{sab}$ et $L_r = l_r - l_{rab}$ sont les inductances cycliques statorique et rotorique ;
 $M_{sr} = \frac{3}{2} \cdot L_{sr}$ est l'inductance mutuelle cyclique.

Selon l'utilisation à laquelle le modèle est destiné, il est judicieux de choisir le référentiel le mieux adapté :

- Référentiel lié au stator : dans ce cas on aura $\omega_a = 0$, et les grandeurs électriques et magnétiques (courants, tensions et flux) dans ce repère restent sinusoïdaux. Cette transformation particulière de Park est appelée transformation de Concordia ;
- Référentiel lié au rotor : $\omega_a = \omega_e$, les grandeurs électriques et magnétiques définies dans ce repère évoluent à la pulsation des courants rotoriques $\omega_r = \omega_s - \omega_e$;
- Référentiel lié au champ tournant : $\omega_a = \omega_s$, dans ce repère, les grandeurs électriques et magnétiques sont continues. $\omega_s = \frac{d\theta_a}{dt}$ et $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ représentent respectivement les pulsations statorique et rotorique.

2.3.2 Les équations électromagnétiques

Le couple électromagnétique instantané de la machine asynchrone peut être exprimé de plusieurs façon dans le repère tournant (d, q) suivant les grandeurs choisies. En prenant la transformation qui permet une conservation de puissance (équation 2.9), il vient :

$$\Gamma_{em} = -n_p \cdot M_{sr} \cdot (\mathbf{I}_{\text{sdq}} \wedge \mathbf{I}_{\text{rdq}}) \quad (2.15a)$$

$$= -n_p \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot (\mathbf{I}_{\text{sdq}} \wedge \Phi_{\text{rdq}}) \quad (2.15b)$$

$$= -n_p \cdot (\mathbf{I}_{\text{sdq}} \wedge \Phi_{\text{sdq}}) \quad (2.15c)$$

$$= -n_p \cdot \frac{M_{sr}}{L_s L_r \sigma} \cdot (\Phi_{\text{sdq}} \wedge \Phi_{\text{rdq}}) \quad (2.15d)$$

avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s \cdot L_r} \text{ coefficient de dispersion ;}$$

n_p nombre de paires de pôles.

Si une conservation d'amplitude est souhaitée, la matrice de transformation donnée en équation 2.10 est utilisée et les expressions du couple électromagnétique doivent alors être multipliées par le coefficient $\frac{3}{2}$. Les équations 2.15 montrent bien que le couple électromagnétique résulte de l'interaction de composantes de courants et/ou flux statoriques et rotorique en quadrature.

2.3.3 L'équation mécanique

Le mode mécanique de la machine asynchrone est régi par le principe fondamental de la dynamique décrit par la relation suivante :

$$J_m \frac{d\omega_e}{dt} = n_p(\Gamma_{em} - \Gamma_c) - f_m \omega_e \quad (2.16)$$

Avec :

J_m Inertie mécanique du moteur ;

f_m Coefficient des frottements visqueux du moteur ;

Γ_c Couple de charge résistant.

2.3.4 Commandes de la machine asynchrone

Au cours de ces dernières années, plusieurs études ont contribué à la conception, étude et réalisation d'algorithme de commande de la machine asynchrone appliquée à la traction électrique [Pel 96, Del 95, Jac 95, Gar 98, Meh 10]

Dans le travail effectué au cours de cette thèse, on retiendra le principe de contrôle vectoriel à flux rotorique orienté qui est développé dans la section suivante.

2.3.4.1 Le contrôle vectoriel

Dans la section 2.3.2 nous avons formulé les différentes expressions du couple électromagnétique de la machine asynchrone. Ce couple résulte de l'interaction entre des variables électromagnétiques statoriques et rotoriques en quadrature avec un fort couplage entre ces grandeurs. La commande vectorielle de la machine asynchrone permet de réaliser le découplage qui permet de retrouver une structure similaire à celle de la machine à courant continu où il y a un découplage naturel entre le champ inducteur et le courant induit qui sont naturellement en quadrature. Ce qui permet d'améliorer le comportement dynamique et statique de la machine. Cette commande peut entre autres utiliser la modélisation de la machine asynchrone dans un repère (d, q) lié à un champ tournant (cf. 2.3.1). Trois possibilités existent selon le flux auquel le repère est lié (flux statorique, flux rotorique et flux d'entrefer). Quel que soit le flux retenu, le couple électromagnétique sera proportionnel à ce flux et à la composante du courant statorique en quadrature. Mais le découplage est obtenu d'une façon naturelle lorsque le repère (d, q) est lié au flux rotorique, on parle dans ce cas de la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

2.3.4.2 Le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté

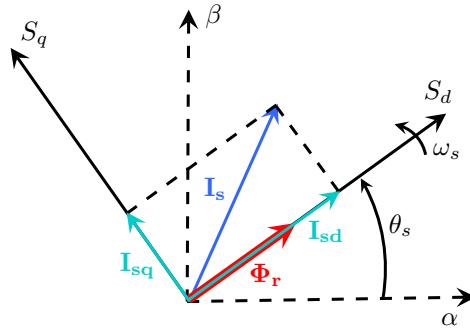
Pour déterminer le modèle de la machine asynchrone adapté au contrôle vectoriel à flux rotorique orienté, on prend comme variables d'états du système les composantes du courant statorique et du flux rotorique dans le repère (d, q) , \mathbf{I}_{sdq} , Φ_{rdq} .

A partir des équations 2.11, 2.13 et 2.14, on obtient :

$$\mathbf{V}_{sdq} = R_{sr} \cdot \mathbf{I}_{sdq} + \sigma \cdot L_s \frac{d\mathbf{I}_{sdq}}{dt} + \mathbf{E}_{qd} \quad (2.17)$$

Avec :

$R_{sr} = R_s + \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} R_r$ est la résistance équivalente statorique et rotorique ramenée au stator ;


 FIGURE 2.5 – Référentiel (d, q) lié au flux rotorique

$\mathbf{E}_{qd} = \begin{bmatrix} E_q \\ E_d \end{bmatrix} = \mathbf{J}(\omega_a \sigma L_s \mathbf{I}_s + \omega_e \frac{M_{sr}^2}{L_r} \mathbf{I}_{mr}) - \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} R_r \mathbf{I}_{mr}$ est la force électromotrice dans le repère (d, q) ;

$\mathbf{I}_{mr} = \begin{bmatrix} i_{mrd} \\ i_{mrq} \end{bmatrix} = \frac{1}{M_{sr}} \Phi_{rdq}$ est le courant magnétisant rotorique dans le repère (d, q) .

Et des équations 2.12, 2.14 et pour une machine asynchrone à cage, i.e., $\mathbf{V}_{rdq} = \mathbf{0}$:

$$\mathbf{I}_{sdq} = [1 + \mathbf{J} \cdot T_r(\omega_r - \omega_e)] \mathbf{I}_{mr} + T_r \frac{d\mathbf{I}_{mr}}{dt} \quad (2.18)$$

Finalement, en vue de la commande, la machine est régie par le système d'équation suivant :

$$\mathbf{V}_{sdq} = R_{sr} \cdot \mathbf{I}_{sdq} + \sigma \cdot L_s \frac{d\mathbf{I}_{sdq}}{dt} + \mathbf{E} \quad (2.19a)$$

$$\mathbf{I}_{sdq} = [1 + \mathbf{J} \cdot T_r(\omega_a - \omega_e)] \mathbf{I}_{mr} + T_r \frac{d\mathbf{I}_{mr}}{dt} \quad (2.19b)$$

$$\Gamma_{em} = n_p \cdot L_{mr} \cdot (\mathbf{I}_{mr} \wedge \mathbf{I}_{sdq}) \quad (2.19c)$$

Avec :

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps rotorique ;

$L_{mr} = \frac{M_{sr}^2}{L_r}$ est l'inductance cyclique rotorique ramené au stator

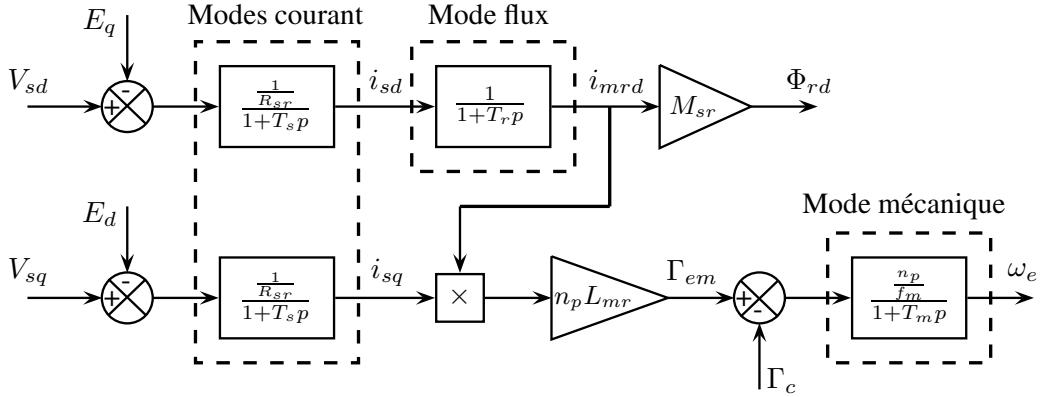
En adoptant le référentiel (d, q) lié au flux rotorique (fig. 2.5) on aura :

$$\omega_a = \omega_s \Rightarrow \omega_r = \omega_a - \omega_e \quad (2.20)$$

$$i_{mrd} = \|\mathbf{I}_{mr}\| \quad (2.21)$$

$$i_{mrq} = 0 \quad (2.22)$$

En considéra le système d'équations 2.19 de la machine dans le référentiel tournant lié au flux rotorique, le système d'équations permettant un contrôle vectoriel à flux rotorique


 FIGURE 2.6 – Modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au flux rotorique

orienté est alors déterminé par :

$$v_{sd} = R_{sr} \left(i_{sd} + T_s \frac{di_{sd}}{dt} \right) + E_q \quad (2.23a)$$

$$v_{sq} = R_{sr} \left(i_{sq} + T_s \frac{di_{sq}}{dt} \right) + E_d \quad (2.23b)$$

$$i_{sd} = i_{mrd} + T_r \frac{di_{mrd}}{dt} \quad (2.23c)$$

$$i_{sq} = T_r \omega_r i_{mrd} \quad (2.23d)$$

$$\Gamma_{em} = n_p \cdot L_{mr} \cdot i_{mrd} \cdot i_{sq} \quad (2.23e)$$

$$n_p(\Gamma_{em} - \Gamma_c) = J_m \frac{d\omega_e}{dt} + f_m \omega_e \quad (2.23f)$$

Avec :

$$T_s = \frac{\sigma L_s}{R_{sr}} \text{ constante de temps statorique ;}$$

$$E_q = -\omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M_{sr}^2}{L_r^2} R_r i_{mrd}$$

$$E_d = \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_e \frac{M_{sr}^2}{L_r} i_{mrd}$$

Le modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au flux rotorique (fig. 2.6) permet de confirmer que le flux rotorique dépend uniquement de la composante directe du courant statorique i_{sd} . Quant au couple électromagnétique, il ne dépend plus que du flux rotorique Φ_r et de la composante en quadrature du courant statorique qui permet son contrôle.

Mais les équations d'état (2.23a,2.23b) exprimant les courants direct et en quadrature sont non-linéaires. Elles dépendent d'une part de la vitesse angulaire du repère ω_a et de la vitesse électrique du rotor ω_e , d'autre part elles comprennent des termes croisés appelés termes de couplage. Dans la mesure où les modes mécaniques sont beaucoup plus lents que les modes électriques, il est possible d'appliquer le principe de séparation des modes. Par conséquent, le système d'équations 2.23 peut être considéré comme quasi-stationnaire

et les vitesses ω_e et ω_s sont prise comme paramètres du système. Quant aux termes de couplage, leurs compensations seront introduites afin d'obtenir un système découplé et linéaire.

Le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté consiste alors à contrôler les deux composantes du courant statorique (i_{sd}, i_{sq}) afin d'imposer respectivement le flux et le couple de la machine asynchrone. La structure des régulations du flux rotorique et du couple électromagnétique, du type double cascade, est exposée sur la figure 2.7. La qualité de ce contrôle dépend de la précision avec laquelle est déterminée la position du flux rotorique, orienté selon l'axe « d » du référentiel tournant. Cette position représente un point délicat de cette stratégie de contrôle car elle conditionne l'application des différentes transformations indispensables pour le contrôle retenu. On peut distinguer deux variantes des contrôles vectoriels à orientation du flux rotorique :

- Méthode directe : où la connaissance du module du flux et de sa position sont nécessaires, ils sont obtenus à partir de mesure directe du flux ou à partir des estimateurs ou observateurs. La régulation du flux est alors possible et devient indispensable ;
- Méthode indirecte : seule la position du flux est utilisée et la régulation du flux n'est pas effectuée. La position du flux est calculée à partir de la loi d'autopilotage par l'addition de la vitesse électrique du rotor ω_e et de l'estimation de la pulsation rotorique estimée $\hat{\omega}_r$. En partant de l'équation 2.23d, il vient :

$$\hat{\omega}_r = \frac{i_{sq}}{T_r j_{mrd}^*} \quad (2.24a)$$

$$\hat{\omega}_s = \omega_e + \hat{\omega}_r \quad (2.24b)$$

$$\hat{\theta}_s = \int \hat{\omega}_s dt \quad (2.24c)$$

Le travail présenté tous au long de cette thèse se base sur le contrôle vectoriel direct à flux rotorique orienté dont le synoptique général est présenté sur la figure 2.8.

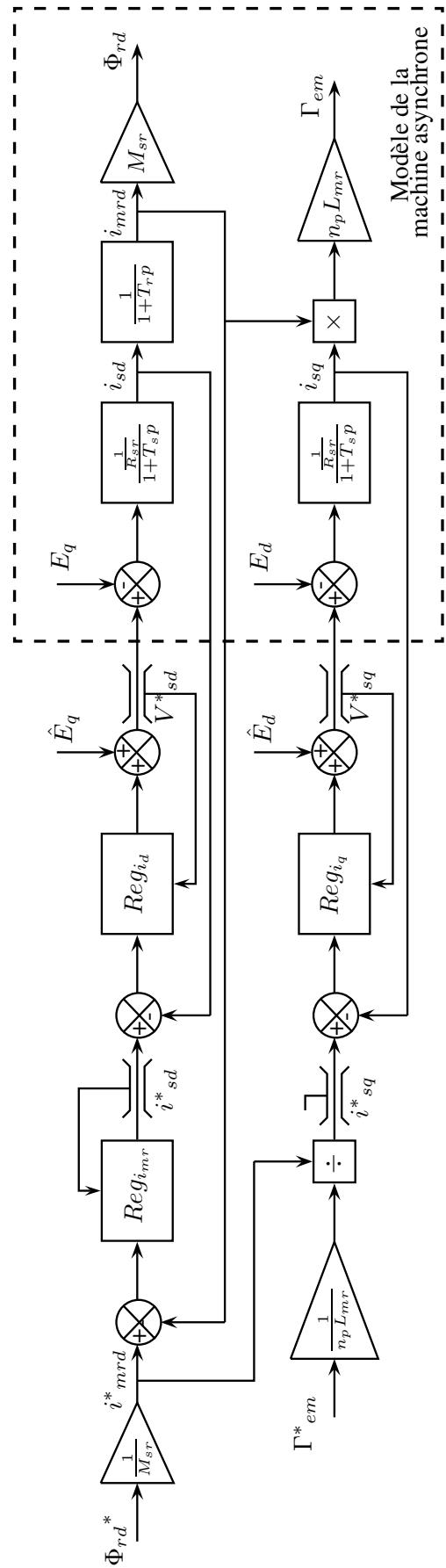


FIGURE 2.7 – Structure de régulation du flux rotorique et du couple électromagnétique

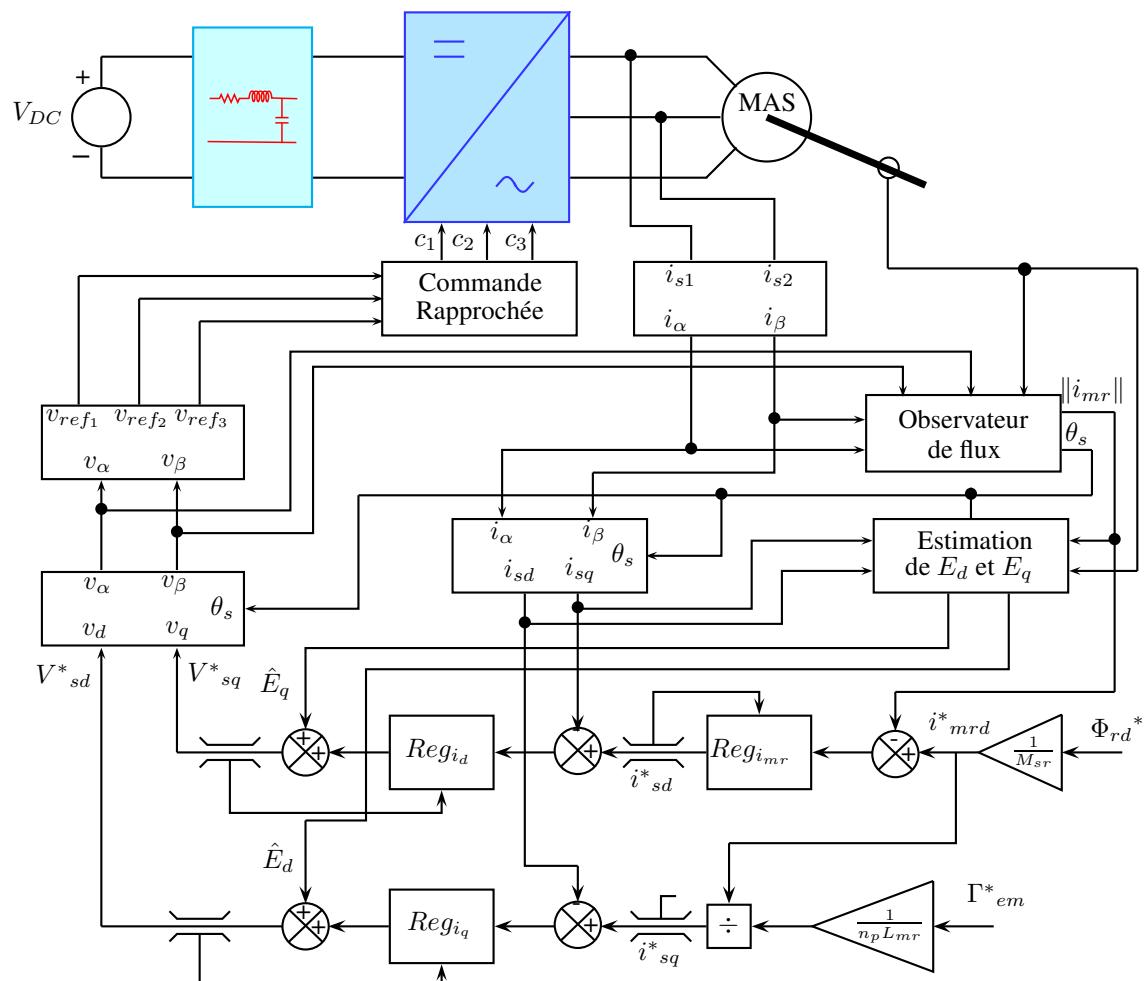


FIGURE 2.8 – Synoptique d'un contrôle vectoriel direct à flux rotorique orienté

2.4 Onduleur de tension

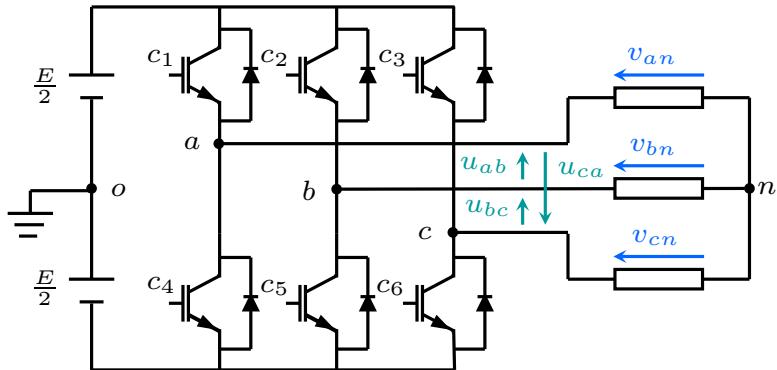


FIGURE 2.9 – Structure d'un onduleur de tension triphasé

Comme cela a été discuté au premier chapitre, l'électronique de puissance joue un rôle très important dans la traction électrique. Dans cette section, le principe de fonctionnement et de commande rapprochée d'un onduleur de tension à deux niveaux utilisé en traction asynchrone sera présentés.

2.4.1 Modèle triphasé

La figure 2.9 donne la représentation d'une structure d'un onduleur de tension triphasé alimentant une charge. c_1, c_2, c_3, c_4, c_5 , et c_6 représentent les ordres de commandes des six interrupteurs composants le convertisseur où

$$c_i = \begin{cases} 1 & \text{Si l'interrupteur } i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{Si l'interrupteur } i \text{ est ouvert} \end{cases} \quad i = 1, \dots, 6$$

Les deux interrupteurs de chaque bras doivent être commandés de façon complémentaire pour éviter de court-circuiter la source, i.e. il faut que $c_4 = \bar{c}_1$, $c_5 = \bar{c}_2$ et $c_6 = \bar{c}_3$. o est le point milieu du bus continu E pris comme référence pour les tensions simples de sortie de l'onduleur v_{ao} , v_{bo} et v_{co} . Et n est le point neutre de la charge.

Les tensions simples de sortie de l'onduleur sont fonctions des ordres de commandes des interrupteurs comme suit :

$$v_{ao} = \frac{E}{2} \cdot (2 \cdot c_1 - 1) \quad (2.25a)$$

$$v_{bo} = \frac{E}{2} \cdot (2 \cdot c_2 - 1) \quad (2.25b)$$

$$v_{co} = \frac{E}{2} \cdot (2 \cdot c_3 - 1) \quad (2.25c)$$

Les tensions simples de la charge s'expriment selon les relations ci-dessous :

$$v_{an} = v_{ao} - v_{no} \quad (2.26a)$$

$$v_{bn} = v_{bo} - v_{no} \quad (2.26b)$$

$$v_{cn} = v_{co} - v_{no} \quad (2.26c)$$

Où v_{no} est la tension du neutre de charge n par rapport au point milieu o . Pour une charge équilibrée on a $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$, ce qui donne :

$$v_{no} = \frac{1}{3} \cdot (v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (2.27)$$

En introduisant les équations 2.25 dans l'équation 2.27, v_{no} peut s'exprimer en fonction des ordres de commande c_1 , c_2 et c_3 :

$$v_{no} = \frac{E}{3} \cdot (c_1 + c_2 + c_3) - \frac{E}{2} \quad (2.28)$$

Des équations 2.25 et 2.28, les équations des tensions simples de la charge peuvent s'exprimer en fonction des ordres de commandes, elles deviennent :

$$v_{an} = \frac{E}{3} \cdot (2c_1 - c_2 - c_3) \quad (2.29a)$$

$$v_{bn} = \frac{E}{3} \cdot (2c_2 - c_1 - c_3) \quad (2.29b)$$

$$v_{cn} = \frac{E}{3} \cdot (2c_3 - c_1 - c_2) \quad (2.29c)$$

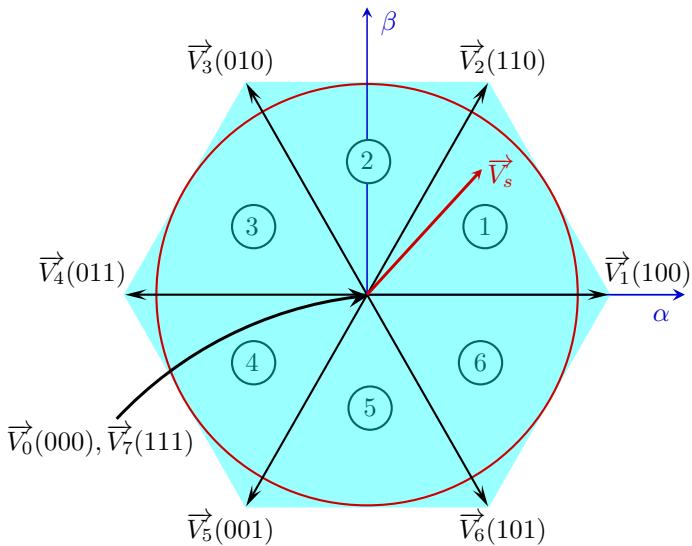
Sous la forme matricielle, les tensions simples de la charge sont données par :

$$\begin{pmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{pmatrix} = \mathbf{M} \cdot \begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

Avec : $\mathbf{M} = \frac{E}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}$

2.4.2 Modèle biphasé dans le plan complexe

Une autre approche qui permet de représenter le fonctionnement de l'onduleur est la représentation vectorielle en se basant sur la transformation de Concordia qui permet de passer du système triphasé à un système biphasé dans le repère (α, β) . Le système triphasé des tensions simples de la charge équilibrée (v_{an}, v_{bn}, v_{cn}) est alors représenté par


 FIGURE 2.10 – Représentation d'un onduleur triphasé dans le plan complexe (α, β)

un vecteur \vec{V}_s tournant dans le plan complexe (α, β) , dont l'expression est :

$$\begin{aligned}\vec{V}_s &= \frac{2}{3}(v_{an} + a \cdot v_{bn} + a^2 \cdot v_{cn}) \\ &= V_\alpha + jV_\beta\end{aligned}\quad (2.31)$$

Avec $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ et le coefficient $\frac{2}{3}$ permet d'avoir la partie réelle du vecteur \vec{V}_s égale à la tension simple v_{an} . Nous utilisons la transformation de Concordia avec la conservation d'amplitude.

En introduisant les équations 2.26 dans l'équation 2.31, il vient :

$$\vec{V}_s = \frac{2}{3} \cdot (v_{ao} + a \cdot v_{bo} + a^2 \cdot v_{co}) \quad (2.32)$$

Le vecteur \vec{V}_s peut alors s'exprimer alors en fonction des ordres de commande c_1 , c_2 et c_3 . En introduisant les équations 2.25 dans l'équation 2.32 on obtient :

$$\vec{V}_s = \frac{2E}{3} \cdot (c_1 + a \cdot c_2 + a^2 \cdot c_3) \quad (2.33)$$

L'équation 2.33 montre que le vecteur \vec{V}_s peut prendre huit (8) positions différentes selon les ordres de commande (c_1 , c_2 et c_3). Six (6) vecteurs sont actifs, de $\vec{V}_1(100)$ à $\vec{V}_6(101)$ et sont d'amplitude $\frac{2E}{3}$ et chaque deux vecteurs successifs sont déphasés entre eux de $\frac{\pi}{3}$. Les deux autres vecteurs $\vec{V}_0(000)$ et $\vec{V}_7(111)$ sont des vecteurs nuls, dit vecteurs de roue libre. Comme le montre la figure 2.10 représentant un onduleur triphasé dans le plan complexe (α, β) , les vecteurs actifs forment un hexagone et divisent le plan complexe en six secteurs.

2.4.3 Commande rapprochée d'un onduleur triphasé

La commande rapprochée d'un onduleur triphasé (fig. 2.11) permet de générer les ordres de commande c_1 , c_2 et c_3 permettant l'obtention des tensions de charge désirées

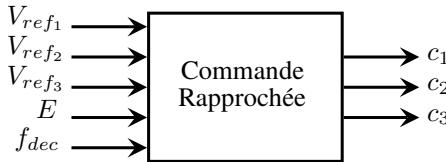


FIGURE 2.11 – Principe d'une commande rapprochée

V_{ref1} , V_{ref2} et V_{ref3} tout en satisfaisant le cahier des charges selon les différents critères qui peuvent être imposés et dont on peut citer :

- Fréquence de commutation des semi-conducteurs ;
- Taux de distorsion d'harmonique (THD) de courant de phase ;
- Amplitude maximale du fondamentale (Augmentation de la zone de linéarité) ;
- Réduction des bruits acoustiques ;
- Réduction des pertes ...

En réécrivant les tensions simples de charge données par l'équation 2.30 en valeurs moyennes sur une période de découpage T_{dec} , ceci donne :

$$\begin{pmatrix} \bar{v}_{an} \\ \bar{v}_{bn} \\ \bar{v}_{cn} \end{pmatrix} = \mathbf{M} \cdot \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{pmatrix} \quad (2.34)$$

Avec : α_i , $i = [1; 2; 3]$ les rapports cycliques donnés par : $\alpha_i = \frac{T_i}{T_{dec}}$ où T_i est le temps de conduction du bras i . Pour obtenir les tensions de charge désirées, cela reviendrait alors à déterminer les rapports cycliques adéquats en résolvant l'équation suivante :

$$\begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \alpha_3 \end{pmatrix} = \mathbf{M}^{-1} \cdot \begin{pmatrix} \bar{v}_{ref1} \\ \bar{v}_{ref2} \\ \bar{v}_{ref3} \end{pmatrix} \quad (2.35)$$

La matrice \mathbf{M} étant singulière, il existe une infinité de solution des rapports cycliques qui permettent de reconstruire les tensions de référence souhaitées. La commande d'un onduleur triphasé dispose ainsi d'un degré de liberté en plus qui se traduit par la mobilité du potentiel du neutre qui peut être exploité pour optimiser les différents critères cités précédemment [Hou 08, Esp 06, Hol 03].

Plusieurs méthodes de commande rapprochée d'un onduleur triphasé existent, elles se différencient entre elles d'une part par la façon dont la gestion des cellules de commutation est effectuée :

- Localement où chaque cellule est commandée indépendante.
- Globalement où plusieurs cellules sont commandées ensembles, c'est la gestion vectorielle.

Elles peuvent aussi se différencier par la façon avec laquelle les ordres de commande sont générés :

- Instantané où les ordres de commande sont générés pour une période de découpage en fonction de la référence instantanée.

- Précalculé où les ordres de commande permettant d'avoir des formes d'onde sur une période fondamentale sont calculés a priori, mémorisés puis utilisés en temps réel en fonction de l'état de fonctionnement.

Dans ce qui suit, on donnera un aperçu sur les principales Modulations de Largeur d'Impulsion (MLI) et leurs utilisations en traction ferroviaire asynchrone

2.4.3.1 Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

MLI intersectives Dans les MLI intersectives, les tensions de référence appelées modulantes sont comparées avec un signal de haute fréquence f_{dec} triangulaire ou à dent de scie et d'amplitude E appelé porteuse. La fréquence de cette porteuse détermine la fréquence de découpage. Le principe de cette MLI naturelle est donné sur la figure 2.12(a), l'ordre de commande d'une cellule c_i est alors issu de la comparaison entre la modulante et la porteuse, lorsque la modulante V_{ref_i} est supérieure à la porteuse, $c_i = 1$, dans le cas contraire $c_i = 0$. On appelle $m_a = \frac{\hat{V}_{ref}}{E/2}$ l'amplitude ou la profondeur de modulation et $m_f = \frac{f_{dec}}{f_{ref}}$ est le rapport de fréquence de modulation. Où f_{dec} et f_{ref} sont les fréquences de découpage (de la porteuse) et de la modulante. Ainsi la plage de variation théorique (sans tenir compte des temps morts et des temps de commutation (temps minimal de conduction)) de l'amplitude maximale du fondamental avec une MLI intersective sans être en surmodulation ($m_a \leq 1$) est :

$$0 \leq \hat{V}_{f_{io}} \leq \frac{E}{2}$$

Avec $i = [a, b, c]$.

Afin d'éviter de passer en surmodulation qui produit une distorsion harmonique basse fréquence, le degré de liberté que procure la mobilité du potentiel du neutre peut être

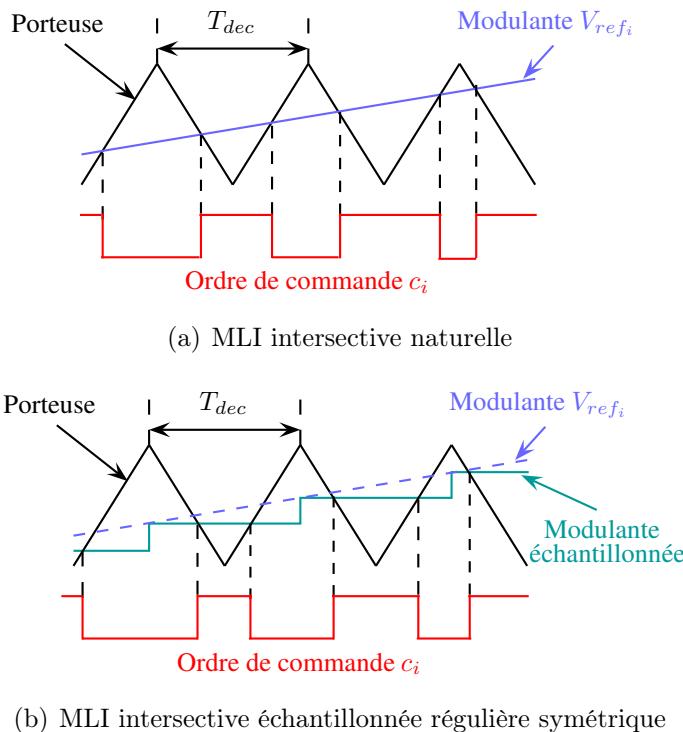


FIGURE 2.12 – Principe de la MLI intersective

exploité afin d'étendre la zone de linéarité. Pour agir sur le potentiel du neutre (le mode commun), un signal est injecté aux modulantes des trois phases avant sa comparaison avec la porteuse [Hou 08, Esp 06, Hol 03]. Ainsi en injectant aux modulantes des harmoniques d'amplitudes d'un sixième du fondamental et de rang 3 et de ses multiples, on peut ainsi augmenter la zone de linéarité avec un gain de 15.47% en profondeur de modulation ($m_a = 1.15$). Cette injection n'a aucun effet sur le fondamental des tensions de phases tout en réduisant la valeur maximale des tensions simples de sortie \widehat{V}_{io} . La plage de la variation théorique du fondamental des tensions simples de sortie devient alors :

$$0 \leq \widehat{V}_{fio} \leq \frac{E}{\sqrt{3}}$$

Pour une implémentation numérique, la modulante V_{ref_i} est échantillonnée aux sommets ou aux creux de la porteuse et sa valeur est maintenue constante pendant une période de découpage T_{dec} , on parle alors de MLI régulière. Lorsque l'échantillonnage est effectué aux sommets de la porteuse comme illustré sur figure 2.12(b), la MLI est régulière symétrique, les imputations de commandes sont alors centrées par rapport au centre de la période.

MLI vectorielle La MLI vectorielle est une technique de modulation basée sur la représentation complexe (modèle biphasé dans le plans (α, β) présenté ci-dessus). En plus de la simplicité de son implémentation, elle permet d'avoir de meilleures performances en termes de linéarité et de distribution spectrale. Comme dit précédemment, l'onduleur est commandé d'une façon globale en exprimant le vecteur tension \vec{V}_s à l'aide des vecteurs \vec{V}_i ($i=0 : 7$) sur une période de découpage T_{dec} :

$$\vec{V}_s = \sum_{i=0}^7 a_i \cdot \vec{V}_i \quad (2.36)$$

Avec $a_i = \frac{T_i}{T_{dec}}$, où T_i est le temps d'application du vecteur \vec{V}_i .

Cette représentation est atteignable tant que le vecteur de référence \vec{V}_s est à l'intérieur de l'hexagone. Mais une condition supplémentaire donnée par l'équation 2.37 doit aussi être satisfaite.

$$\sum_{i=0}^7 a_i = 1 \quad (2.37)$$

Le vecteur de référence \vec{V}_s peut atteindre la valeur maximale $\frac{2}{3}E$ lorsqu'il est colinéaire aux vecteurs actifs, mais quand il fait un angle de $\frac{\pi}{6}$, la somme des vecteurs actifs ne pouvant pas dépasser 1 impose une contrainte additionnelle qui réduit le domaine des vecteurs réalisables au cercle de rayon $\frac{1}{\sqrt{3}}E$.

Généralement, pour diminuer le nombre de commutation, on se limite aux vecteurs actifs délimitants le secteur où se trouve le vecteur de référence \vec{V}_s . Dans l'exemple de la figure 2.13, le vecteur de référence \vec{V}_s se trouvant dans le premier secteur sera exprimé en fonction de $\vec{V}_1(100)$ et $\vec{V}_2(110)$. Pour satisfaire la condition de l'équation 2.37, on répartie de manière égale le temps restant sur une période à l'application des vecteurs de roue libre $\vec{V}_0(000)$ et $\vec{V}_7(111)$, i.e. $a_0 = a_7 = \frac{1-(a_1+a_2)}{2}$. On faisant de sorte à ce que les impulsions de commande soient centrées sur une période de découpage, on obtient une configuration similaire à la MLI régulière symétrique [Cap 02].

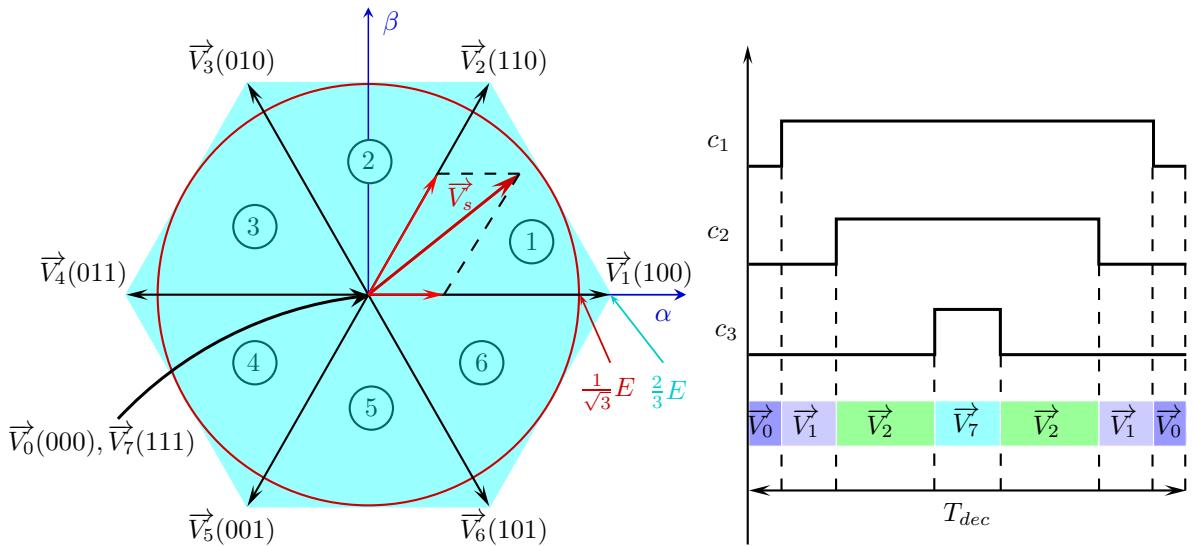


FIGURE 2.13 – Exemple MLI vectorielle

MLI à angles précalculés La MLI à angles précalculés [Hol 03, Esp 06] permet à la fois d'éliminer un certain nombre d'harmoniques et de contrôler le fondamental de la tension. Et comparativement aux MLI présentées précédemment où les ordres de commande sont calculés de manière instantané pour une période de découpage, dans ce type de MLI, les ordres de commande sont prédéterminés hors-ligne pour une période du fondamental de la tension de sortie désiré. Ainsi, les angles de commutation doivent être calculés pour les différentes profondeurs de modulation désirées. Cette MLI a un intérêt particulier, entre autres, dans les cas suivants :

- Un faible rapport de fréquence de modulation m_f , i.e. une fréquence de découpage faible devant la fréquence de la modulante, ce qui introduit des harmoniques de rang bas. Selon le nombre de commutations qui peut être appliquée, la MLI à angles précalculés permet d'éliminer un certain nombre d'harmoniques (Généralement pour une charge équilibrée, les harmoniques de rang $h = 6k \pm 1$, ($k = 1, 2, 3, \dots$) sont éliminés).
- Atteindre des amplitudes des tensions fondamentales plus importantes. Ainsi, la plage de variation théorique du fondamental des tensions simples de sortie avec la MLI à angles précalculés est :

$$0 \leq \widehat{V}_{f_{io}} \leq \frac{2E}{\pi}$$

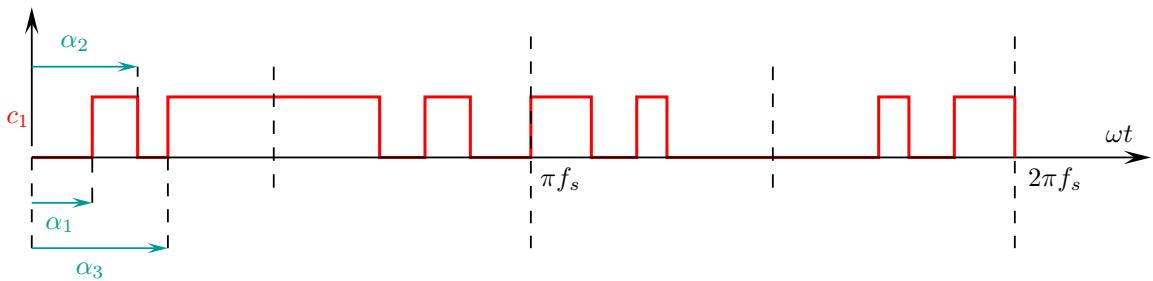


FIGURE 2.14 – Exemple MLI à trois (3) angles précalculés

La figure 2.14 présente une MLI à trois angles précalculés, en plus de régler l'amplitude du fondamental, cette MLI permet d'éliminer les fréquences de rangs 5 et 7. Les propriétés d'une telle MLI sont :

- Périodicité à la fréquence f_s ;
- Asymétrie par rapport à la demi-période ;
- Symétrie par rapport au quart de la période ;
- Rapport de fréquence de modulation $m_f = 2n + 1$, n nombre d'angles.

Les différents modes de MLI Le contenu spectral des tensions à la sortie de l'onduleur ou de charge varie selon que le rapport de fréquence de modulation m_f est entier ou pas. Ainsi, on peut distinguer les différentes MLI selon le synchronisme de la fréquence de découpage par rapport à la fréquence de la modulante [Cap 02, Esp 06, Hol 03].

MLI Synchrone Dans la MLI synchrone, le rapport m_f est entier. La fréquence de la porteuse varie alors en fonction de la fréquence de la modulante pour maintenir un rapport entier. Pour une MLI triphasée avec une porteuse unique, le rapport m_f doit être impair multiple de 3. Ainsi, les harmoniques des tensions de phase sont centrés autour des fréquences de rang m_f et de leurs multiples.

MLI Asynchrone Dans la MLI asynchrone, le rapport m_f est non entier. La fréquence de découpage de la MLI reste fixe pendant que la fréquence de la modulante varie. Ce mode de MLI introduit des sous-harmoniques qui peuvent être très contraignantes. De faibles valeurs du rapport de fréquence de modulation m_f ($m_f < 21$) introduisent des sous-harmoniques de fréquences plus basses que le fondamental. Ils font apparaître des ondulations inadmissibles du couple et de la vitesse de rotation et peuvent causer des pertes considérables par échauffement si ils sont proches de la fréquence 0Hz. A noter que pour des valeurs importantes du rapport m_f ($m_f > 36$), le comportement est identique à la MLI synchrone et l'influence des sous-harmoniques est atténuée.

2.4.3.2 Pleine onde

La pleine onde connue aussi sous le nom de commande par onde 180° (fig. 2.15), permet à l'onduleur de délivrer le maximum de la tension disponible sur le bus continu. L'amplitude du fondamental des tensions de sortie de l'onduleur vaut alors $\widehat{V}_{f_{io}} = \frac{2E}{\pi}$. Cette valeur maximale du fondamental que peut délivrer l'onduleur est prise comme référence pour définir l'indice de modulation m_i qui permet de mesurer la performance de la commande rapprochée, avec :

$$m_i = \frac{\widehat{V}_{f_{io}}}{\frac{2E}{\pi}}$$

En pleine onde, on utilise l'amplitude maximale d'un seul vecteur actif sur une période de $\frac{T_s}{6}$, donc le nombre de commutation est réduit à six (6). La fréquence de découpage est égale à la fréquence du fondamental désirée $m_f = 1$, ce qui introduit des harmoniques à très basses fréquences. A noter que la pleine onde peut être atteinte avec la MLI intersectorielle ou vectorielle par une importante sur-modulation, comme elle peut être atteinte par la MLI à un angle précalculé lorsque l'angle atteint la valeur minimale de conduction.

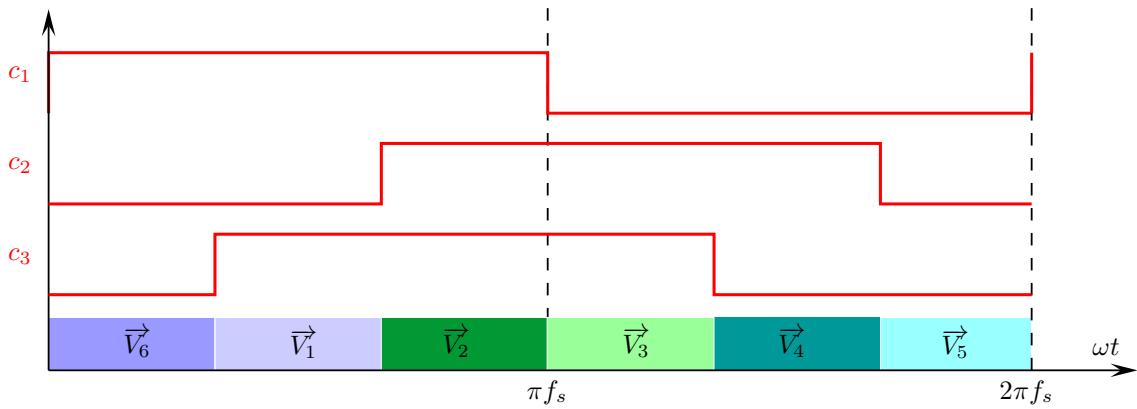


FIGURE 2.15 – Ordres de commande des semi-conducteurs en pleine onde

2.4.3.3 Application à la traction

Dans le domaine de la traction ferroviaire, l'onduleur est amené à alimenter des moteurs qui fonctionnent à plusieurs fois leur vitesse nominale. En plus, il doit fournir des tensions à des fréquences variables dans un large domaine allant à quelques centaines de Hertz (environ 200Hz). L'onduleur doit donc satisfaire un certain nombre d'exigences tout en respectant les contraintes imposées par le système. Parmi ces exigences, on peut entre autres citer :

- La transmission du maximum de la puissance, donc pouvoir atteindre l'amplitude maximale du fondamental qui ne peut être atteinte qu'en pleine onde ;
- La réduction des pertes, donc la limitation du nombre de commutations des semi-conducteurs ;
- La diminution et/ou l'annulation d'un certain nombre d'harmoniques.

Le tableau 2.1 résume les caractéristiques et les limites des différentes commandes rapprochées d'un onduleur triphasé. On constate que pour avoir un fonctionnement optimal de l'onduleur dans toute sa plage de fonctionnement, i.e. satisfaire au mieux les exigences tout en respectant les contraintes, on est amené à adapter la commande rapprochée à chaque plage de fonctionnement.

Plusieurs études ont été menées dans ce domaine pour étudier l'effet des différentes transitions de modes de MLI sur le comportement du système et apporter des améliorations [Ale 03, Pel 96].

2.5 Partie mécanique : transmission d'effort

L'étude menée dans ce travail se base sur la modélisation de la chaîne de traction de type BB 36000 [Loc 99]. La partie mécanique se compose alors d'une chaîne de transmission mécanique nécessaire pour la transmission de l'effort de traction aux roues, de la transmission d'effort roue/rail et de la dynamique du train. La figure 2.16 présente le synoptique d'une chaîne de transmission mécanique reliant un moteur de traction à un essieu. Elle est constituée de l'accouplement moteur, d'un réducteur et d'un accouplement souple (Jacquemin).

Dans la section qui suit, la modélisation simplifiée d'un bogie composé de deux essieux moteurs sera présentée. Cette modélisation sera utilisée pour développer dans le dernier

Commande rapprochée	Caractéristiques	Limites théoriques	Utilisation
MLI intersective asynchrone	f_{dec} constante Sous-harmoniques	$0 \leq m_i \leq \frac{\pi}{4}$ ($\frac{\pi}{2\sqrt{3}}$ avec injection d'harmoniques)	$m_f \gg$ $m_a \leq 1(1.15)$
MLI vectorielle asynchrone	f_{dec} constante Sous-harmoniques Commande globale	$0 \leq m_i \leq \frac{\pi}{2\sqrt{3}}$	$m_f \gg$ $m_a \leq 1.15$
MLI synchrone	m_f entier, impaire multiple de 3	$0 \leq m_i \leq \frac{\pi}{2\sqrt{3}}$ (avec injection d'harmoniques où MLI vectorielle)	$m_f \leq 21$ $m_a \leq 1.15$
MLI à angles précalculés	$m_f = 2n + 1$ n nombre d'angles. Contrôle du fondamental et atténuation d'harmoniques	$0 \leq m_i < 1$	$m_f < 15$ $m_a > 1.15$
Pleine onde	$m_f = 1$ Réduction des pertes par commutation. Délivre le maximum de la tension disponible	$m_i = 1$ Harmoniques à très basses fréquences	$m_i = 1$

Tableau 2.1 – Résumé des caractéristiques et des limites des différentes commandes rapprochées d'un onduleur triphasé

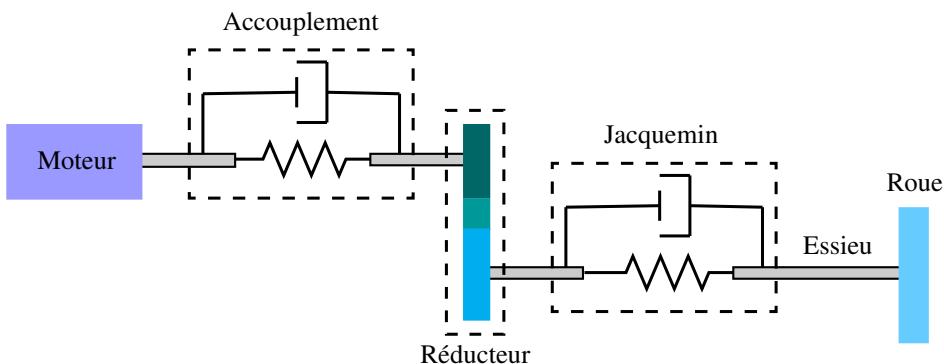


FIGURE 2.16 – Synoptique d'une chaîne de transmission mécanique

chapitre un émulateur du couple de charge d'un bogie de traction et permettra de mettre en évidence la caractéristique mécanique du système qui sera exploitée pour valider son comportement.

2.5.1 Modélisation simplifiée d'un bogie

Le modèle de la transmission complète présenté dans la figure 2.16 est gouverné par un système d'équation d'ordre 11 et la fréquence de résonance principale de cette chaîne

mécanique est d'environ $18Hz$ [Loc 99]. L'étude faite dans [Gan 03] où des méthodes d'analyses systémiques ont été appliquées sur la partie mécanique de la chaîne de traction de la BB36000, a montré que le système n'étant pas influencé par des sources de perturbations hautes fréquences, le modèle rapide n'a pas d'influence sur le comportement du système et peut donc être négligé. Un modèle simplifié de la transmission mécanique (valable aux basses fréquences $f < 150Hz$) est alors déterminé par le modèle lent du système.

La figure 2.17 illustre le modèle simplifié de la partie mécanique, la transmission mécanique est composée d'un engrenage et introduit une souplesse mécanique. La transmission de l'effort des roues au rail se fait à l'aide d'une loi de contact roue/rail et le système présente un couplage mécanique entre les deux moteurs qui se fait à travers le rail et la dynamique de la caisse et du convoi.

Le comportement des moteurs et des roues est régi par les équations mécaniques données par le système d'équation (2.38) où :

J_{mi} , J_{ri} sont respectivement les moments d'inertie des rotors des moteurs et des roues ;
 Ω_{mi} , Ω_{ri} sont respectivement les vitesses angulaires des moteurs et des roues ;
 θ_{mi} , θ_{ri} sont respectivement les positions angulaires des moteurs et des roues ;
 Γ_{mi} , Γ_{ri} sont respectivement les couples moteurs et couples de charge au niveau des roues ;
 F , K sont respectivement les coefficients d'amortissement et de raideur de la transmission ;
 R_t est le rapport de transmission ;
 $i = 1, 2$ indice de l'essieu moteur.

$$\left\{ \begin{array}{l} J_{mi} \frac{d\Omega_{mi}}{dt} = \Gamma_{mi} - F \left(\Omega_{mi} - \frac{\Omega_{ri}}{R_t} \right) - K \left(\theta_{mi} - \frac{\theta_{ri}}{R_t} \right) \\ J_{ri} \frac{d\Omega_{ri}}{dt} = \frac{F}{R_t} \left(\Omega_{mi} - \frac{\Omega_{ri}}{R_t} \right) - \frac{K}{R_t} \left(\theta_{mi} - \frac{\theta_{ri}}{R_t} \right) - \Gamma_{ri} \\ \frac{d\theta_{mi}}{dt} = \Omega_{mi} \\ \frac{d\theta_{ri}}{dt} = \Omega_{ri} \end{array} \right. \quad (2.38)$$

Quant à la dynamique du train, elle est régie par le système d'équation (2.39), où :

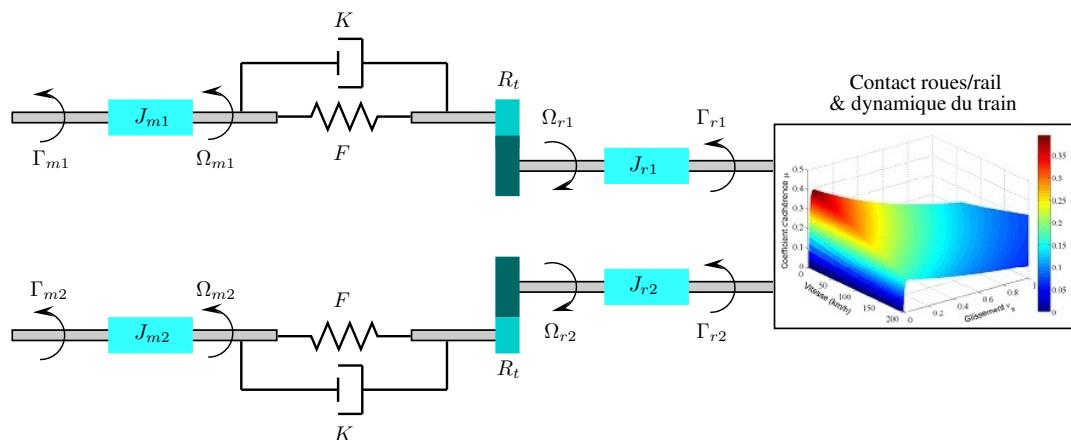


FIGURE 2.17 – Modèle simplifié de la charge mécanique

$M = \sum_{i=1}^n M_i$ est la masse fictive réduite aux jantes ;

V_t est la vitesse linéaire du train ;

$F_{r_i/rail}$ sont les forces tangentielles entre le rail et les roues motrices ;

g est l'accélération de la gravité ;

μ_i sont les coefficients d'adhérence ;

F_f est la force résistive à l'avancement du train qui est exprimée par une formule empirique [Col 06]. a , b et c correspondent aux coefficients de frottements sec, visqueux et de ventilation.

$$\begin{cases} M \frac{dV_t}{dt} = \sum_{i=1}^n (F_{r_i/rail}) - F_f \\ F_{r_i/rail} = \mu_i M_i g \\ F_f = a + b|V_t| + cV_t^2 \end{cases} \quad (2.39)$$

Afin de mettre en évidence la caractéristique principale de la transmission mécanique, considérant les cas d'un contact sans glissement et avec glissement.

2.5.1.1 Sans perte d'adhérence

Pour un contact sans glissement, i.e. avec une adhérence totale, le couple moteur est totalement transmis au rail. Cela permet d'écrire les équations données par (2.40) où R_{ri} sont les rayons des roues, M_i les masses fictives ramenées à chaque essieu, et μ_{max} le coefficient maximal d'adhérence.

$$\begin{cases} V_t = R_{ri} \Omega_{ri} \\ F_{r_i/rail} = \frac{\Gamma_{ri}}{R_{ri}} = \mu_{max} M_i g \end{cases} \quad (2.40)$$

Des équations (2.38), (2.39) et (2.40), les équations décrivant le comportement de la partie mécanique du système deviennent (2.41), (2.42), (2.43) et (2.44).

$$J_{mi} \frac{d\Omega_{mi}}{dt} = \Gamma_{mi} - F \Delta \Omega_i - K \Delta \theta_i \quad (2.41)$$

$$(J_{ri} + R_{ri}^2 M_i) \frac{d\Omega_{ri}}{dt} = \frac{F}{R_t} \left(\Omega_{mi} - \frac{\Omega_{ri}}{R_t} \right) - \frac{K}{R_t} \Delta \theta_i \quad (2.42)$$

$$\begin{aligned} & -R_{ri} (a + b R_{ri} |\Omega_{ri}| + c \Omega_{ri}^2) \\ \Delta \theta_i &= \theta_{mi} - \frac{\theta_{ri}}{R_t} \end{aligned} \quad (2.43)$$

$$\Delta \Omega_i = \Omega_{mi} - \frac{\Omega_{ri}}{R_t} \quad (2.44)$$

Et comme l'inertie du train ramenée aux essieux ($J_r + R_r^2 M_i$) est plus importante que celle du moteur (J_{mi}), les vitesses angulaires des roues sont considérées constantes par rapport aux vitesses des moteurs. Ce qui permet de faire l'approximation suivante :

$$\frac{d\Delta \Omega_i}{dt} \simeq \frac{d\Omega_{mi}}{dt}$$

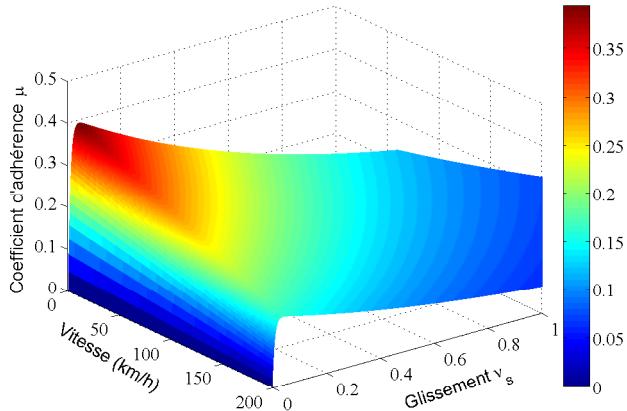


FIGURE 2.18 – Variation du coefficient d'adhérence μ en fonction du glissement ν et de la vitesse

Avec cette approximation, l'équation (2.41) s'écrit :

$$J_{mi} \frac{d^2 \Delta \theta_i}{dt^2} + F \frac{d \Delta \theta_i}{dt} + K \Delta \theta_i = \Gamma_{mi} \quad (2.45)$$

L'équation (2.45) montre que le système se comporte comme un système de second ordre avec une pulsation propre $\omega_p = \sqrt{\frac{K}{J_{mi}}}$ et un coefficient d'amortissement $\xi = \frac{F}{2\sqrt{KJ_{mi}}}$. La fréquence propre du système étudié est aux alentours de $f_p = 18\text{Hz}$ et le facteur d'amortissement est d'environ $\xi = 0.3$ [Loc 99, Gan 03].

2.5.1.2 Avec perte d'adhérence

En réalité, il existe toujours un glissement et le coefficient d'adhérence n'est pas constant. Il dépend du coefficient de glissement $\nu_{si} = \frac{\Omega_{ri}R_{ri} - V_t}{V_t}$ et de la vitesse du train (fig. 2.18). Les comportements les plus critiques du système se produisent lors de variations importantes et brusques du glissement lors de l'enrayage et du patinage. Ainsi, dans cette étude la perte d'adhérence est simulée avec un changement de l'état du rail qui fait varier significativement le coefficient d'adhérence maximal μ_{max} , donc la force transmise au rail.

2.6 Conclusion

Cette partie nous a permis de poser la modélisation du système étudié et d'introduire la commande d'un ensemble mono-onduleur/monomoteur asynchrone sur laquelle se base les différentes structures de commandes coopératives des systèmes multi-onduleurs/multi-moteurs qui seront étudiées dans le chapitre suivant. La modélisation simplifiée d'un bogie composé de deux essieux moteurs a été présentée. Cette modélisation sera utilisée dans le dernier chapitre pour introduire le développement de l'émulateur du couple de charge d'un bogie de traction et qui est exploité sur la plate-forme expérimentale.

Chapitre 3

Commande des systèmes multi-onduleurs/multi-machines asynchrones dédiés à la traction ferroviaire

3.1 Introduction

Dans la section §1.3.2 du premier chapitre, les différentes structures du point de vue d'ensemble convertisseurs/moteurs ont été présentées d'une manière succincte. Dans ce chapitre, la commande des systèmes multi-convertisseurs/multi-machines asynchrones utilisés dans la traction ferroviaire sera approfondie et détaillée. L'étude mettra en évidence le comportement du système avec les différentes commandes en présence de perturbations mécaniques qui ont une grande influence sur le système due au fort couplage mécanique entre les différentes unités de traction. L'étude se fera dans un premier temps sur un système bimoteur avant d'élargir le raisonnement de commande sur un système multi-convertisseur/multi-machine asynchrone d'une traction ferroviaire répartie.

3.2 Commande de système biconvertisseur/bimachine asynchrone

La chaîne de traction est présentée sur la figure 3.1. Elle se compose d'un système Bionduleur/Bimoteur, où chaque moteur est alimenté par son propre onduleur commandé individuellement. Dans la suite de la thèse, la commande d'un tel système sera notée CI (Commande Individuelle).

Chaque commande est liée au sous système onduleur/moteur qu'elle contrôle, donc elle ne dépend pas de la commande de l'autre sous-système. Néanmoins à cause, d'une part, du fort couplage mécanique entre les deux essieux entraînés par les moteurs (charge commune) et d'autre part, des fortes interactions électromécaniques (bus continu commun), une perturbation sur l'un des essieux se propage et peut affecter le comportement des deux moteurs [Pen 02, Pen 00b].

Les consignes de référence prisent dans toutes les simulations de notre travail sont les suivantes : $\Phi_r^* = 5Wb$, $\Gamma^* = 10kN.m$, $VT_{RP}^* = 7m/s$. Pour diminuer le temps de simulation, la masse totale du train est réduite dans la phase de démarrage.

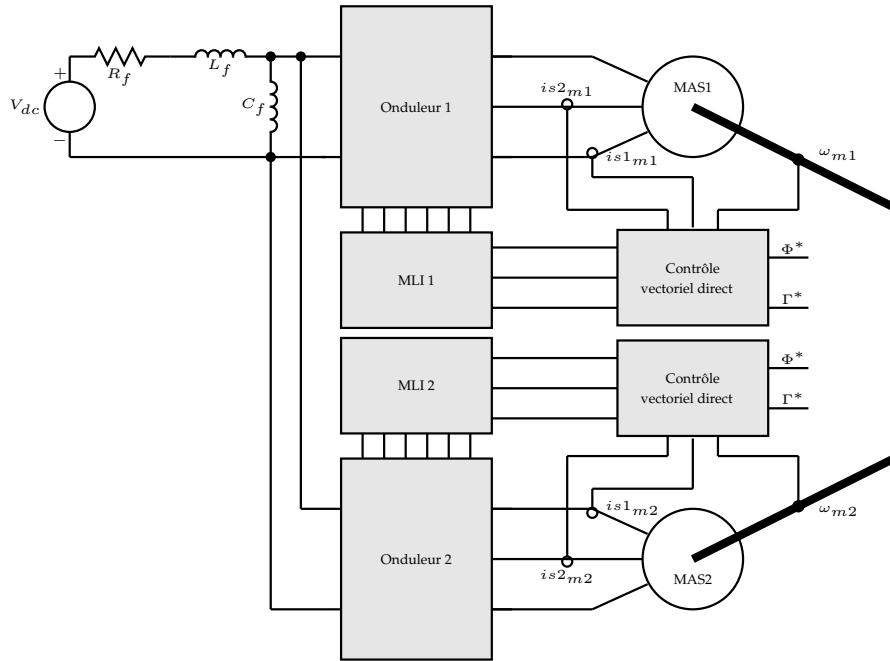


FIGURE 3.1 – Chaîne de traction classique

Dans les résultats de simulation présentés sur les figures 3.2, 3.3 et 3.4 pour l'analyse du comportement du système avec la commande CI, un broutement est induit entre la quatrième et la cinquième seconde (4 – 5s), et une perte d'adhérence de l'essieu entraîné par le premier moteur (M1) survient entre la sixième et la septième seconde (6 – 7s). D'après des données du système qui fait l'objet de notre étude [Loc 99], le broutement peut être caractérisé par une variation sinusoïdale et antisymétrique des masses appliquées à chaque essieu avec une fréquence de 5Hz et une amplitude de 30% de la masse initiale. Quant à la perte d'adhérence, la perturbation est générée en simulation par la réduction de 50% du coefficient maximal d'adhérence qui simule un changement de l'état du rail (§1.4.1).

L'analyse du comportement du système lors du broutement (zoom entre 4 – 5s) permet de constater que la commande CI où le couple électromagnétique de chaque moteur est régulé, permet de compenser les variations de charges appliquées aux essieux du bogie et d'avoir ainsi une très faible perturbation aux niveaux des flux rotoriques (fig. 3.3(b)) et des couples électromagnétiques (fig. 3.3(a)). Quant à la vitesse linéaire des essieux et du train (fig. 3.2(c)), et à la force transmise aux rails (fig. 3.2(b)), le broutement provoque une diminution d'adhérence quand le poids appliqué à l'essieu diminue, entraînant ainsi une augmentation de la vitesse et une diminution de la force transmise. Lorsque le poids appliqué augmente, l'adhérence augmente entraînant la diminution de la vitesse et l'augmentation de la force transmise. Ce comportement est alterné entre les deux moteurs à la fréquence de 5Hz, entraînant de faibles oscillations à la même fréquence des vitesses des moteurs. L'amplitude de l'oscillation de la vitesse du train est fortement atténuée vu son importante inertie.

En ce qui concerne la perte d'adhérence, on voit que la perte d'adhérence introduite entre 6s et 7s provoque une perte d'adhérence totale de l'essieu entraîné par le moteur M1 jusqu'à 10.7s même si l'état du rail change à la 7s (fig. 3.2(a)).

Lors de la diminution de l'adhérence, le couple de charge du moteur M1 diminue

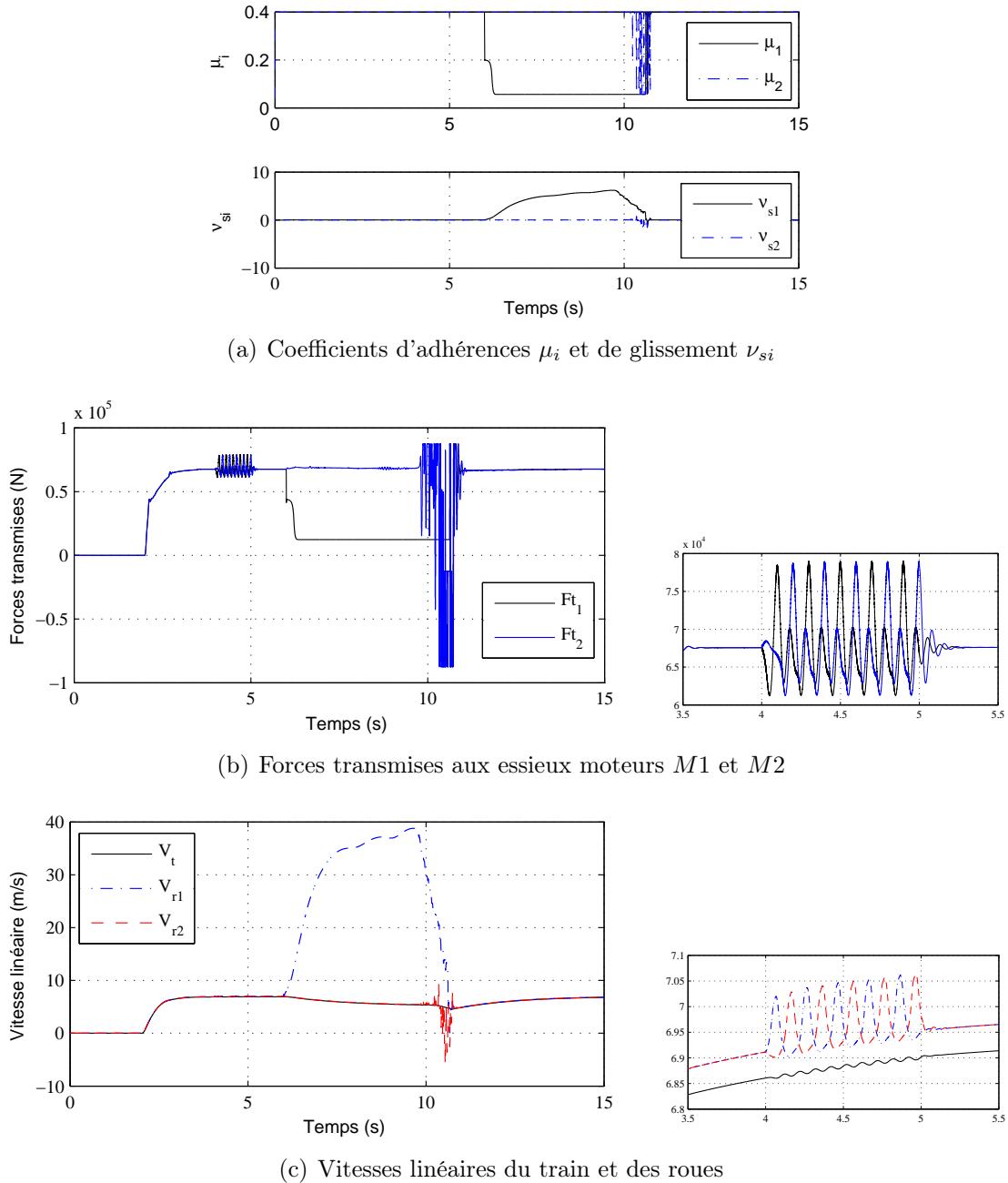


FIGURE 3.2 – Commande CI : Grandeur mécaniques

entraînant le moteur en survitesse (fig. 3.2(c)). Le glissement ν_{s1} augmente, ce qui diminue considérablement le coefficient d'adhérence μ_1 . Le moteur fonctionne en survitesse, au point de vue magnétique il rentre dans la zone de démagnétisation, ce qui réduit le couple moteur jusqu'à sa décélération. Lors de cette phase, le glissement diminue jusqu'à la ré-adhésion totale de l'essieu entraîné par $M1$. La perturbation vue par le moteur $M1$ se propage en amont du système, au niveau du filtre d'entrée (fig. 3.4), et comme le bus continu est commun aux deux moteur de traction, cela affecte le second moteur.

Pour éviter la propagation de la perturbation lors de la perte d'adhérence due à un changement de l'état du rail (perte totale d'adhérence), il faut maintenir un faible glissement entre les roues et le rail. La stratégie utilisée consiste alors à la diminution de l'effort de traction, ce qui se fait par l'action sur le couple de référence du moteur $M1$ et

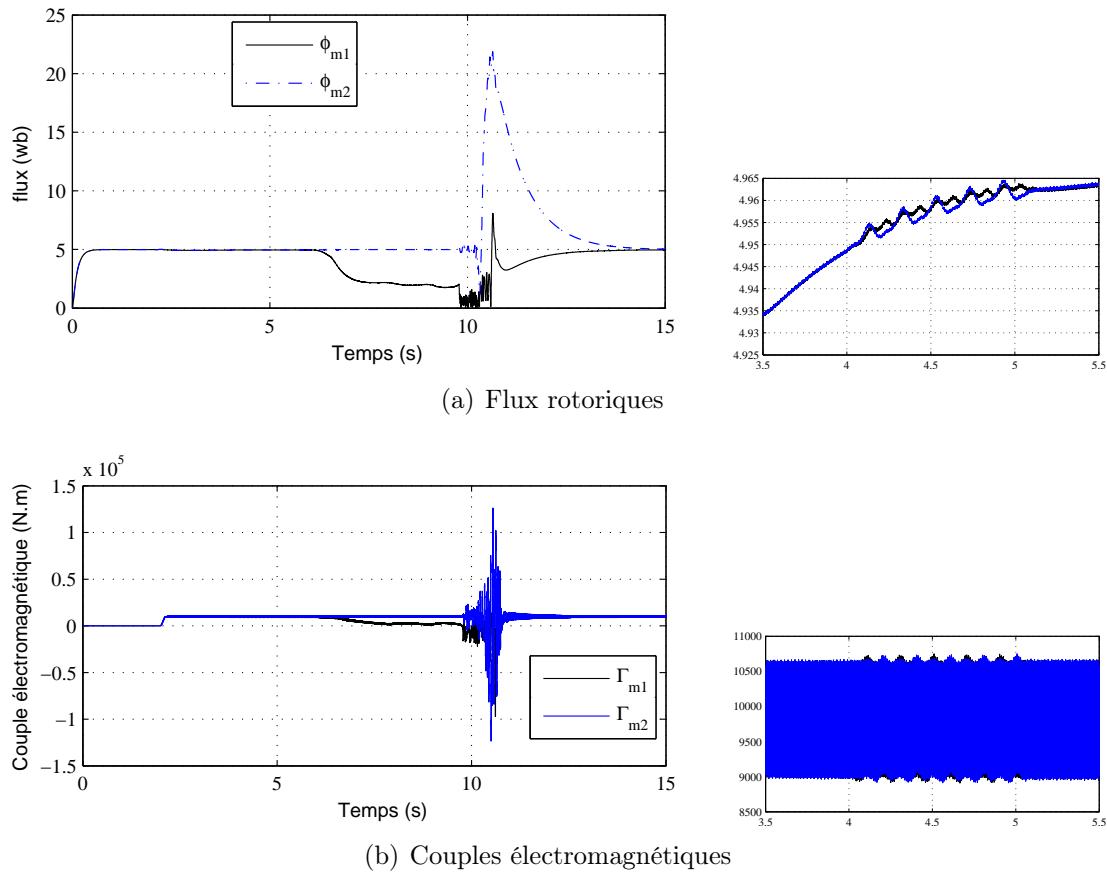
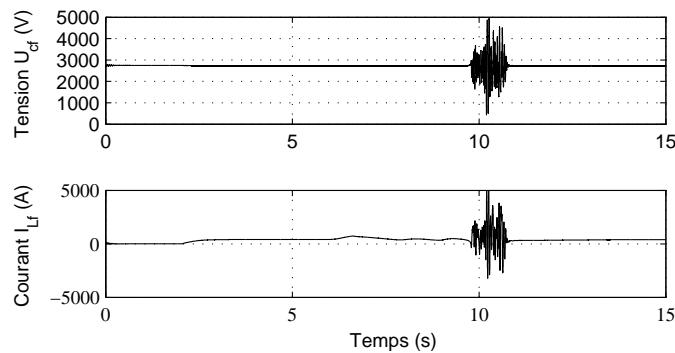


FIGURE 3.3 – Commande CI : Grandeur moteurs


 FIGURE 3.4 – Commande CI : Tension aux bornes de l'inductance U_{cf} et courant dans l'inductance I_{Lf} du filtre d'entrée

son ajustement selon l'état du rail (voir la sous section 1.4.1).

3.3 Commandes coopératives de système mono-onduleur/bimachine asynchrone

Dans la structure bionduleur/bimachine asynchrone étudiée ci-dessus, la synthèse des commandes se fait pour chaque sous système onduleur/machine. Les commandes ne prennent pas ainsi en considération les différents couplages mécaniques et électriques

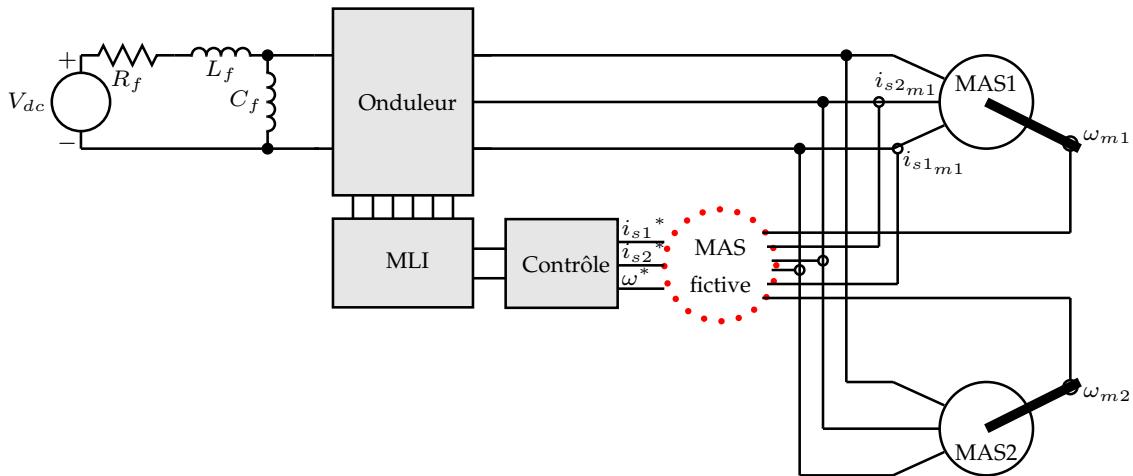


FIGURE 3.5 – Chaîne de traction Mono-onduleur/Bimachine

entre les différents sous-systèmes. Quand à la structure mono-onduleur/bimachine présentée sur la figure 3.5, une seul commande doit être synthétisée pour l'ensemble des deux moteurs de traction pour prendre en considération le couplage électrique (mise en parallèle des machines asynchrones à la sortie de l'onduleur). Cela complique considérablement la synthèse des commandes.

Afin d'étudier et de développer des structures de commande pour un tel système complexe, multi-machine et/ou multi-convertisseur, une modélisation plus adaptée, Représentation Energétique Macroscopique (REM), a été développée au sein d'un Groupe de Recherche "Maîtrise de l'Énergie Électrique du Matériaux au Système" (opération CNRS), thématique Systèmes Multi-machines, Multi-convertisseurs SMM [Bou 00, Bou 02a, Bou 02b, Bou 03a, Bou 03b]. Le formalisme REM permet une représentation graphique de système multi-phérique complexe qui met en évidence les aspects liés aux échanges énergétiques au sein d'un système composé de sous-systèmes couplés énergétiquement entre eux. Et la structure de commande d'écoule à partir de l'inversion du modèle REM.

Plusieurs travaux basés sur ce formalisme ont contribués à la commande de système monoconvertisseur/bimachine appliquée en traction ferroviaire, entre autre, on peut citer [Pen 02, Pie 02, Bou 06, Ver 07]. Ces travaux ont mis en avant les différentes structures de commande possibles pour une telle structure de système de commande. Dans le cas de la traction asynchrone [Pen 02], la plupart de ces structures sont basées sur la commande vectorielle classique et différent dans le choix d'un critère de pondération qui fixe la contribution de chaque moteur dans la commande. D'un autre point de vue, on peut considérer qu'un moteur fictif est alimenté par son propre convertisseur. Cela nous conduit à un système mono-onduleur/monomachine. Dans la suite de ce chapitre, nous nous appuierons sur cette dernière notion de virtualisation. Elle permettra, d'une part d'introduire et d'étudier la Commande Moyenne Différentielle [Kel 94, Kel 95], d'autre part d'étendre cette notion de virtualisation aux convertisseurs pour généraliser les différentes commandes d'un système monoconvertisseur/bimachine asynchrone aux systèmes multi-convertisseurs/multi-machines asynchrones.

Dans ce qui suit, les résultats des simulations¹ réalisées pour les principales structures de commandes coopératives pondérées sont présentés pour étudier le comportement du

1. Les simulations sont faites dans les même conditions de régime permanent et de perturbations que le système biconvertisseur/bimachine asynchrone.

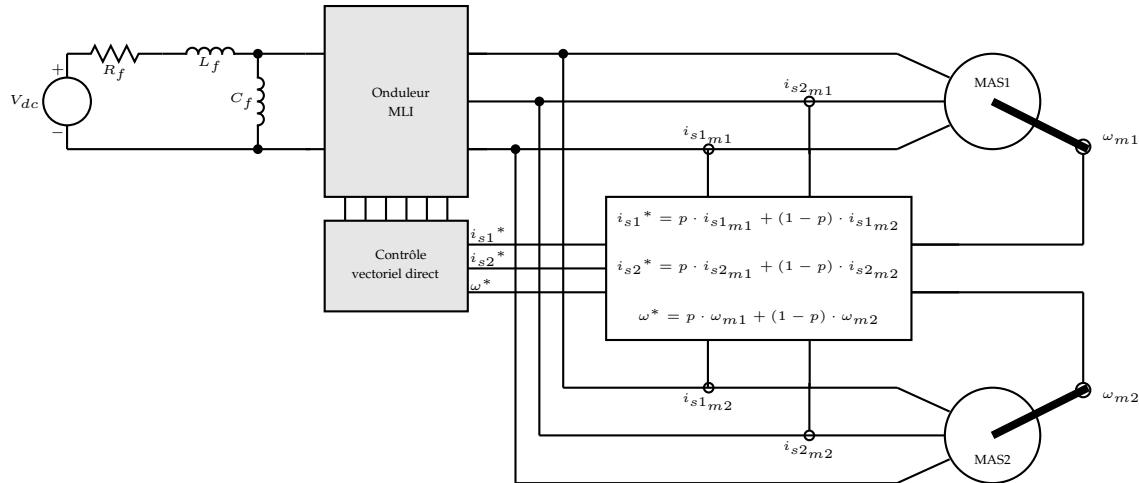


FIGURE 3.6 – Commandes coopératives pondérées

système en présence des perturbations mécaniques.

3.3.1 Commandes coopératives pondérées

Pour les commandes coopératives pondérées d'un système mono-onduleur/bimachine asynchrone, un moteur fictif est reconstitué à partir des grandeurs réelles des deux moteurs (fig. 3.6). Un coefficient de pondération p fixe alors la participation de chaque moteur $M1$ et $M2$, dans la définition de toutes les variables internes de ce nouveau moteur fictif. La commande est alors synthétisée avec les nouvelles grandeurs du moteur fictif. La pondération est donc faite en entrée de cette commande. Une autre pondération peut aussi s'effectuer sur la commande, i.e. une commande individuelle est synthétisée pour chaque moteur réel, puis une commande fictive est générée par la pondération en sortie de celles-ci et est en suite introduite à la commande rapprochée de l'onduleur. Dans ce cas nous définissons une commande double pondérée en sortie. Parmi ces structures de commande pondérées, on trouve :

3.3.1.1 La Commande Moyenne Simple (CMS)

La Commande Moyenne Simple (CMS) prend en compte les valeurs moyennes obtenues à partir des grandeurs des deux machines, i.e. elle correspond au coefficient de pondération $p = 0.5$. Les grandeurs prisent en considération correspondent alors à celles d'un moteur fictif moyen. Les principales grandeurs du système sont présentées sur les figures 3.7, 3.8.

Suite à l'introduction de la perte d'adhérence sur le moteur $M1$ (fig. 3.7(a)) entre 6 et 7s, son couple électromagnétique Γ_{m1} diminue (fig. 3.8(b)). Afin de maintenir le couple moyen $\bar{\Gamma}_m$ imposé par le couple de référence, le couple électromagnétique du deuxième moteur $M2$ augmente. Par conséquent la force transmise par le moteur $M1$ diminue alors que celle du moteur $M2$ augmente (fig. 3.7(b)) pour atteindre la force maximale admissible par le rail. Vu cette limitation, d'une part, la force totale transmissible diminue entraînant une baisse de la vitesse linéaire du train (fig. 3.7(c)). D'autre part, le couple développé par le moteur $M1$ reste important, ce qui ne limite pas le glissement de l'essieu entraîné par $M1$ et induit aussi le deuxième essieu en glissement (fig. 3.7(a)). Si l'état du rail reste dégradé sur une plus grande distance, une perte totale d'adhérence des deux essieux se produira.

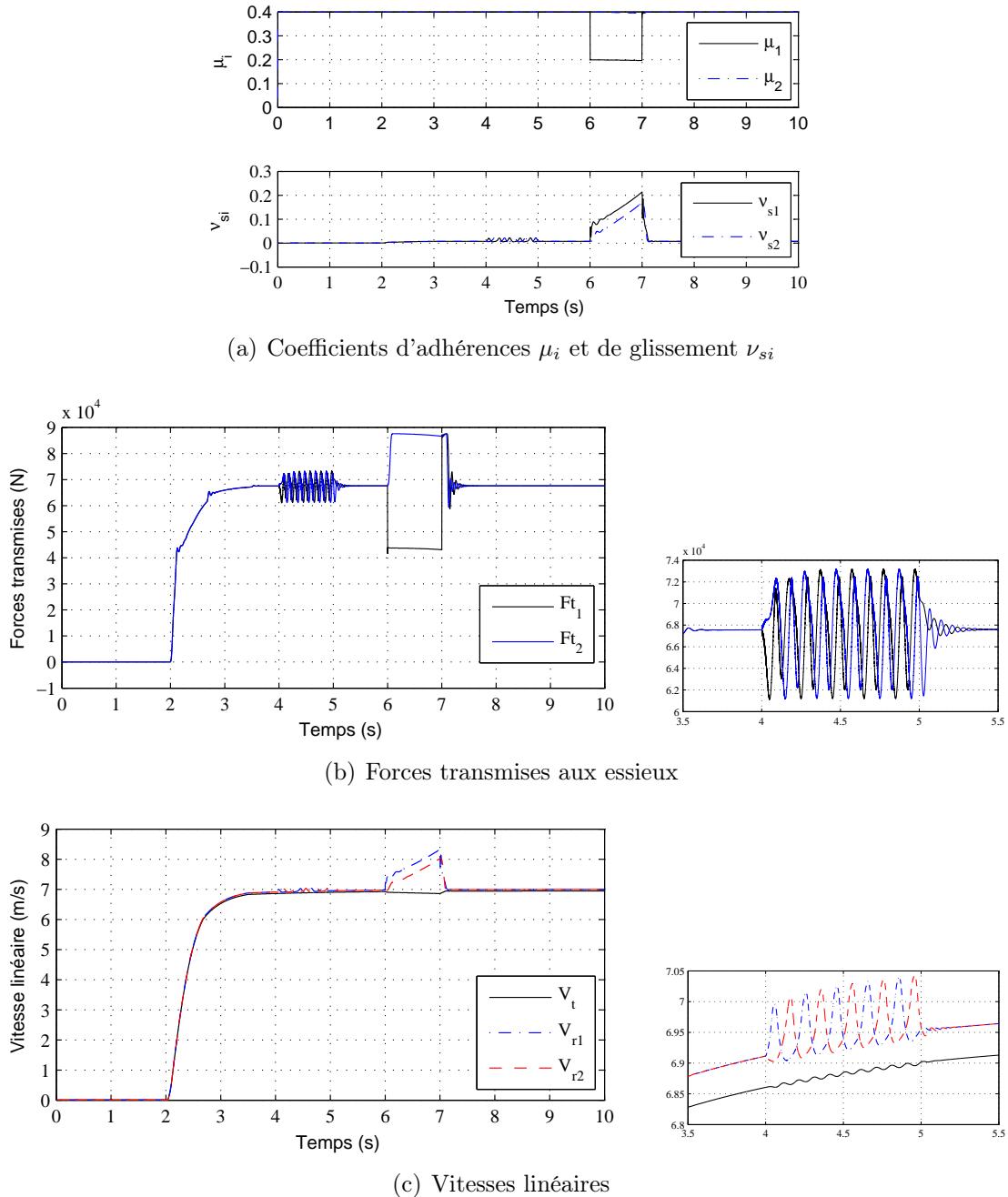


FIGURE 3.7 – Commande CMS : Grandes mécaniques

Lors du broutement entre 4s et 5s, la perturbation sur la charge introduit des oscillations de même fréquence sur les couples électromagnétiques (l'amplitude des oscillations est d'environ 15%) (fig. 3.8(b)). Ceci s'explique par le fait que la régulation du couple se fait sur la moyenne des deux couples moteurs. Les flux rotoriques sont quant à eux faiblement perturbés (fig. 3.8(a)).

Comparativement à la structure de la chaîne de traction précédente, la perturbation de charge affecte la régulation des couples électromagnétiques (cas du broutement). Mais dans le cas d'une perte d'adhérence sur l'un des essieux, la commande CMS maintient l'adhérence sur de faibles distances, et entraîne la perte d'adhérence des deux essieux lorsque l'état du rail est affecté sur une plus grande distance.

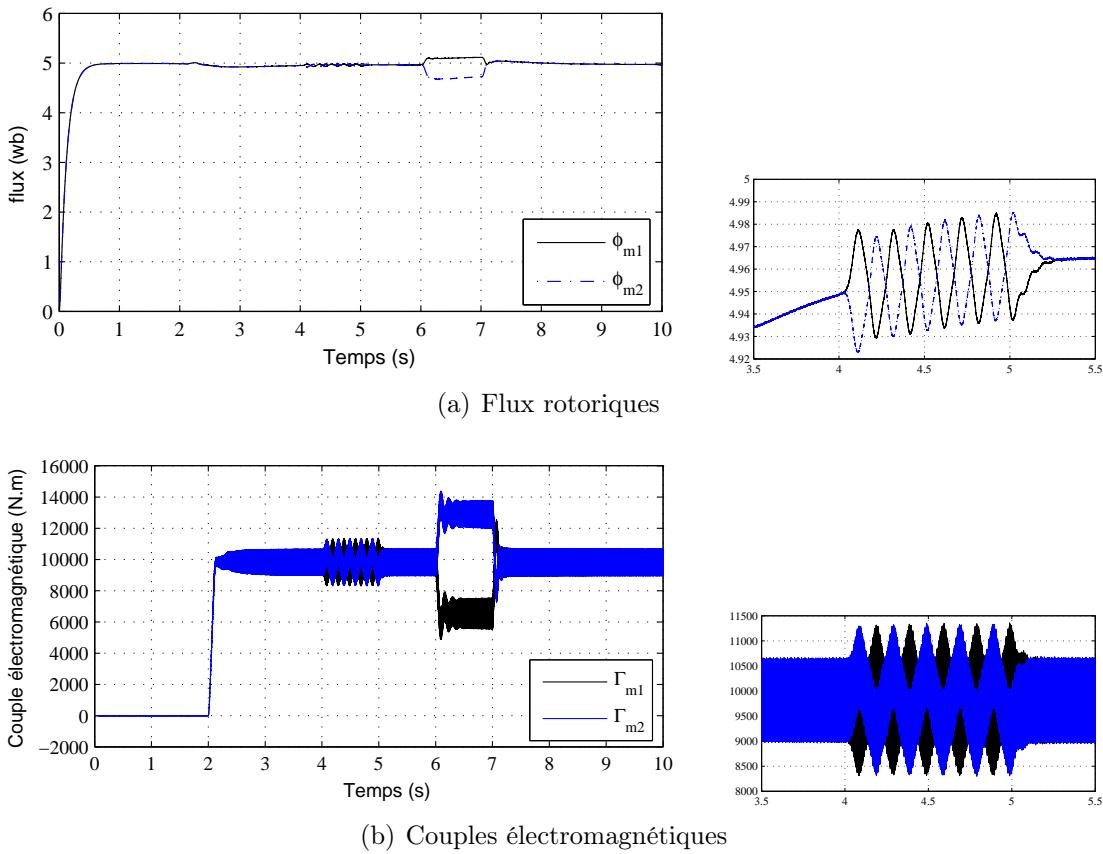


FIGURE 3.8 – Commande CMS : Grandeur moteurs

La Commande Moyenne Double (CM2) Comme cela a été dit précédemment, la pondération peut se faire sur la commande. Chaque moteur possède son contrôle vectoriel, ce sont les tensions de références ($V_{s\alpha}^*$ et $V_{s\beta}^*$) qui deviendront égales à la moyenne des tensions produites par chaque commande (virtualisation de la commande). L'inconvénient principal de cette commande est que le temps de calcul nécessaire pour son exécution augmente considérablement et elle ne présente pas une amélioration sensible du comportement du système.

3.3.1.2 La Commande Maître Esclave (CME)

La Commande Maître Esclave ne prend en considération que les grandeurs d'un seul moteur appelé "Moteur Maître". L'autre moteur est appelé "Moteur Esclave". Donc, le critère de pondération p est soit égal à 1 quand le moteur M1 est pris comme moteur Maître, soit à 0 quand le moteur M2 est pris comme moteur Maître.

La stratégie d'anti-patinage proposée dans [Esc 00], se base sur la commande CME. Elle consiste à passer de la commande CMS à la commande CME en gardant le moteur qui ne perd pas l'adhérence comme moteur Maître. Par conséquent la commande en couple n'intervient pas lorsque le couple du moteur M1 diminue à cause de la perte d'adhérence. Le comportement du moteur M1 est donc naturel, ce qui fait que l'adhérence est maintenue. Les résultats de simulation correspondant à ce type de commande CME sont donnés sur la figure 3.9 et 3.10. Nous examinons les mêmes conditions de travail du système, en présence des perturbations mécaniques (perte d'adhérence et broutement).

Dans le cas du broutement, comme le couple électromagnétique du moteur esclave

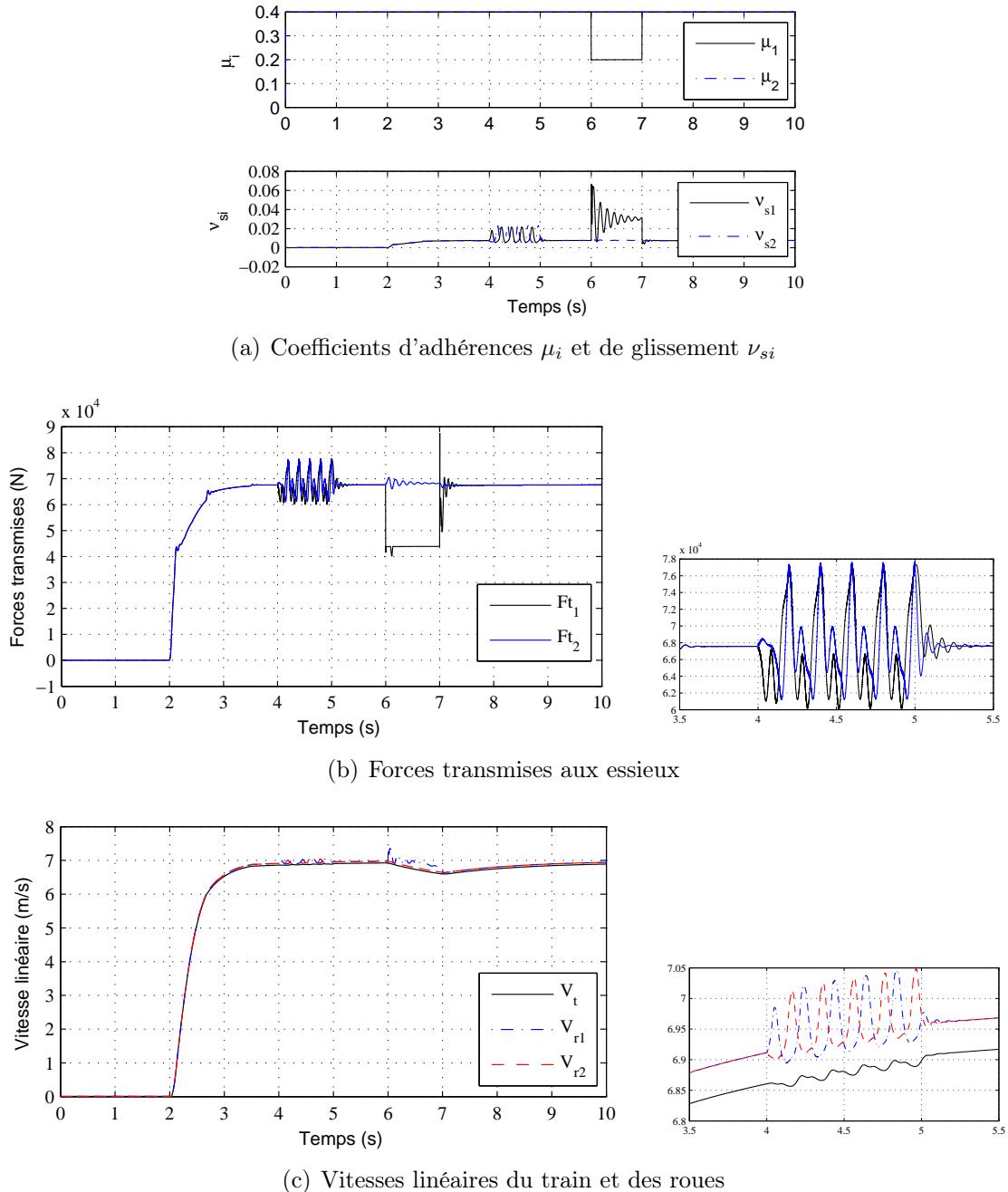


FIGURE 3.9 – Commande CME (Moteur M2 maître) : Grandeur mécaniques

n'est pas régulé, il est fortement perturbé (fig. 3.10(b)). L'amplitude des oscillations est d'environ 23%. L'inconvénient principal de cette commande est alors la robustesse de la régulation du couple du moteur esclave en présence de perturbation de charge. Ainsi, lorsque on a une perte d'adhérence et un broutement simultanément, l'amplitude des oscillations atteignent les 80% du couple moyen (fig. 3.11).

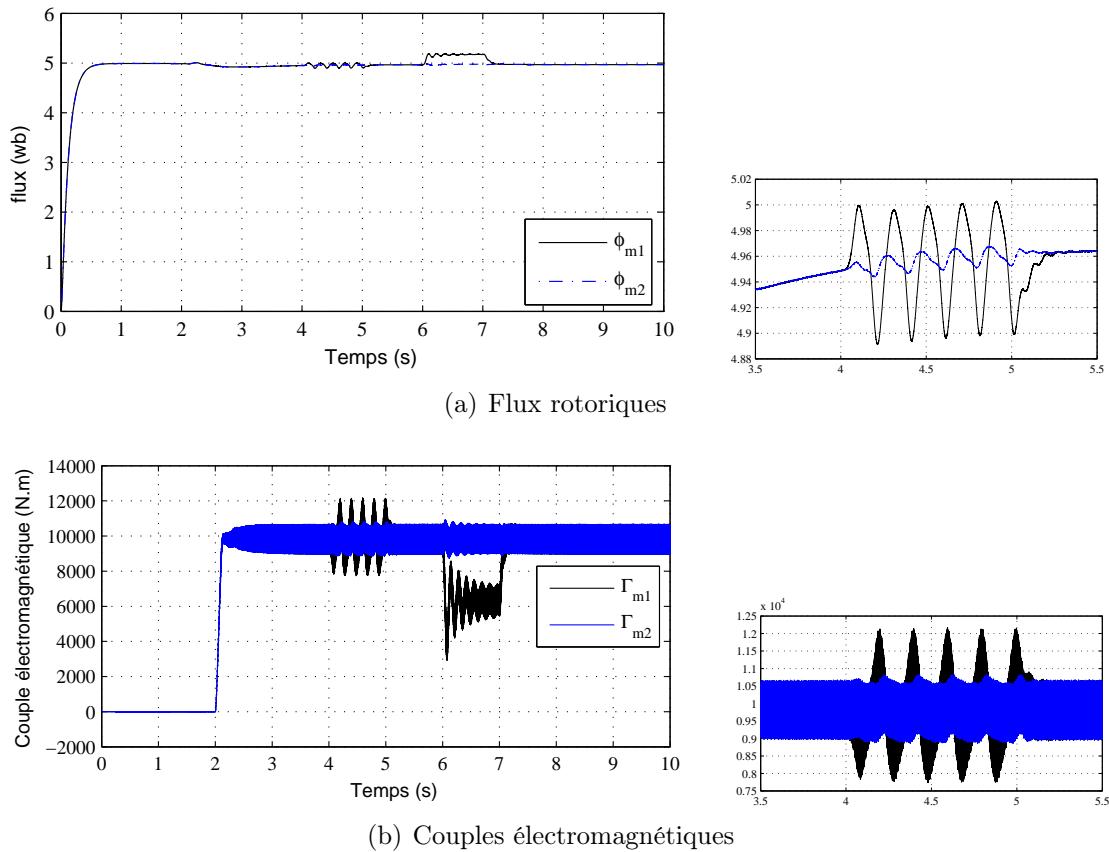


FIGURE 3.10 – Réponses en flux et en couple correspondant à la commande CME, moteur M2-Maître

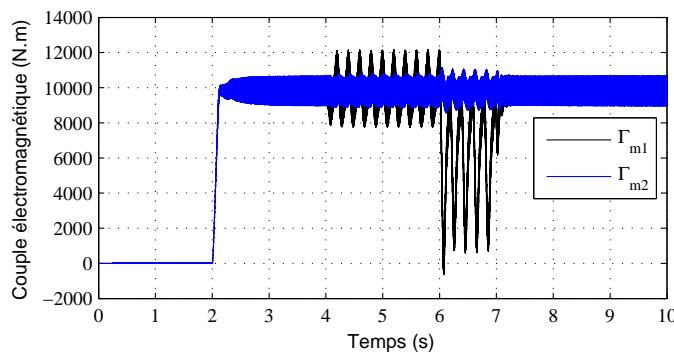


FIGURE 3.11 – Commande CME (Moteur M2 maître) : Couples électromagnétiques

3.3.2 La Commande Moyenne Différentielle (CMD)

Dans les commandes du système mono-onduleur/bimachine présentées précédemment, la commande se fait de manière à ce que les grandeurs de la machine virtuelle choisie à travers la pondération suivent les références imposées. Ainsi le contrôle des deux machines et leur comportement vis-à-vis des perturbations mécaniques dépendent de la pondération. Entre autres, on a vu que la commande CME est la mieux adaptée à la perte d'adhérence d'un des essieux, mais ceci nécessite la détection de l'essieu en perte d'adhérence pour le choix du moteur à prendre comme maître. La commande reste peu robuste sur le contrôle du couple du moteur esclave.

Vu ces limites des commandes pondérées, on se propose d'introduire la Commande Moyenne Différentielle (CMD) proposée dans [Kel 94, Kel 95]. Dans cette structure de commande, la commande vectorielle classique est modifiée. Les grandeurs moyennes des moteurs sont utilisées pour la régulation du flux et du couple électromagnétique, et les grandeurs différentielles moyennes sont utilisées pour annuler les déviations produites par la différence existant entre les couples électromagnétiques des moteurs, ce qui arrive dans le cas d'une perte d'adhérence de l'un des essieux moteurs. Dans la structure proposée dans les travaux cités ci-dessus, l'axe d n'est plus utilisé que pour le contrôle du flux rotorique, mais il sert aussi au contrôle du couple moyen différentiel. Quant à l'axe q , il est utilisé comme dans le contrôle vectoriel classique pour la régulation du couple moyen. Cette stratégie permet ainsi de maintenir le couple différentiel entre les deux moteurs, et d'annuler l'écart entre les vitesses des moteurs en agissant sur la régulation du flux.

Dans cette section, on mettra en évidence la possibilité offerte par cette commande pour annuler la différence de couples des deux moteurs en agissant non pas sur l'axe direct d comme proposé dans [Kel 94, Kel 95] mais sur l'axe en quadrature q , voire sur les deux axes simultanément. L'étude et la comparaison entre les différentes possibilités permettant d'annuler les déviations entre les deux moteurs sont présentées après la synthèse de cette commande.

3.3.2.1 Synthèse de la Commande Moyenne Différentielle

Dans le chapitre 2, le système d'équations régissant la machine asynchrone dans le repère (d, q) en vu de sa commande a été établi. Pour des raisons de simplification, la notation suivante sera appliquée dans la suite de ce chapitre :

$$\mathbf{V}_s = R_{sr} \cdot \mathbf{I}_s + L_{s\sigma} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{E} \quad (3.1a)$$

$$\mathbf{I}_s = [1 + \mathbf{J} \cdot T_r(\omega_a - \omega_e)] \mathbf{I}_{mr} + T_r \frac{d\mathbf{I}_{mr}}{dt} \quad (3.1b)$$

$$\Gamma_{em} = n_p \cdot L_{mr} \cdot (\mathbf{I}_{mr} \wedge \mathbf{I}_s) \quad (3.1c)$$

$\mathbf{V}_s = \mathbf{V}_{sdq}$ Vecteur de tension statorique , $\mathbf{I}_s = \mathbf{I}_{sdq}$ Vecteur de courant statorique, $L_{s\sigma} = \sigma \cdot L_s$

En considérant l'ensemble des deux machines asynchrones, et en introduisant une machine virtuelle qui sera définie par les valeurs moyennes et les valeurs moyennes différentielles des différentes grandeurs des deux machines.

Pour une variable X , nous notons X_1 pour la machine 1 et X_2 pour la machine 2, les valeurs moyenne \bar{X} et moyenne différentielle $\Delta\bar{X}$ de cette variable valent :

$$\bar{X} = \frac{X_1 + X_2}{2} \text{ et } \Delta\bar{X} = \frac{X_1 - X_2}{2}$$

Ainsi, le vecteur de tension statorique \mathbf{V}_s dans le repère (d, q) sera totalement défini par $\bar{\mathbf{V}}_s$ et $\Delta\bar{\mathbf{V}}_s$ et dont les expressions sont :

$$\begin{aligned}
 \bar{\mathbf{V}}_s &= \frac{1}{2} \left[R_{sr1} \cdot \mathbf{I}_{s1} + L_{s\sigma 1} \frac{d\mathbf{I}_{s1}}{dt} + \mathbf{E}_1 + R_{sr2} \cdot \mathbf{I}_{s2} + L_{s\sigma 2} \frac{d\mathbf{I}_{s2}}{dt} + \mathbf{E}_2 \right] \\
 &= \frac{1}{2} \left[\bar{R}_{sr} \cdot \mathbf{I}_{s1} + \bar{\Delta R}_{sr} \cdot \mathbf{I}_{s1} + \bar{L}_{s\sigma} \frac{d\mathbf{I}_{s1}}{dt} + \bar{\Delta L}_{s\sigma} \frac{d\mathbf{I}_{s1}}{dt} + \bar{\mathbf{E}} + \bar{\Delta \mathbf{E}} \right. \\
 &\quad \left. + \bar{R}_{sr} \cdot \mathbf{I}_{s2} - \bar{\Delta R}_{sr} \cdot \mathbf{I}_{s2} + \bar{L}_{s\sigma} \frac{d\mathbf{I}_{s2}}{dt} - \bar{\Delta L}_{s\sigma} \frac{d\mathbf{I}_{s2}}{dt} + \bar{\mathbf{E}} - \bar{\Delta \mathbf{E}} \right] \\
 &= \bar{R}_{sr} \cdot \bar{\mathbf{I}}_s + \bar{\Delta R}_{sr} \cdot \bar{\mathbf{I}}_s + \bar{L}_{s\sigma} \frac{d\bar{\mathbf{I}}_s}{dt} + \bar{\Delta L}_{s\sigma} \frac{d\bar{\Delta \mathbf{I}}_s}{dt} + \bar{\mathbf{E}} \tag{3.2}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \bar{\Delta \mathbf{V}}_s &= \frac{1}{2} \left[R_{sr1} \cdot \mathbf{I}_{s1} + L_{s\sigma 1} \frac{d\mathbf{I}_{s1}}{dt} + \mathbf{E}_1 - R_{sr2} \cdot \mathbf{I}_{s2} - L_{s\sigma 2} \frac{d\mathbf{I}_{s2}}{dt} - \mathbf{E}_2 \right] \\
 &= \frac{1}{2} \left[\bar{R}_{sr} \cdot \mathbf{I}_{s1} + \bar{\Delta R}_{sr} \cdot \mathbf{I}_{s1} + \bar{L}_{s\sigma} \frac{d\mathbf{I}_{s1}}{dt} + \bar{\Delta L}_{s\sigma} \frac{d\mathbf{I}_{s1}}{dt} + \bar{\mathbf{E}} + \bar{\Delta \mathbf{E}} \right. \\
 &\quad \left. - \bar{R}_{sr} \cdot \mathbf{I}_{s2} + \bar{\Delta R}_{sr} \cdot \mathbf{I}_{s2} - \bar{L}_{s\sigma} \frac{d\mathbf{I}_{s2}}{dt} + \bar{\Delta L}_{s\sigma} \frac{d\mathbf{I}_{s2}}{dt} - \bar{\mathbf{E}} + \bar{\Delta \mathbf{E}} \right] \\
 &= \bar{R}_{sr} \cdot \bar{\Delta \mathbf{I}}_s + \bar{\Delta R}_{sr} \cdot \bar{\mathbf{I}}_s + \bar{L}_{s\sigma} \frac{d\bar{\Delta \mathbf{I}}_s}{dt} + \bar{\Delta L}_{s\sigma} \frac{d\bar{\mathbf{I}}_s}{dt} + \bar{\Delta \mathbf{E}} \tag{3.3}
 \end{aligned}$$

De l'équation 3.3, on trouve :

$$\frac{d\bar{\Delta \mathbf{I}}_s}{dt} = -\frac{1}{\bar{L}_{\sigma s}} \left[\bar{\Delta R}_{sr} \cdot \bar{\mathbf{I}}_s + \bar{\Delta L}_{\sigma s} \frac{d\bar{\mathbf{I}}_s}{dt} + \bar{R}_{sr} \cdot \bar{\Delta \mathbf{I}}_s + \bar{\Delta \mathbf{E}} - \bar{\Delta \mathbf{V}}_s \right] \tag{3.4}$$

Et en injectant 3.4 dans l'équation 3.2, 3.2 devient :

$$\begin{aligned}
 \bar{\mathbf{V}}_s &= \left(\bar{R}_{sr} - \frac{\bar{\Delta L}_{\sigma s} \cdot \bar{\Delta R}_{sr}}{\bar{L}_{\sigma s}} \right) \cdot \bar{\mathbf{I}}_s + \left(\bar{L}_{\sigma s} - \frac{\bar{\Delta L}_{\sigma s}^2}{\bar{L}_{\sigma s}} \right) \frac{d\bar{\mathbf{I}}_s}{dt} + \bar{\mathbf{E}} \\
 &\quad + \left(\bar{\Delta R}_{sr} - \frac{\bar{\Delta L}_{\sigma s} \cdot \bar{\Delta R}_{sr}}{\bar{L}_{\sigma s}} \right) \cdot \bar{\Delta \mathbf{I}}_s - \frac{\bar{\Delta L}_{\sigma s}}{\bar{L}_{\sigma s}} (\bar{\Delta \mathbf{E}} - \bar{\Delta \mathbf{V}}_s) \tag{3.5}
 \end{aligned}$$

De même, le vecteur courant statorique \mathbf{I}_s dans le repère (d, q) (fig. 3.12) sera totalement défini par $\bar{\mathbf{I}}_s$ et $\bar{\Delta \mathbf{I}}_s$ qui s'écrivent :

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{I}}_s &= \bar{\mathbf{I}}_{\text{mr}} + \bar{T}_r \frac{d\bar{\mathbf{I}}_{\text{mr}}}{dt} + \bar{\Delta T}_r \frac{d\bar{\Delta \mathbf{I}}_{\text{mr}}}{dt} + \mathbf{J} \cdot [(\bar{T}_r \cdot (\omega_a - \bar{\omega}_e) - \bar{\Delta T}_r \cdot \bar{\Delta \omega}_e) \bar{\mathbf{I}}_{\text{mr}} \\ &+ (\bar{\Delta T}_r \cdot (\omega_a - \bar{\omega}_e) - \bar{T}_r \cdot \bar{\Delta \omega}_e) \bar{\Delta \mathbf{I}}_{\text{mr}}]\end{aligned}\quad (3.6)$$

$$\begin{aligned}\bar{\Delta \mathbf{I}}_s &= \bar{\Delta \mathbf{I}}_{\text{mr}} + \bar{\Delta T}_r \frac{d\bar{\mathbf{I}}_{\text{mr}}}{dt} + \bar{T}_r \frac{d\bar{\Delta \mathbf{I}}_{\text{mr}}}{dt} + \mathbf{J} \cdot [(\bar{\Delta T}_r \cdot (\omega_a - \bar{\omega}_e) - \bar{T}_r \cdot \bar{\Delta \omega}_e) \bar{\mathbf{I}}_{\text{mr}} \\ &+ (\bar{T}_r \cdot (\omega_a - \bar{\omega}_e) - \bar{\Delta T}_r \cdot \bar{\Delta \omega}_e) \bar{\Delta \mathbf{I}}_{\text{mr}}]\end{aligned}\quad (3.7)$$

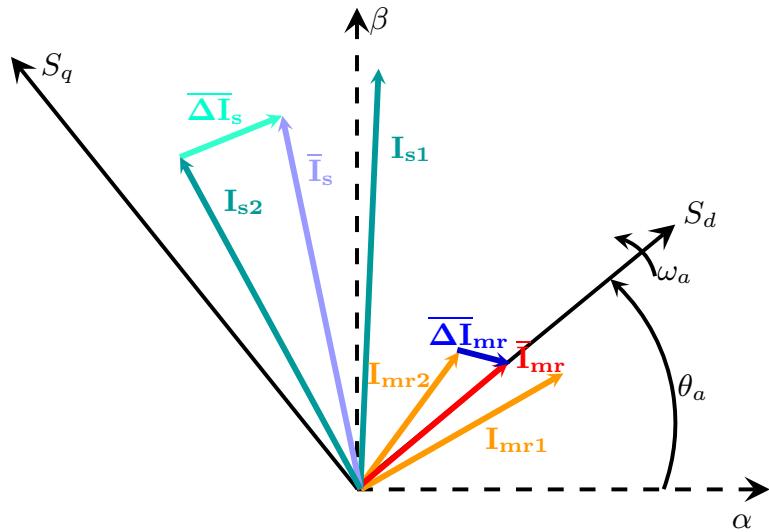


FIGURE 3.12 – Représentation des courants statoriques et magnétisants dans le repère (d, q) lié au flux rotorique moyen d'un système mono-onduleur/bimoteur.

Des équations 3.6 et 3.7, il vient :

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{I}}_s &= \left[1 + \mathbf{J} \left(\bar{T}_r - \frac{\bar{\Delta T}_r^2}{\bar{T}_r} \right) (\omega_a - \bar{\omega}_e) \right] \bar{\mathbf{I}}_{\text{mr}} + \left(\bar{T}_r - \frac{\bar{\Delta T}_r^2}{\bar{T}_r} \right) \frac{d\bar{\mathbf{I}}_{\text{mr}}}{dt} \\ &- \left[\frac{\bar{\Delta T}_r}{\bar{T}_r} + \mathbf{J} \left(\bar{T}_r - \frac{\bar{\Delta T}_r^2}{\bar{T}_r} \right) \bar{\Delta \omega}_e \right] \bar{\Delta \mathbf{I}}_{\text{mr}} + \frac{\bar{\Delta T}_r}{\bar{T}_r} \bar{\Delta \mathbf{I}}_s\end{aligned}\quad (3.8)$$

Le couple électromagnétique Γ_{em} est défini respectivement par $\bar{\Gamma}_{em}$ et $\bar{\Delta \Gamma}_{em}$ comme suit :

$$\begin{aligned}\bar{\Gamma}_{em} &= n_p \cdot \left[\underbrace{\bar{L}_{mr} (\bar{\mathbf{I}}_{mr} \wedge \bar{\mathbf{I}}_s + \bar{\Delta\mathbf{I}}_{mr} \wedge \bar{\Delta\mathbf{I}}_s)}_1 \right. \\ &\quad \left. + \bar{\Delta\bar{L}}_{mr} (\bar{\mathbf{I}}_{mr} \wedge \bar{\Delta\mathbf{I}}_s + \bar{\Delta\mathbf{I}}_{mr} \wedge \bar{\mathbf{I}}_s) \right] \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned}\bar{\Delta\Gamma}_{em} &= n_p \cdot \left[\underbrace{\bar{\Delta\bar{L}}_{mr} (\bar{\mathbf{I}}_{mr} \wedge \bar{\mathbf{I}}_s + \bar{\Delta\mathbf{I}}_{mr} \wedge \bar{\Delta\mathbf{I}}_s)}_2 \right. \\ &\quad \left. + \bar{L}_{mr} (\bar{\mathbf{I}}_{mr} \wedge \bar{\Delta\mathbf{I}}_s + \bar{\Delta\mathbf{I}}_{mr} \wedge \bar{\mathbf{I}}_s) \right] \end{aligned} \quad (3.10)$$

En formulant de nouvelles expressions du couple électromagnétique moyen $\bar{\Gamma}_{em}$ en fonction du premier terme (1) de l'équation 3.9, et du couple moyen différentiel $\bar{\Delta\Gamma}_{em}$ qu'en fonction du deuxième terme (2) de l'équation 3.10, on obtient :

$$\begin{aligned}\bar{\Gamma}_{em} &= \frac{\bar{\Gamma}_{em} - \frac{\Delta\bar{L}_{mr}}{\bar{L}_{mr}} \cdot \bar{\Delta\Gamma}_{em}}{1 - \frac{\Delta\bar{L}_{mr}^2}{\bar{L}_{mr}^2}} \\ &= n_p \cdot \bar{L}_{mr} (\bar{\mathbf{I}}_{mr} \wedge \bar{\mathbf{I}}_s + \bar{\Delta\mathbf{I}}_{mr} \wedge \bar{\Delta\mathbf{I}}_s) \end{aligned} \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned}\bar{\Delta\Gamma}_{em} &= \frac{\bar{\Delta\Gamma}_{em} - \frac{\Delta\bar{L}_{mr}}{\bar{L}_{mr}} \cdot \bar{\Gamma}_{em}}{1 - \frac{\Delta\bar{L}_{mr}^2}{\bar{L}_{mr}^2}} \\ &= n_p \cdot \bar{L}_{mr} (\bar{\mathbf{I}}_{mr} \wedge \bar{\Delta\mathbf{I}}_s + \bar{\Delta\mathbf{I}}_{mr} \wedge \bar{\mathbf{I}}_s) \end{aligned} \quad (3.12)$$

En retenant les expressions 3.5, 3.6, 3.11 et 3.12, on considère le référentiel tournant lié au flux rotorique moyen $\bar{\mathbf{I}}_{mr}$. Dans ce référentiel on peut écrire le système d'équations permettant un contrôle vectoriel à flux rotorique moyen orienté et le contrôle du couple électromagnétique moyen et différentiel est déterminé par :

$$\bar{v}_{sd} = \bar{R}_{sr} \cdot \bar{i}_{sd} + \bar{L}_{\sigma s} \cdot \frac{d\bar{i}_{sd}}{dt} + \bar{E}_q \quad (3.13a)$$

$$\bar{v}_{sq} = \bar{R}_{sr} \cdot \bar{i}_{sq} + \bar{L}_{\sigma s} \cdot \frac{d\bar{i}_{sq}}{dt} + \bar{E}_d \quad (3.13b)$$

$$\bar{i}_{sd} = \bar{i}_{mrd} + \bar{T}_r \frac{d\bar{i}_{mrd}}{dt} + \bar{I}_q \quad (3.13c)$$

$$\bar{i}_{sq} = \bar{T}_r (\omega_a - \bar{\omega}_e) \bar{i}_{mrd} + \bar{I}_d \quad (3.13d)$$

$$\bar{\Gamma}_{em} = n_p \cdot \bar{L}_{mr} (\bar{i}_{mrd} \cdot \bar{i}_{sq} + \bar{\Delta i}_{mrd} \cdot \bar{\Delta i}_{sq} - \bar{\Delta i}_{mrd} \cdot \bar{\Delta i}_{sd}) \quad (3.13e)$$

$$\bar{\Delta\Gamma}_{em} = n_p \cdot \bar{L}_{mr} (\bar{i}_{mrd} \cdot \bar{\Delta i}_{sq} + \bar{\Delta i}_{mrd} \cdot \bar{i}_{sq} - \bar{\Delta i}_{mrd} \cdot \bar{i}_{sd}) \quad (3.13f)$$

Avec les termes de couplage en "tension" :

$$\begin{aligned}\bar{E}_q &= \bar{E}_q + \left(\bar{R}_{sr} - \frac{\bar{L}_{\sigma s} \cdot \bar{R}_{sr}}{\bar{L}_{\sigma s}} \right) \bar{i}_{sd} - \frac{\bar{L}_{\sigma s}}{\bar{L}_{\sigma s}} (\bar{E}_q - \bar{v}_{sd}) \\ \bar{E}_d &= \bar{E}_d + \left(\bar{R}_{sr} - \frac{\bar{L}_{\sigma s} \cdot \bar{R}_{sr}}{\bar{L}_{\sigma s}} \right) \bar{i}_{sq} - \frac{\bar{L}_{\sigma s}}{\bar{L}_{\sigma s}} (\bar{E}_d - \bar{v}_{sq})\end{aligned}$$

Les termes de couplage en "courant" :

$$\begin{aligned}\bar{I}_q &= \frac{\bar{T}_r}{\bar{T}_r} (\bar{i}_{sd} - \bar{i}_{mrd}) + \bar{T}_r \cdot \bar{\omega}_e \cdot \bar{i}_{mrq} \\ \bar{I}_d &= \frac{\bar{T}_r}{\bar{T}_r} (\bar{i}_{sq} - \bar{i}_{mrq}) - \bar{T}_r \cdot \bar{\omega}_e \cdot \bar{i}_{mrd}\end{aligned}$$

Et :

$$\begin{aligned}\bar{R}_{sr} &= \left(\bar{R}_{sr} - \frac{\bar{L}_{\sigma s} \cdot \bar{R}_{sr}}{\bar{L}_{\sigma s}} \right) \\ \bar{L}_{\sigma s} &= \left(\bar{L}_{\sigma s} - \frac{\bar{L}_{\sigma s}^2}{\bar{L}_{\sigma s}} \right) \\ \bar{T}_r &= \left(\bar{T}_r - \frac{\bar{T}_r^2}{\bar{T}_r} \right)\end{aligned}$$

Les équations 3.13 permettent le contrôle vectoriel à orientation du flux rotorique moyen de l'ensemble des deux moteurs, tout en garantissant le couple électromagnétique moyen :

$$\bar{i}_{sq}^* = \frac{\frac{\bar{\Gamma}_{em}^*}{n_p \cdot \bar{L}_{mr}} - \bar{i}_{mrd} \cdot \bar{i}_{sq} + \bar{i}_{mrq} \cdot \bar{i}_{sd}}{\bar{i}_{mrd}^*} \quad (3.14)$$

Il est donc possible de contrôler le couple moyen différentiel, soit au dépend de la régulation de flux à travers le courant statorique direct i_{sd} :

$$\bar{i}_{sd\Delta}^* = \frac{-\frac{\bar{\Delta\Gamma}_{em}^*}{n_p \cdot \bar{L}_{mr}} + \bar{i}_{mrd} \cdot \bar{i}_{sq} + \bar{i}_{mrd} \cdot \bar{i}_{sq}}{\bar{i}_{mrq}} \quad (3.15)$$

soit au dépend de la régulation du couple électromagnétique à travers le courant statorique en quadrature i_{sq} :

$$\bar{i}_{sq\Delta}^* = \frac{\frac{\bar{\Delta\Gamma}_{em}^*}{n_p \cdot \bar{L}_{mr}} + \bar{i}_{mrd} \cdot \bar{i}_{sq} - \bar{i}_{mrd} \cdot \bar{i}_{sq}}{\bar{i}_{mrd}} \quad (3.16)$$

Une distribution sur les deux axes, direct d et en quadrature q , de la régulation du couple moyen différentiel est aussi envisageable. Deux fonctions de transition pour chaque axe sont définies comme suit :

$$i_{sdref} = \left(\bar{i}_{sd}^* + \hat{I}_q - \bar{i}_{sd\Delta}^* \right) e^{-k_d |\bar{i}_{mrq}|} + \bar{i}_{sd\Delta}^* \quad (3.17)$$

$$i_{sqref} = \left(\bar{i}_{sq}^* + \hat{I}_d - \bar{i}_{sq\Delta}^* \right) e^{-k_q |\bar{i}_{mrd}|} + \bar{i}_{sq\Delta}^* \quad (3.18)$$

Il est à noter que la régulation du couple moyen différentiel ne peut se faire sur l'axe d ou l'axe q que si $\overline{\Delta i}_{mrq}$ ou $\overline{\Delta i}_{mrd}$ sont non nuls, i.e. seulement si il y a une déviation de comportement entre les deux moteurs. La contribution de chaque axe dans cette régulation est gérée par les coefficients k_d et k_q respectivement. La structure de la commande moyenne différentielle ainsi définie est présentée sur la figure 3.13. Des limitations sur $\overline{i^*}_{sd\Delta}$ et $\overline{i^*}_{sq\Delta}$ sont introduites pour exploiter qu'une partie des courants disponibles sur chaque axe pour la régulation du couple moyen différentiel.

Dans la suite de ce mémoire, l'étude de l'effet de l'action réalisée sur les axes d et q pour le contrôle du couple moyen différentiel est présentée. Afin de voir l'influence de la commande, il faut avoir une différence du couple de charge sur les deux moteurs. Cette différence provient dans le cas de la traction ferroviaire, d'une perte d'adhérence ou d'un broutement où il y a un report de masse d'un essieu à l'autre qui se produit à une fréquence de $5Hz$. Lors des simulations qui suivent, une perte d'adhérence du premier moteur (M1) est appliquée entre les instants $4s$ et $8s$. Le coefficient d'adhérence μ_1 est alors diminué de moitié.

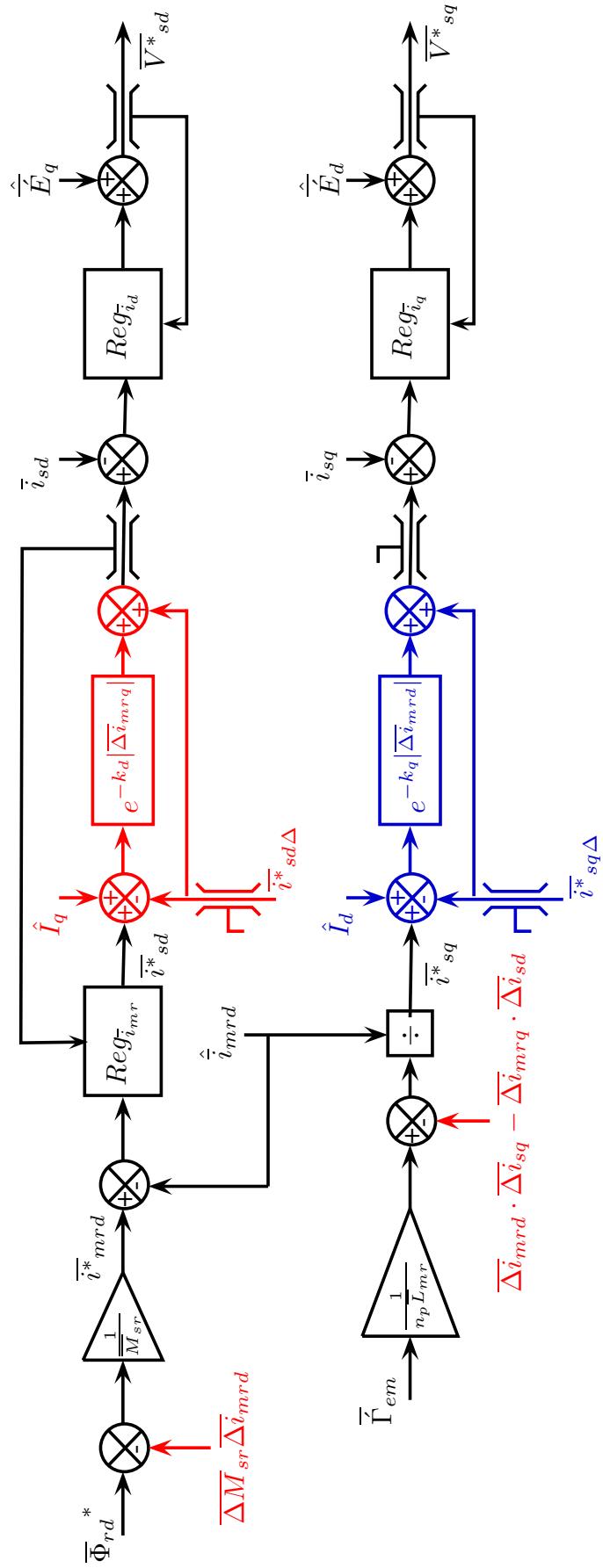


FIGURE 3.13 – Structure de la Commande Moyenne Différentielle - Actions sur les axes d et q

3.3.2.2 Contrôle du couple moyen différentiel sur l'axe d

Les résultats de simulation présentés sur la figure 3.14, correspondent au contrôle du couple moyen différentiel sur l'axe d au dépend de la régulation du flux rotorique ($k_d \neq 0$ et $k_q = 0$). Lors de la perte d'adhérence, les composantes \bar{I}_q , \bar{I}_d et $\bar{\Delta i}_{mrd} \cdot \bar{\Delta i}_{sq} - \bar{\Delta i}_{mrq} \cdot \bar{\Delta i}_{sd}$ (équations 3.13c, 3.13d et 3.13e) vont intervenir sur les axes d et q respectivement, ce qui modifient les références \bar{i}^*_{sq} et \bar{i}^*_{sq} . Ceci introduit une augmentation du flux des machines (fig. 3.14(a)), et une diminution de leurs courants i_{sq} . Le couple de $M1$ diminue alors suivant la réduction du couple de charge due à la perte d'adhérence. La différence de couple est alors maintenue durant l'affaiblissement du coefficient d'adhérence sur le premier essieu (fig. 3.14(c)). L'adhérence des roues des deux essieux (fig. 3.14(h)) est alors maintenue avec une décélération du train (fig. 3.14(g)) causée par une baisse de la force transmise sur l'essieu avec une faible adhérence. Cependant ceci augmente l'amplitude des oscillations de couple dues à la fréquence de découpage ($f_{dec} = 1kHz$). De plus des oscillations (fig. 3.14(e)) à basses fréquences f_{osc2} et f_{osc3} apparaissent aux alentours de $30Hz$ et $45Hz$ respectivement. Dans la figure 3.14(f) une comparaison est faite entre les densités spectrales du couple électromagnétique du moteur $M1$ dans la phase Sans Perte d'Adhérence (SPA) et avec perte d'adhérence pour différentes contributions du contrôle du couple moyen différentiel sur l'axe d ($k_d = 0, 0.003, 0.01$ et $kq = 0$).

L'augmentation de la contribution du contrôle du couple moyen différentiel sur l'axe d (fig. 3.14(d)) a pour effet :

- La diminution du flux rotorique et après la compensation du terme \bar{I}_q , l'action sur l'axe d introduit une baisse du flux des moteurs ;
- La Diminution des amplitudes des oscillations des couples moteurs de fréquences kf_{osc2} , kf_{osc3} , kf_{dec} , $kf_{dec} \pm lf_{osc2}$ et $kf_{dec} \pm lf_{osc3}$ (k et $l = 1, 2, 3..$)
- Les fréquences des oscillations f_{osc2} et f_{osc3} des couples moteurs augmentent.
- L'augmentation du glissement ν_1 de l'essieu entraîné par le moteur $M1$.

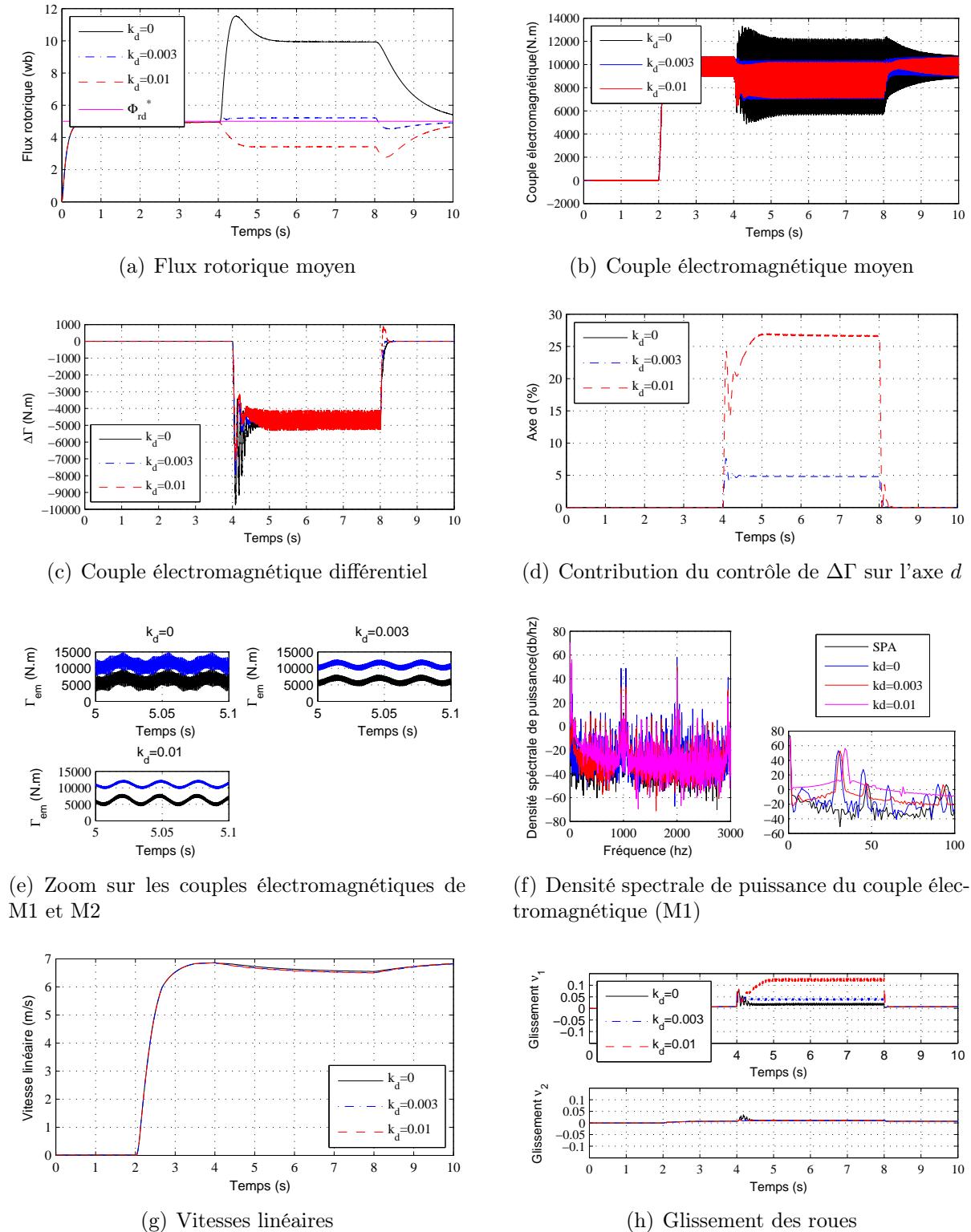
Dans ce cas, l'action sur l'axe d ne permet pas d'annuler où de réduire $\bar{\Delta \Gamma}_{em}$, et l'action sur cette axe doit être limitée pour ne pas démagnétiser les moteurs complètement.

3.3.2.3 Contrôle du couple moyen différentiel sur l'axe q

Le contrôle du couple moyen différentiel $\bar{\Delta \Gamma}_{em}$ sur l'axe q est réalisé au détriment de la régulation du couple moyen ($k_q \neq 0$ et $k_d = 0$). Les résultats de simulation pour différentes valeurs de k_q (0.5, 1 et 10) qui fixe la contribution du contrôle de $\bar{\Delta \Gamma}_{em}$ sur l'axe sont présentés sur la figure 3.15. En comparant au cas précédent, le $\bar{\Delta \Gamma}_{em}$ peut être totalement annulé (fig. 3.15(c)), et l'action sur la régulation du couple introduit une oscillation de couple additionnelle de fréquence f_{osc1} d'environ $5Hz$.

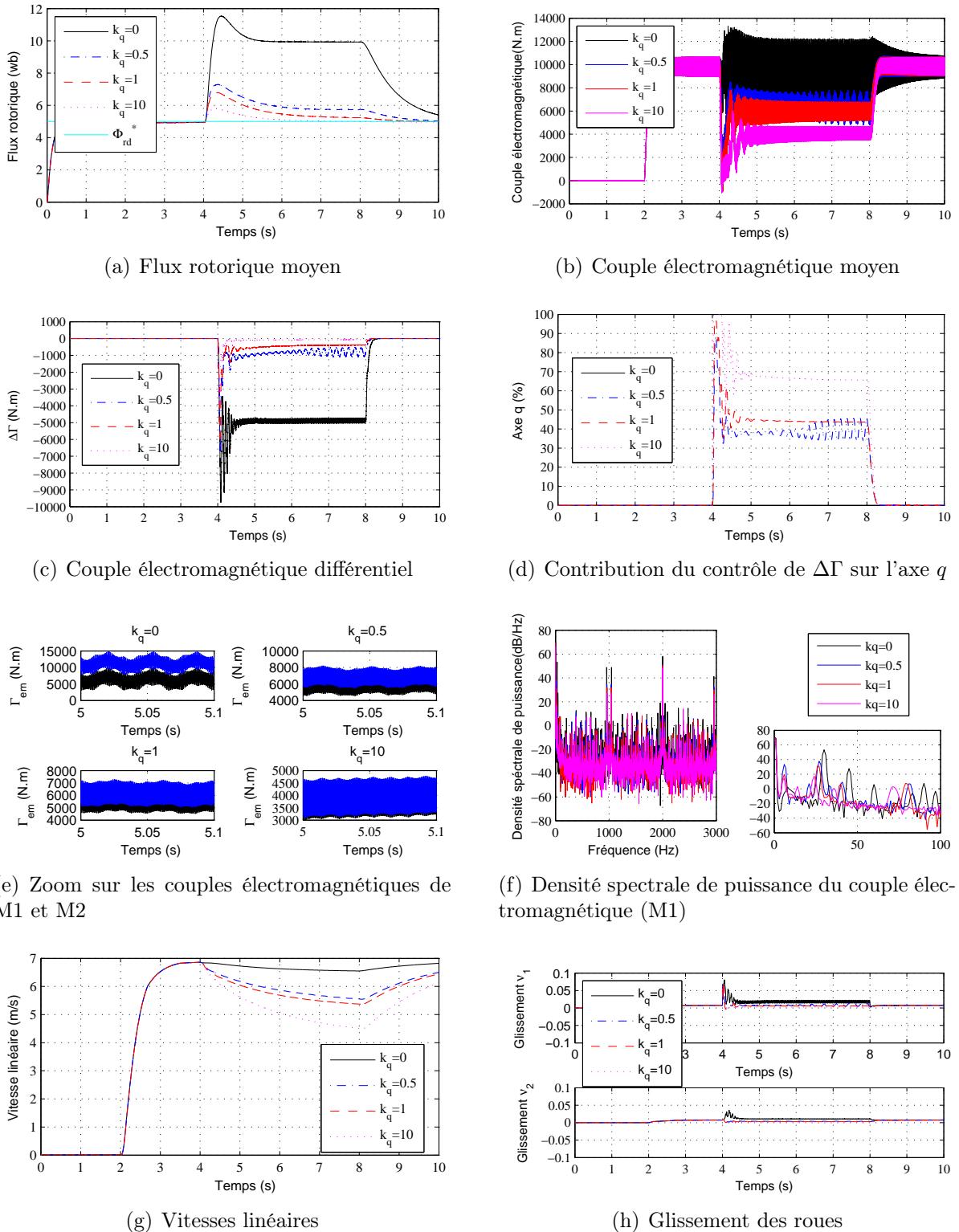
L'augmentation de la contribution du contrôle du couple moyen différentiel sur l'axe d (fig. 3.14(d)) a pour effet :

- La réduction de $\bar{\Delta \Gamma}_{em}$ jusqu'à son annulation.
- La diminution du flux rotorique jusqu'à sa valeur de référence en annulant le terme \bar{I}_q ;
- La diminution des amplitudes des oscillations des couples moteurs de fréquences kf_{osc1} , kf_{osc2} , kf_{osc3} , $kf_{dec} \pm lf_{osc2}$ et $kf_{dec} \pm lf_{osc3}$ (k et $l = 1, 2, 3..$)
- La réduction des fréquences des oscillations f_{osc2} et f_{osc3} .


 FIGURE 3.14 – Commande moyenne différentielle avec $kq = 0$

- La diminution des glissements ν_1 et ν_2 des roues des essieux entraînés par les moteurs $M1$ et $M2$.

Une fois le couple moyen différentiel $\bar{\Delta\Gamma}_{em}$ annulé, chacun des deux moteurs développe le couple maximal transmissible sur l'essieu de faible adhérence. Une augmentation addi-


 FIGURE 3.15 – Commande moyenne différentielle avec $kd = 0$

tionnelle de k_q va alors diminuer plus le couple moyen ce qui amènera une plus grande décélération du train (fig. 3.15(g)), i.e. une dégradation des performances de la traction.

3.3.2.4 Contrôle du couple moyen différentiel sur les deux axes d et q

Dans les résultats présentés précédemment, le contrôle du couple moyen différentiel $\Delta\bar{\Gamma}_{em}$ s'est fait soit sur l'axe d au détriment de la régulation du flux rotorique moyen, soit sur l'axe q au détriment de la régulation du couple moyen. L'autre possibilité qui peut être exploitée est la régulation du $\Delta\bar{\Gamma}_{em}$ à travers l'action réalisée simultanément sur les deux axes ($k_d \neq 0$ et $k_q \neq 0$). Les résultats de simulation présentés sur la figure 3.16, permettent de comparer le comportement du système pour $k_d = 0.003$ (pour annuler la surmagnétisation), et pour les différentes valeurs de k_q . Comme dans le cas précédent, une augmentation de k_q diminue fortement l'amplitude des oscillations du couple. L'oscillation basse fréquence la plus dominante lors de l'introduction du contrôle de $\Delta\bar{\Gamma}_{em}$ sur l'axe q est $f_{osc1} = 5Hz$ alors qu'elle est de $f_{osc2} = 30Hz$ lorsque le contrôle ne se fait que sur l'axe d . Lors du contrôle de $\Delta\bar{\Gamma}_{em}$ sur l'axe q uniquement, les deux oscillations de fréquences f_{osc1} et f_{osc2} sont présentes sur les couples moteurs Γ_{em1} et Γ_{em2} .

3.3.2.5 Récapitulatif des différentes possibilités de la commande CMD

Pour comparer les trois solutions de commande du couple moyen différentiel, on définit le paramètre m qui donne le rapport de l'amplitude des oscillations du couple par rapport à sa valeur moyenne :

$$m = \frac{\Gamma_{max} - \Gamma_{min}}{\Gamma_{max} + \Gamma_{min}} \quad (3.19)$$

Les résultats sont donnés sur la figure 3.17 permettent de conclure que :

- Dans le cas d'une action sur l'axe d , la différence des couples entre les deux moteurs $M1$ et $M2$ est maintenue. L'augmentation de la contribution du contrôle de $\Delta\bar{\Gamma}_{em}$ diminue l'amplitude des oscillations (fig. 3.17(a)) ;
- L'action sur l'axe q , permet d'annuler $\Delta\bar{\Gamma}_{em}$ et de réduire considérablement l'amplitude des oscillations (fig. 3.17(b)) ;
- L'action sur l'axe d et q simultanément, permet d'annuler $\Delta\bar{\Gamma}_{em}$ et de réduire encore plus l'amplitude des oscillations (fig. 3.17(c)).

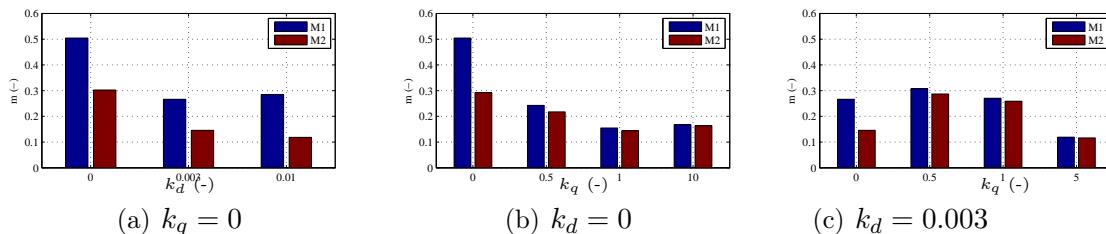
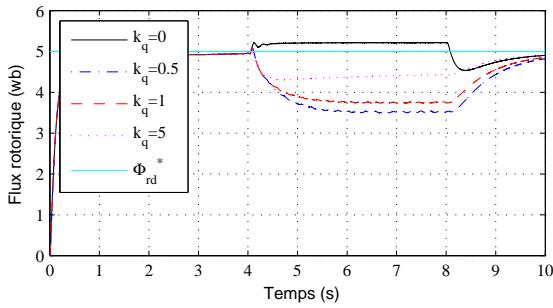


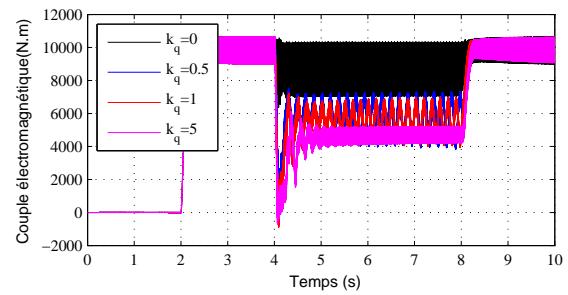
FIGURE 3.17 – Comparaison des amplitudes des oscillations

3.3.2.6 Utilisation de la commande CMD comme stratégie d'anti-patinage

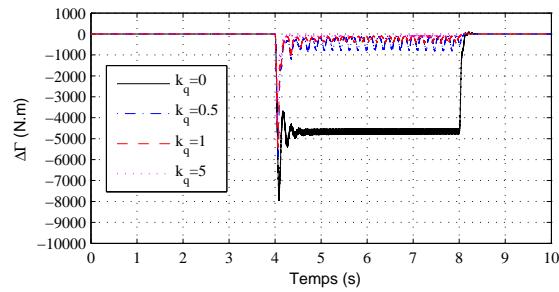
L'intérêt de pouvoir annuler la différence de couple entre les deux moteurs est de rendre la commande robuste vis-à-vis d'une éventuelle perte d'adhérence des deux essieux. Effectivement, si l'état du rail change sur une grande distance, les deux essieux peuvent



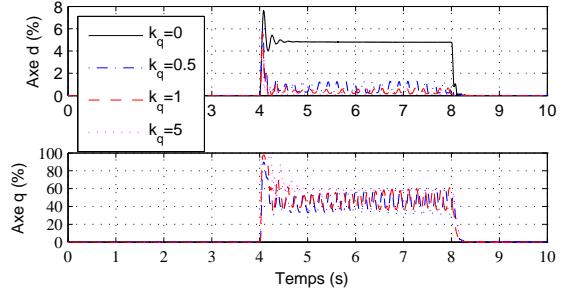
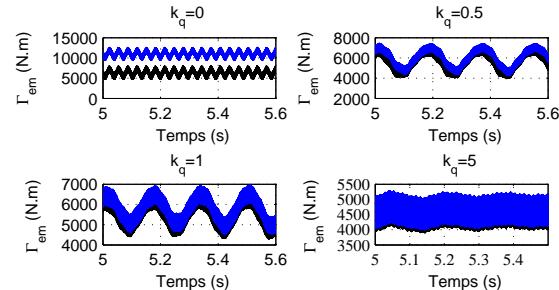
(a) Flux rotorique moyen



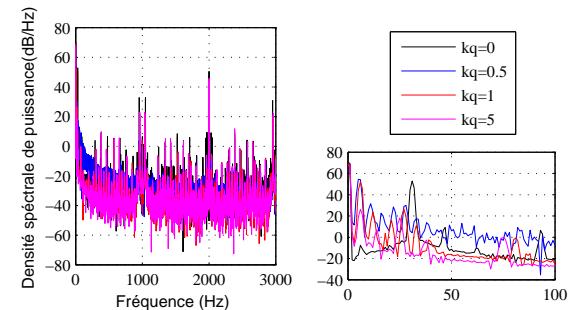
(b) Couple électromagnétique moyen



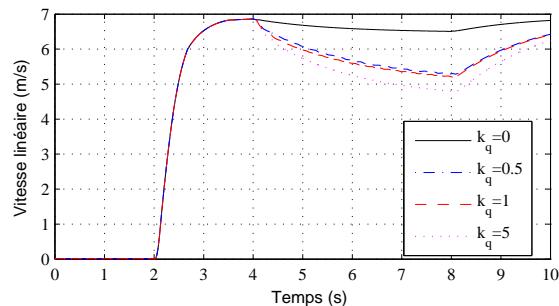
(c) Couple électromagnétique différentiel


 (d) Contribution du contrôle de $\Delta\Gamma$ sur l'axe d et q


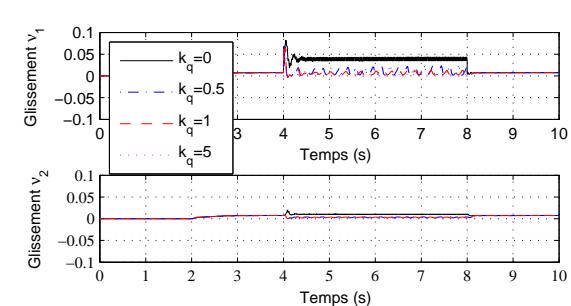
(e) Zoom sur les couples électromagnétiques de M1 et M2



(f) Densité spectrale de puissance du couple électromagnétique (M1)



(g) Vitesses linéaires



(h) Glissement des roues

 FIGURE 3.16 – Commande moyenne différentielle avec $kd = 0.003$

être affectés en même temps. Avec le contrôle du couple différentiel sur les deux axes (d, q), une légère différence de l'état du rail entre le moment où le premier essieu passe et le moment où le second essieu passe suffit pour maintenir l'adhérence des deux essieux.

Les résultats de simulation 3.18, montre le comportement du système lors d'une perte

d'adhérente de l'essieu 1 entre $4 - 7s$ avec $\mu_{max1} = 0.2$ et l'essieu 2 entre les instants $5 - 8s$ avec $\mu_{max2} = 0.25$. Une adaptation des coefficients k_d et k_q est alors nécessaire, pour diminuer (ou maintenir) l'amplitude des oscillations des couples électromagnétiques (fig. 3.19).

Comparativement à la stratégie basée sur la CME vue précédemment, la CMD ne nécessite pas la connaissance de l'axe en perte d'adhérence et reste utilisable comme stratégie d'anti-patinage lorsque les deux essieux sont en patinage simultanément. Il suffit d'avoir un faible couple différentiel entre les deux moteurs. Lors d'un broutement (9–10s), la commande CMD en annulant la différence de couple entre les moteurs, introduit de fortes oscillations ($m = 0.72$) et un abaissement du couple moyen transmis d'environ 36% du couple maximal transmissible.

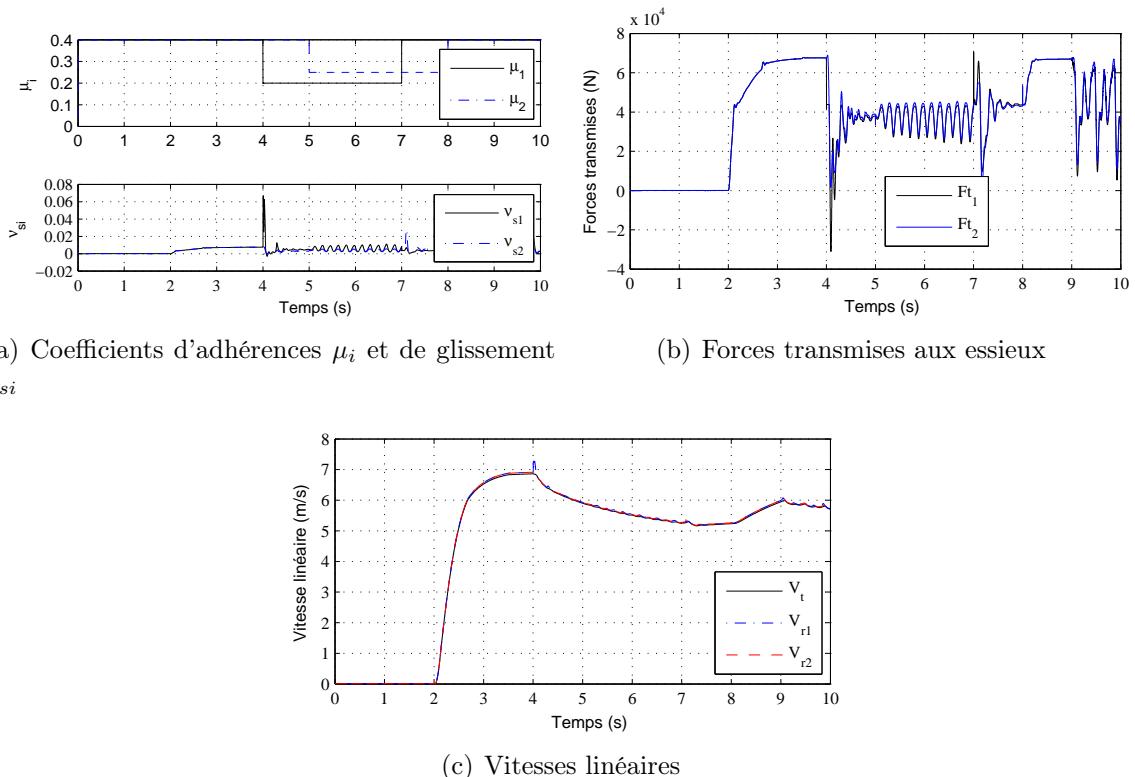


FIGURE 3.18 – Commande CMD ($kd = 0.003$, $kq = 2$) : Grandes mécaniques

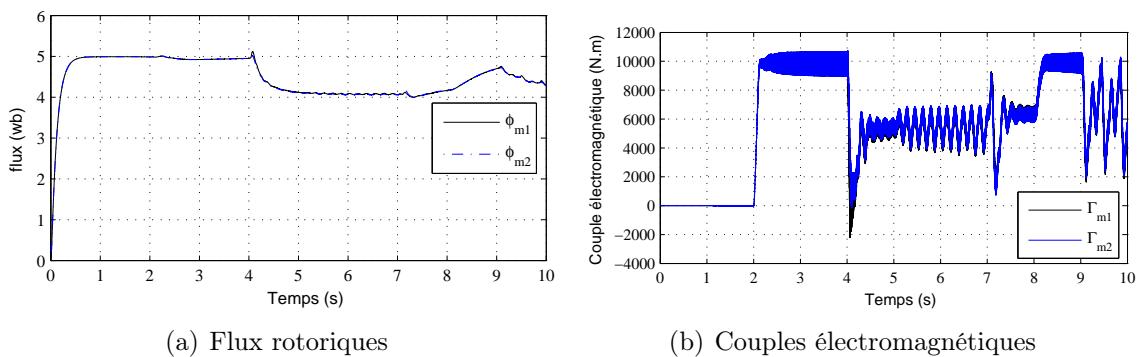


FIGURE 3.19 – Commande CMD ($kd = 0.003$, $kq = 2$) : Grandes moteurs

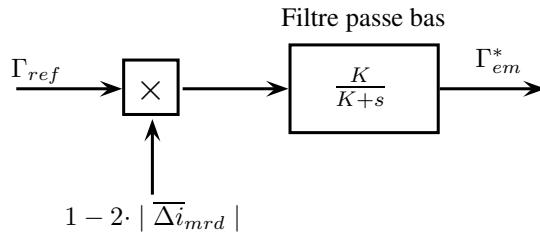


FIGURE 3.20 – Adaptation du couple de référence

Pour améliorer cette commande, il faut donc agir directement sur le couple de référence Γ_{em}^* . Il est à noter que le courant magnétisant différentiel sur l'axe d (Δi_{mrd}) donne une estimation fidèle du changement de l'état du rail lorsque $k_q = 1$. Ainsi, Δi_{mrd} peut être utilisé pour adapter le couple de référence (fig. 3.20). Ce couple de référence est donné par l'expression suivante :

$$\Gamma_{em}^* = (1 - 2 \cdot \overline{\Delta i}_{mrd}) \cdot \Gamma_{ref} \quad (3.20)$$

Les résultats de simulation de la commande CMD avec une adaptation du couple de référence et où une perte d'adhérence des deux essieux se produit simultanément (avec $\mu_{max1} = 0.2$ et $\mu_{max2} = 0.205$ entre les instants 4 – 8s) sont présentés sur les figures 3.21 et 3.22. Nous constatons qu'avec l'adaptation de la référence du couple Γ_{em}^* , les oscillations sont annulées lors de la perte d'adhérence et fortement réduites lors du broutement (9 – 10s).

3.4 Commande de système multi-convertisseur/multi-machine asynchrone

Dans la commande du système mono-onduleur/bimachine asynchrone, la notion de machine virtuelle apparaît pour répondre à la contrainte imposée par le couplage électrique introduit par la mise en parallèle des moteurs de traction sur une source de tension (Onduleur de tension). Cela permet de mettre en évidence un certain nombre de commandes qui apportent des solutions aux problèmes des perturbations mécaniques en prenant en compte le couplage mécanique existant entre les moteurs.

On se propose alors d'exploiter la notion de virtualité sur le système bionduleur/bimachine asynchrone. Ainsi, comme présenté sur la figure 3.23, nous supposons qu'on a un onduleur virtuel. Cela est obtenu en imposant aux deux onduleurs les mêmes ordres de commande. Ainsi nous obtenons une architecture correspondant à un système mono-onduleur/bimachine. En plus de la possibilité de commander chaque moteur indépendamment de l'autre, les différentes commandes, CMS, CME et CMD peuvent être utilisées pour répondre aux problèmes liés aux perturbations mécaniques telles que la perte d'adhérence ou broutement.

Cette méthodologie peut alors être étendue à la commande d'un système multi-convertisseur/multi-machine asynchrone d'une traction ferroviaire répartie dont le synoptique est présenté sur la figure 3.24(a). En prenant une unité de traction, on a un système composé de trois (3) sous systèmes monoconvertisseurs/multi-machines. En appliquant la méthodologie de la virtualité aux moteurs alimentés par chaque onduleur, on arrive à avoir

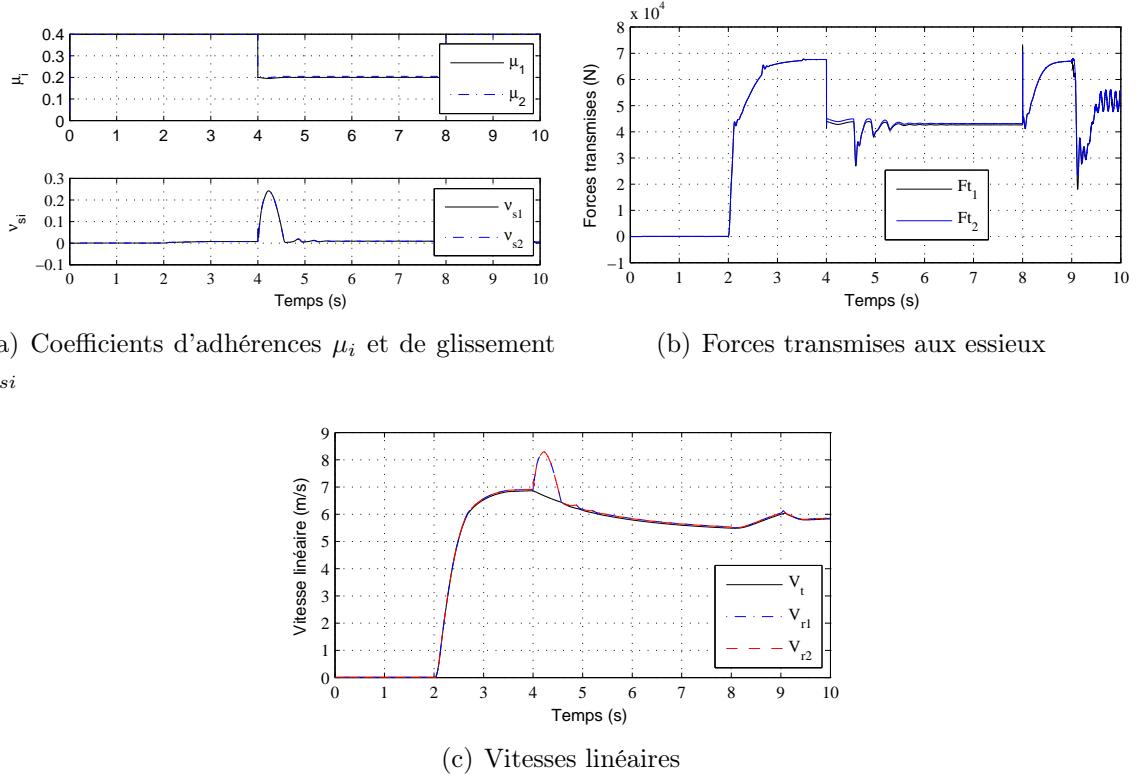


FIGURE 3.21 – Commande CMD ($kd = 0.003$, $kq = 1$) avec adaptation de Γ_{em}^* : Grandeur mécaniques

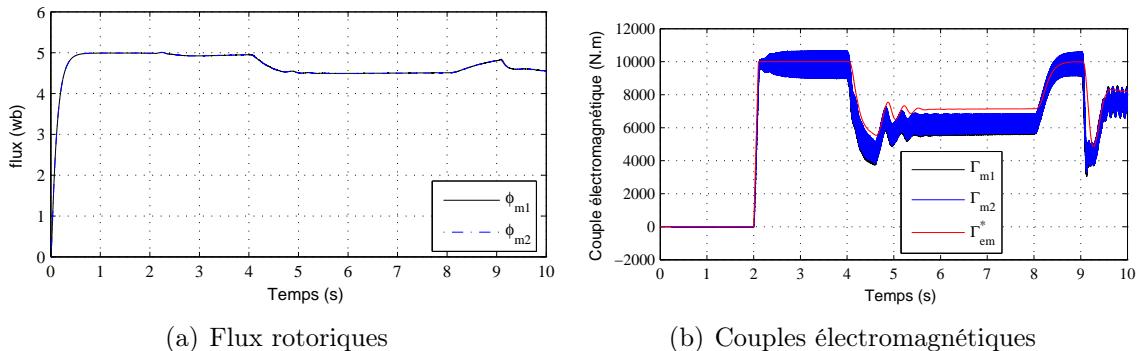


FIGURE 3.22 – Commande CMD ($kd = 0.003$, $kq = 1$) avec adaptation de Γ_{em}^* : Grandeur moteurs

un système composé de trois (3) sous systèmes mono-onduleurs/monomachines virtuels (fig. 3.24(b)). Le principe appliqué sur les onduleurs permet alors de passer d'un système multi-onduleur/multi-machine à un système mono-onduleur/monomachine virtuel (fig. 3.24(b)). Le principe peut se généraliser sur les deux unités de traction mais il faut prendre en considération toutes les contraintes qui seront introduites par les filtres d'entrée et de l'étage d'adaptation de la tension caténaire à la tension des bus DC qui dépend du type d'alimentation. Plusieurs structures de commande peuvent alors être exploitées pour la commande de l'ensemble de la traction.

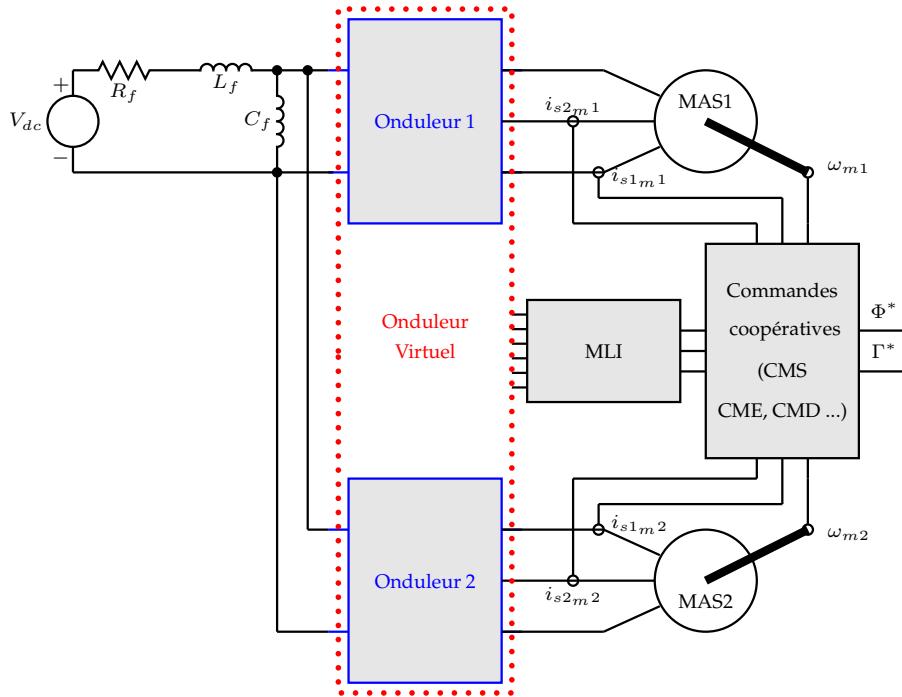


FIGURE 3.23 – Architecture monoconvertisseur virtuel/bimachine asynchrone

3.5 Conclusion

L'étude de différentes commandes possibles pour un système mono-onduleur/bi-machine asynchrone, a introduit la notion de virtualité des moteurs qui a été étendue à la virtualisation des onduleurs dans le cas d'un système bionduleur/bimachine asynchrone. Les différentes commandes sont alors généralisables pour un système multi-convertisseur/multi-machine asynchrone.

Par rapport aux commandes existantes [Pen 02, Kel 94, Kel 95], une nouvelle stratégie de commande CMD a été envisagée, en introduisant la possibilité du contrôle du couple différentiel entre les moteurs. Cela permet d'appliquer cette commande dans le cas du patinage de l'un où des deux essieux. Une étude plus approfondie doit être menée pour mettre en œuvre un algorithme qui permet d'adapter les coefficients k_d et k_q de la commande pour, d'une part réduire les oscillations qui peuvent être introduites lors d'une perte d'adhérence, et d'autre part pour permettre de transmettre la force maximale admissible. Cette commande reste contraignante lors de perturbations mécaniques autre que la perte d'adhérence, d'où la nécessité d'introduire une reconfiguration des différentes structures de commande pour améliorer le comportement dans les régimes transitoires des moteurs. Il faut ajouter que la stratégie CMD reste peu robuste vis-à-vis d'une forte dispersion paramétrique entre les moteurs. Comme on peut l'apercevoir dans la synthèse de la commande, une identification des paramètres en temps réel est nécessaire pour obtenir un moteur virtuel qui prend en compte cette dispersion paramétrique entre les moteurs réels.

Dans le chapitre suivant, l'étude des reconfigurations de commande est présentée. Nous étudions également le problème de la perte de capteurs mécaniques et l'exploitation de la redondance analytique et structurelle introduite dans une traction répartie.

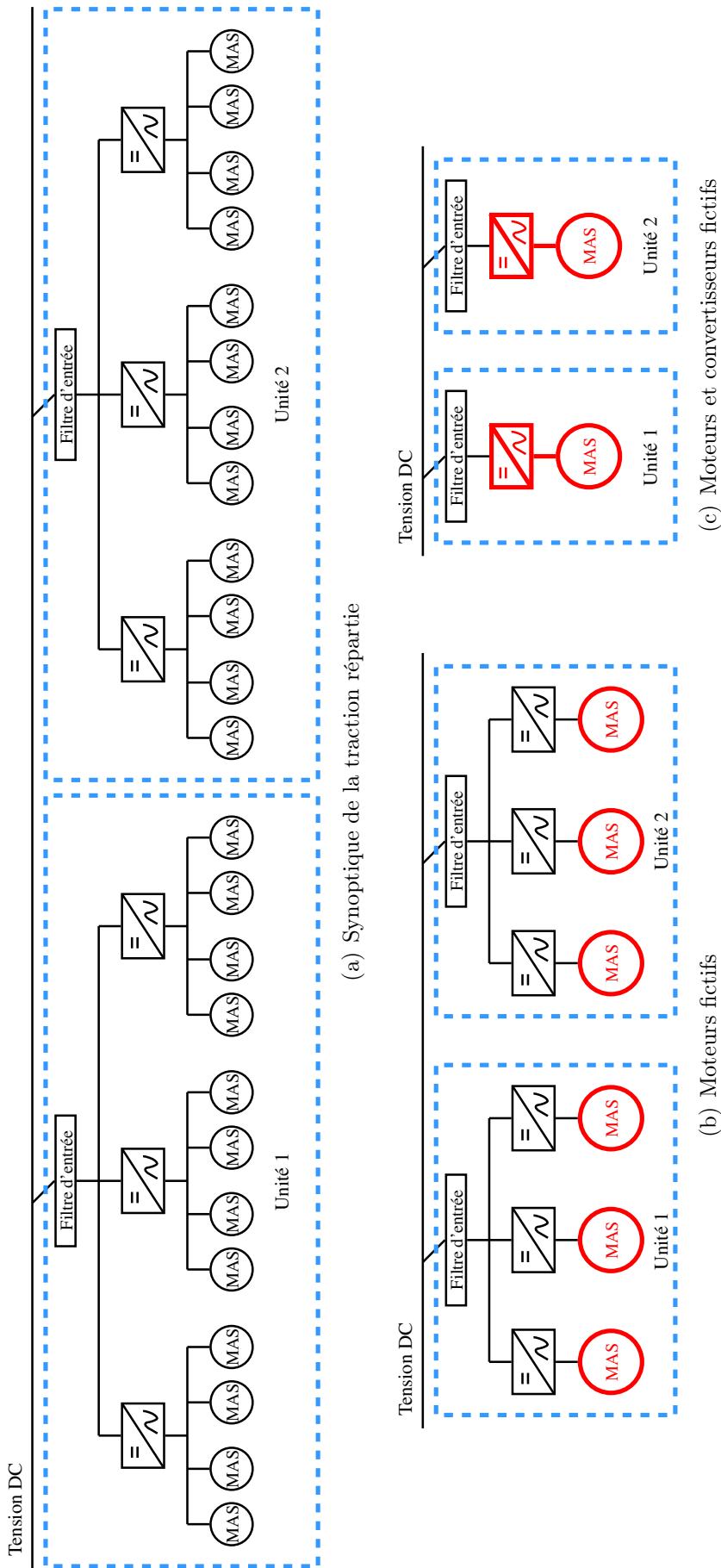


FIGURE 3.24 – Commande de système multi-convertisseur/multi-machine asynchrone

Chapitre 4

Continuité de service d'une chaîne de traction répartie

4.1 Introduction

Ce chapitre est dédié à la problématique de la continuité de service d'une chaîne de traction répartie. Les solutions apportées se basent sur les degrés de liberté disponibles dans un tel système. Dans le cas de perturbations externes, les différentes structures de commande possibles seront mises à contribution pour assurer le bon fonctionnement du système. La tolérance aux défauts de capteur mécanique des stratégies adoptées sera abordée, d'une part par l'introduction de commande sans capteur (redondance analytique) et d'autre part par l'introduction de la redondance structurelle qu'offre naturellement la traction répartie (redondance structurelle naturelle). Quant à l'introduction de commutation de structures de commande, une analyse lors des différentes commutations sera faite sur un banc d'essais pour vérifier la faisabilité et prendre en considération les différentes contraintes qu'on n'aurait pas prises en simulation. Cela avant de concevoir un organe décisionnel qui apportera les adaptations, les changements de commandes et voire d'observateurs nécessaires pour maintenir le bon fonctionnement du système.

4.2 La reconfiguration de commandes d'un système bionduleur/bimachine asynchrone

Dans le chapitre précédent, l'analyse du comportement d'un système de traction biconvertisseur/bimachine asynchrone avec les différentes commandes proposées en présence de perturbations mécaniques (perte d'adhérence et broutement) a permis de mettre en évidence la nécessité d'adapter la commande du système pour améliorer son comportement et assurer la continuité de son service.

Ce paragraphe se focalise sur l'analyse du comportement du système lors de la reconfiguration d'une commande à une autre. Essentiellement, nous examinerons la transition d'une commande individuelle (CI) à une commande coopérative (CME, CMS, CMD) qui permet de passer d'un système bionduleur/bimachine à un système mononduleur/bimachine virtuel. Afin de prendre en considération l'influence de la dispersion des paramètres des différents éléments d'un tel système sur la reconfiguration, les essais sont faits sur le banc expérimental composé de deux moteurs asynchrones alimentés par deux onduleurs mis en parallèles sur un bus continu. Les moteurs sont chargés par deux

autres moteurs asynchrones alimentés par des variateurs industriels. Ce banc expérimental [Ach 12] sera présenté plus en détail dans le chapitre suivant.

Lors des essais qui suivent, le démarrage des moteurs se fait en Commande Individuelle en imposant un couple de charge identique de type $\Gamma_c = P \cdot \frac{\Omega_{m2}}{\Omega_n}$. Où Ω_{m2} et Ω_n sont respectivement la vitesse du moteur $M2$ et sa vitesse nominale, et P représente la puissance imposée. A l'instant $t = 30s$, la reconfiguration vers l'une des commandes coopératives est faite.

4.2.1 Reconfiguration de la Commande Individuelle à la commande Maître Esclave $CI \rightarrow CME$

Lors de la reconfiguration de la Commande Individuelle à la commande Maître Esclave $CI - CME_{m1}$, le moteur $M1$ pris comme esclave subira un changement d'alimentation brusque pour s'adapter à la commande imposée par le moteur maître $M2$. Comme on peut le voir sur les résultats expérimentaux présentés sur la figure 4.1, lors de la commutation, le moteur esclave passe par un fort régime transitoire qui dure environ $200ms$. Les courants sont fortement affectés, ainsi que le flux rotorique, le couple électromagnétique et la vitesse de rotation. Le moteur maître étant commandé, il est peu affecté.

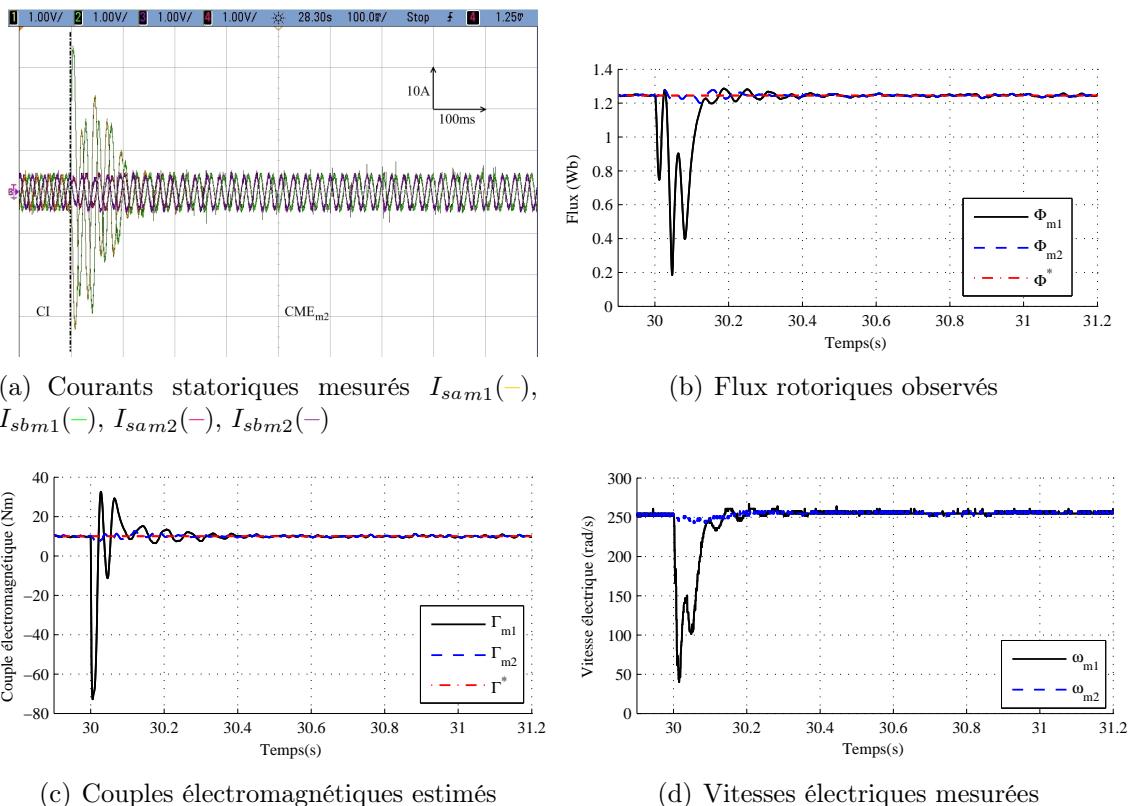


FIGURE 4.1 – Reconfiguration de la Commande Individuelle CI à la commande Maître Esclave CME_{m1}

4.2.2 Reconfiguration de la Commande Individuelle à la Commande Moyenne Simple $CI \rightarrow CMS$

Dans le cas d'une reconfiguration de la Commande Individuelle à la Commande Moyenne Simple $CI - CMS$, les deux moteurs vont être affectés à cause de l'adaptation de leur alimentation qui va correspondre à une alimentation d'un moteur moyen virtuel. Les résultats de cette reconfiguration réalisée sur le banc expérimental sont présentés sur la figure 4.2. On peut constater que le régime transitoire est deux fois moins important que dans une commutation $CI - CME$ en intensité de courant et dure environ $400ms$, i.e. deux fois plus longtemps que la reconfiguration précédente. Ceci peut s'expliquer par la répartition de l'adaptation sur les deux sous-systèmes mono-onduleur/monomoteur qui doivent converger vers un système mono-onduleur/monomoteur moyen.

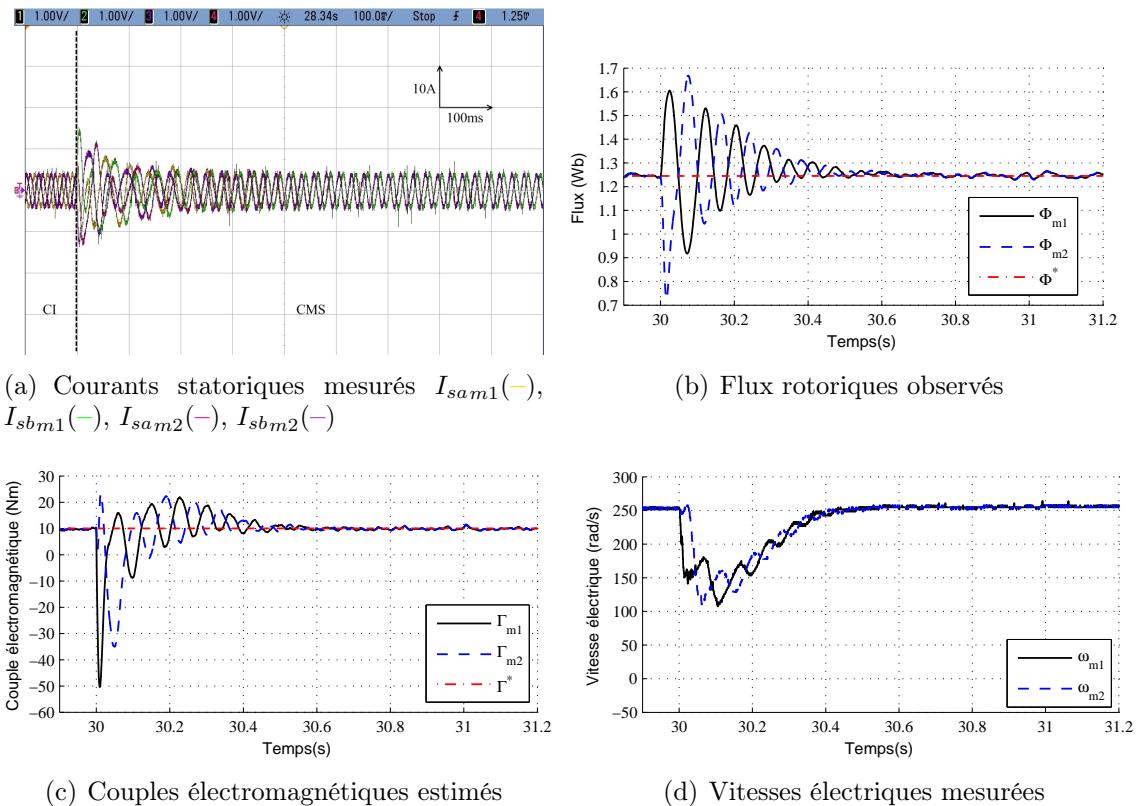


FIGURE 4.2 – Reconfiguration de la Commande Individuelle CI à la Commande Moyenne Simple CMS

4.2.3 Reconfiguration de la Commande Individuelle à la Commande Moyenne Différentielle $CI \rightarrow CMD$

Pendant la reconfiguration de la Commande Individuelle à la Commande Moyenne Différentielle $CI - CMD$, en plus de la convergence des deux sous-systèmes mono-onduleur/monomoteur vers un système mono-onduleur/monomoteur moyen, l'action de la commande intervient pour réduire les déviations entre les deux moteurs en annulant le couple moyen différentiel. Des résultats de l'essai effectué pour cette reconfiguration $CI \rightarrow CMD$ sont présentés sur la figure 4.3. On voit que l'action de la commande pour annuler les déviations entre les deux moteurs induit un régime transitoire plus important que les deux cas précédents et qui dure environ $800ms$. Cette reconfiguration n'est donc pas favorable pour ce système, le transitoire étant trop important.

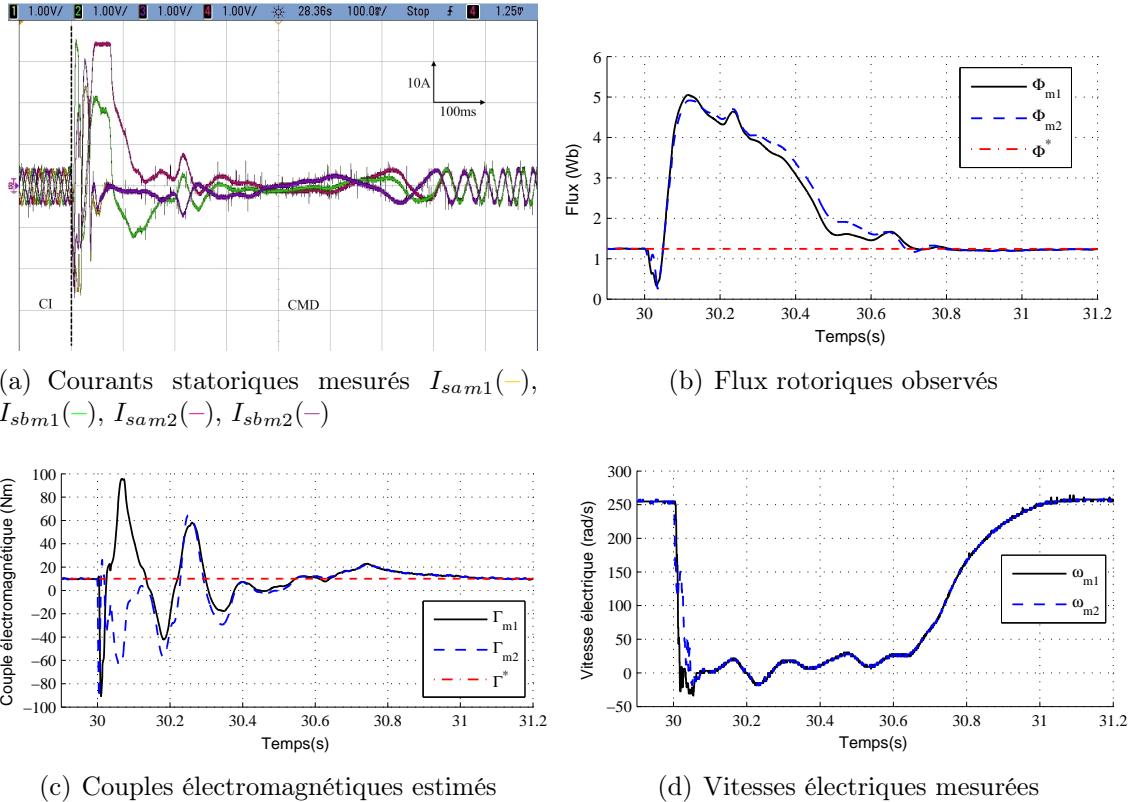


FIGURE 4.3 – Reconfiguration de la Commande Individuelle CI à la Commande Moyenne Différentielle CMD à $t = 30s$

4.2.4 Stratégie proposée pour la Reconfiguration de commande d'un système bionduleur/bimachine à un système mono-onduleur/bimachine virtuel

Lors de la reconfiguration de la Commande Individuelle vers une commande coopérative pour un système bionduleur/bimachine, où les deux moteurs sont chargés par des charges identiques indépendantes, le régime transitoire est principalement dû au déphasage des courants et tensions d'alimentations des moteurs. Ce déphasage peut être causé par une perturbation sur l'un des moteurs. Dans les essais effectués précédemment, le déphasage est essentiellement causé lors de la phase de démarrage (fig. 4.4) par les frottements secs et visqueux qui ne sont pas identiques pour les deux moteurs.

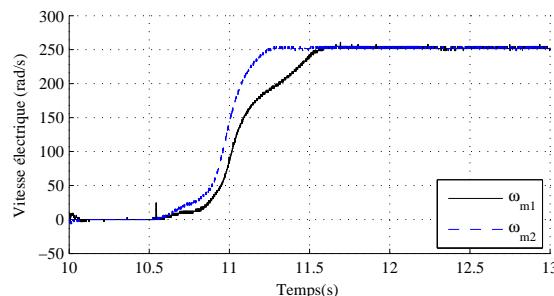


FIGURE 4.4 – Vitesses des moteurs en phase de démarrage avec la Commande Individuelle (CI)

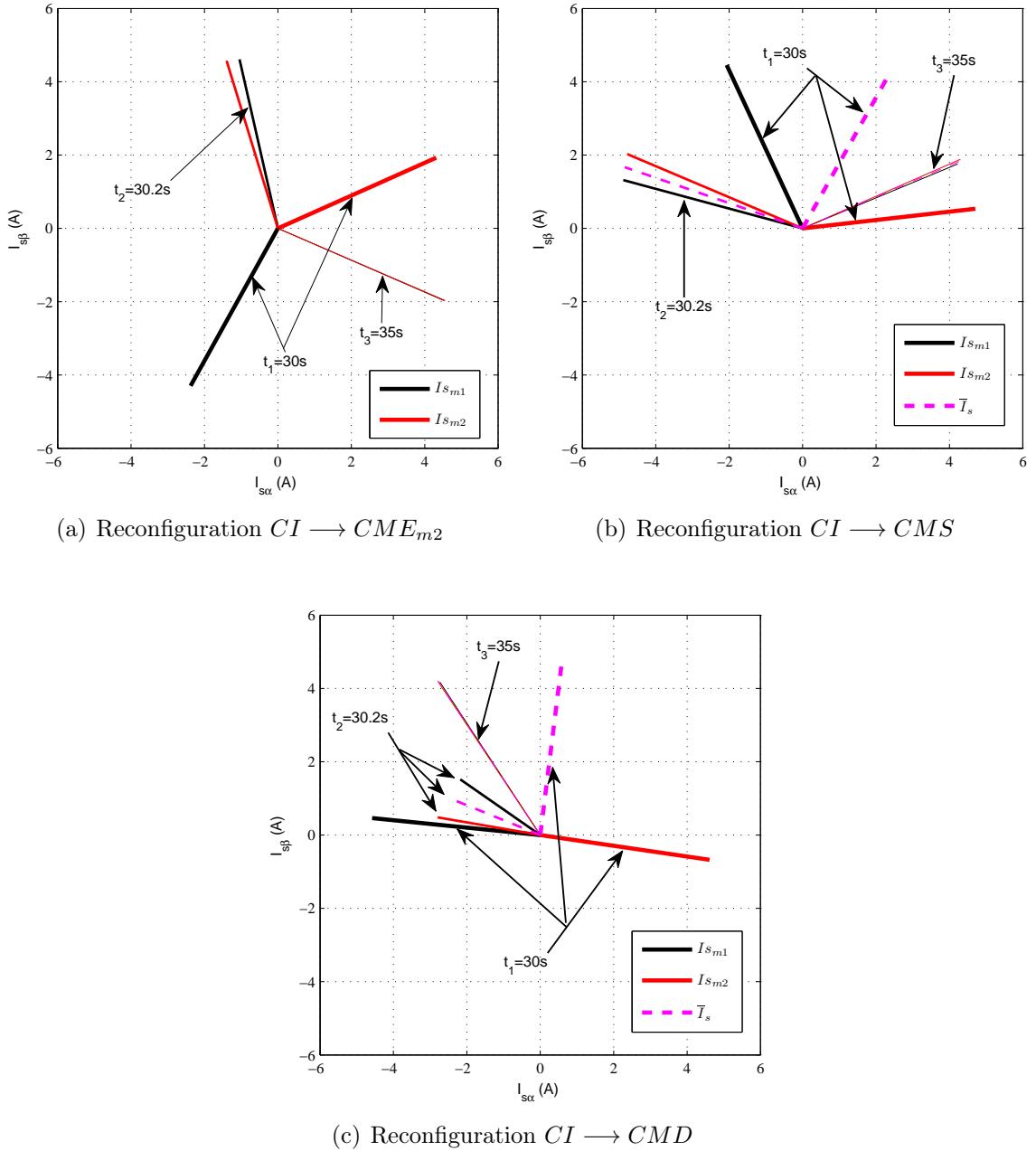


FIGURE 4.5 – Courants statoriques dans le repère (α, β) à différents instants ($t_1 = 30s$, $t_2 = 30.2s$ et $t_3 = 35s$) lors de la commutation de commandes

Ainsi, à partir des vecteurs courants statoriques \mathbf{I}_s des deux moteurs (fig. 4.5) définis dans le repère (α, β) aux différents instants ($t_1 = 30s$ juste avant la commutation, $t_2 = 30.2s$ et $t_3 = 35s$), on voit que les angles avec lesquels les repères (d, q) des moteurs doivent s'adaptés dépendront du type de reconfiguration. Dans le cas de la reconfiguration :

- $CI \rightarrow CME$ (fig. 4.5(a)), le repère du moteur esclave M1 doit se mettre en phase avec celui du moteur maître $M2$ ($\Delta\theta_a = 142.7^\circ$). Le déphasage que doit récupérer le moteur esclave peut être alors très important et peut entraîner un fort régime transitoire de ce moteur ;
- $CI \rightarrow CMS$ (fig. 4.5(b)), les repères des deux moteurs (d_1, q_1) et (d_2, q_2) doivent se

mettre en phase avec le repère (d, q) moyen. Le déphasage est alors devisé par deux ($\Delta\theta_a = 52.12^\circ$). Certes, les deux moteurs vont être affectés lors de la commutation mais le régime transitoire sera moins important qu'une commutation $CI \rightarrow CME$, dans les mêmes conditions de déphasage ;

- $CI \rightarrow CMD$ (fig. 4.5(c)), on se retrouve dans les mêmes conditions qu'avec une reconfiguration $CI \rightarrow CMS$ au niveau du déphasage ($\Delta\theta_a = 90.43^\circ$), i.e. l'évolution des repères des deux moteurs vers le repère moyen. L'action de la commande pour annuler les déviations des référentiels entre les deux moteurs amplifie le régime transitoire.

Comme le déphasage entre les grandeurs des différents moteurs ne peut pas être annulé avec une Commande Individuelle, on propose d'introduire la reconfiguration $CI \rightarrow CMS$ comme une commutation "tampon" pour atténuer le régime transitoire. Ainsi, les reconfigurations $CI - CMS - CME$, $CI - CMS - CMD$ se feront plus en douceur que des reconfigurations directes $CI - CME$, $CI - CMD$. Les résultats de l'essai présentés sur la figure 4.6, montrent qu'en passant par la reconfiguration $CI - CMS$ pendant 400ms, la reconfiguration à la CMD influe très peu sur le régime transitoire.

4.3 Continuité de service d'une traction répartie

Dans cette section, nous allons entreprendre la conception d'un organe décisionnel qui permettra de maintenir la continuité de service d'une chaîne de traction répartie. Le système qu'on cherche à concevoir, se basera sur un système de surveillance du comportement du système, i.e. la détection des comportements singuliers du système et le diagnostic des anomalies. A partir des informations transmises par la partie de surveillance, l'organe décisionnel aura pour tâches d'appliquer le traitement nécessaire pour contenir la défaillance ou la perturbation qu'affecte le système afin de permettre la poursuite de la mission du système et/ou d'améliorer son comportement.

Le synoptique d'un tel système de contrôle tolérant aux fautes est présenté sur la figure 4.7. On trouve deux fonctions élémentaires [NIE 97, GEN 07, Zha 08], à savoir :

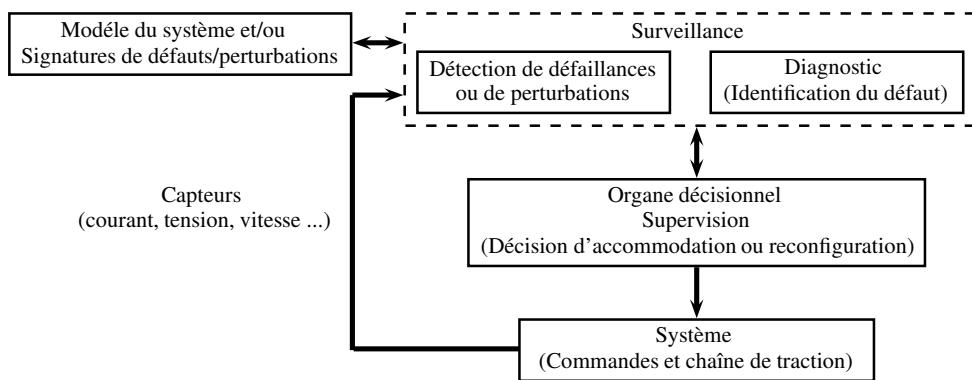


FIGURE 4.7 – Synoptique d'un système de contrôle tolérant aux fautes

La surveillance qui a pour rôle :

- La détection : C'est la détection de déviation du système de son comportement nominal. Pour cela, on doit analyser le comportement du système global dans les conditions nominales de fonctionnement et chercher des indicateurs caractéristiques.

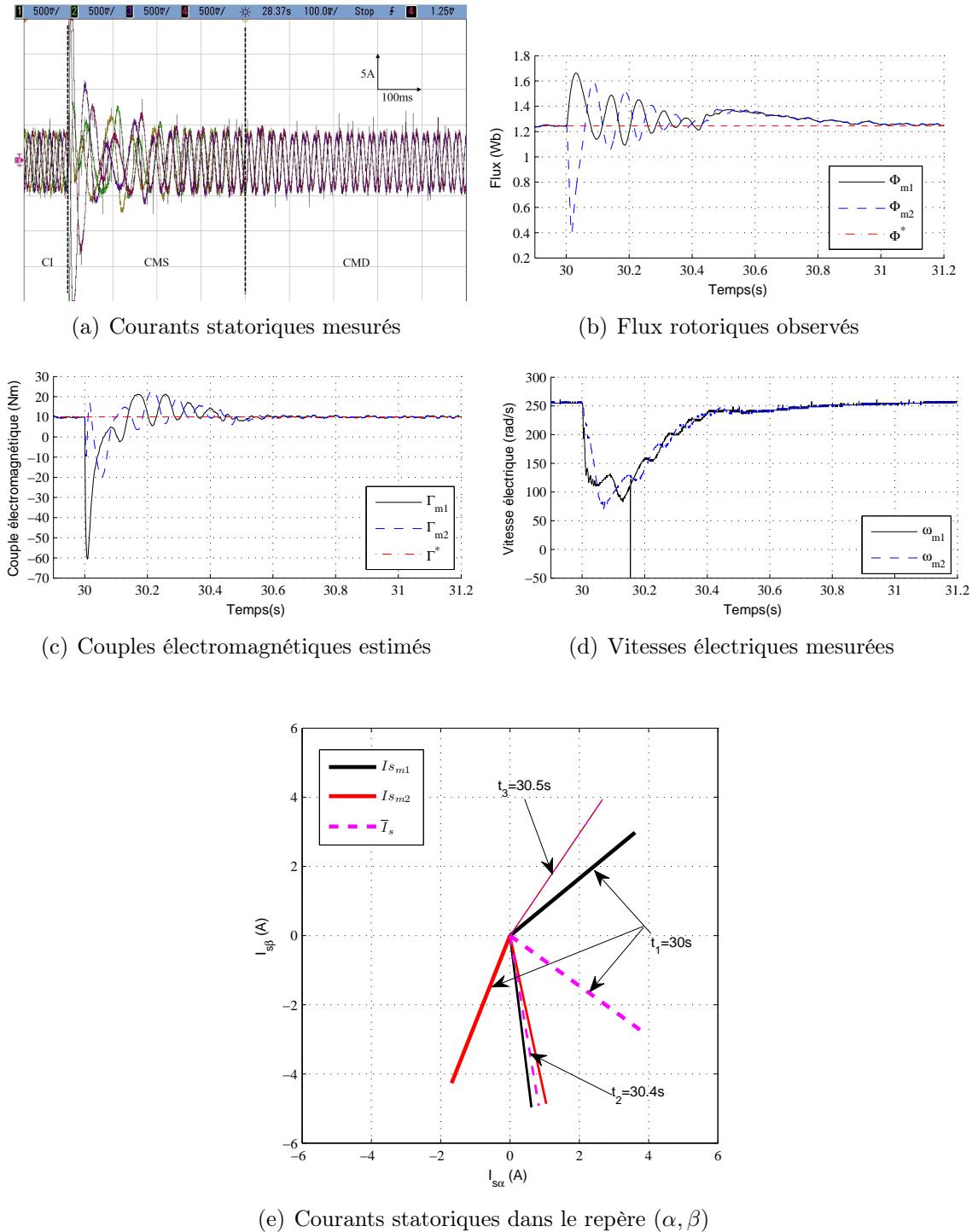


FIGURE 4.6 – Commutation de la Commande Individuelle à la Commande Moyenne Différentielle avec la stratégie *CI – CMS – CMD*

- Le diagnostic : C'est la recherche de la causalité liant le symptôme, la défaillance et son origine. Donc, on doit rechercher des indicateurs caractérisant les différentes perturbations ou défaillances possibles.

La détection et le diagnostic peuvent se basés sur différentes approches :

- Approche basée sur le modèle du système.

- Approche basée sur les signatures de défaillances : chaque défaillance est caractérisée par une signature, et les méthodes de détection se rapprochent alors de celles utilisées dans la détection d'intrusion de virus dans les systèmes informatiques.
- Approche basée sur des outils statistiques.

La supervision qui a pour rôle :

- la décision : On détermine l'état que doit atteindre le système pour continuer le fonctionnement soit en mode nominal ou dégradé.
- L'adaptation ou Reconfiguration : On choisit la séquence d'action à réaliser. L'adaptation consiste à modifier des paramètres ou la structure de la commande. La reconfiguration consiste en plus de l'adaptation, à prévoir aussi la modification de la structure du procédé, par exemple soit par redondance matérielle ou analytique.

Dans notre travail, on s'est limité à la partie supervision où compensations et reconfigurations des algorithmes et structures de commandes sont gérées par un organe décisionnel. Dans un premier temps, on s'intéressera à la reconfiguration de structures de commande qu'offre une chaîne de traction répartie afin de maintenir le bon fonctionnement du système dans le cas de perturbations externes telles que la perte d'adhérence, broutement ou décollement du pantographe. Dans une seconde phase, on s'intéressera à l'exploitation de la redondance structurelle d'un tel système dans le cas d'une perte de capteur. Nous ne nous intéressons pas à la détection et identification d'une anomalie, cette phase pourra être exploitée dans la poursuite de cette étude.

4.3.1 Reconfiguration de structure de commande

4.3.1.1 L'organe décisionnel

L'organe décisionnel, dont la structure est présentée sur la figure 4.8 et qui a fait l'objet d'un article [Ach 10], se comporte comme une machine d'états qui permet de faire les adaptations et les changements nécessaires, i.e. l'adaptation de référence ($\Delta\Gamma_{m1}^*$, $\Delta\Gamma_{m2}^*$), le changement de structure de commandes (C^{de}), la sélection de l'information capteurs (Ω_{c1} , Ω_{c2}) et/ou d'observateurs (Obs_{m1} , Obs_{m2}), suivant l'état du système. p , b , c sont les indicateurs transmis par les détecteurs de perte d'adhérence, de broutement, de décollement du pantographe et de perte de capteur respectivement.

4.3.1.2 Diagramme d'états

Afin de clarifier notre démarche concernant le système à commander, nous nous limitons aux perturbations externes suivantes : perte d'adhérence, décollement du pantographe et broutement. Le système possède alors six (6) états distincts. Pour faciliter l'étude, un diagramme d'états est construit. On suppose d'une part que les détections des événements "anomalies" sont asynchrones, ce qui permet de simplifier les conditions de transition d'un état à l'autre. D'autre part, nous retiendrons des états éclatés correspondant à chaque perturbation. Ce diagramme d'états éclatés est représenté sur la figure 4.9. Les correspondances des états et des actions appliquées sont formulées dans le tableau 4.1. Les actions d'initialisation correspondent à l'initialisation du système, les actions d'entrée correspondent aux actions effectuées lors de l'activation d'un état et les actions de sortie à celles appliquées lors de la désactivation d'un état. Le choix de ces différentes actions vient

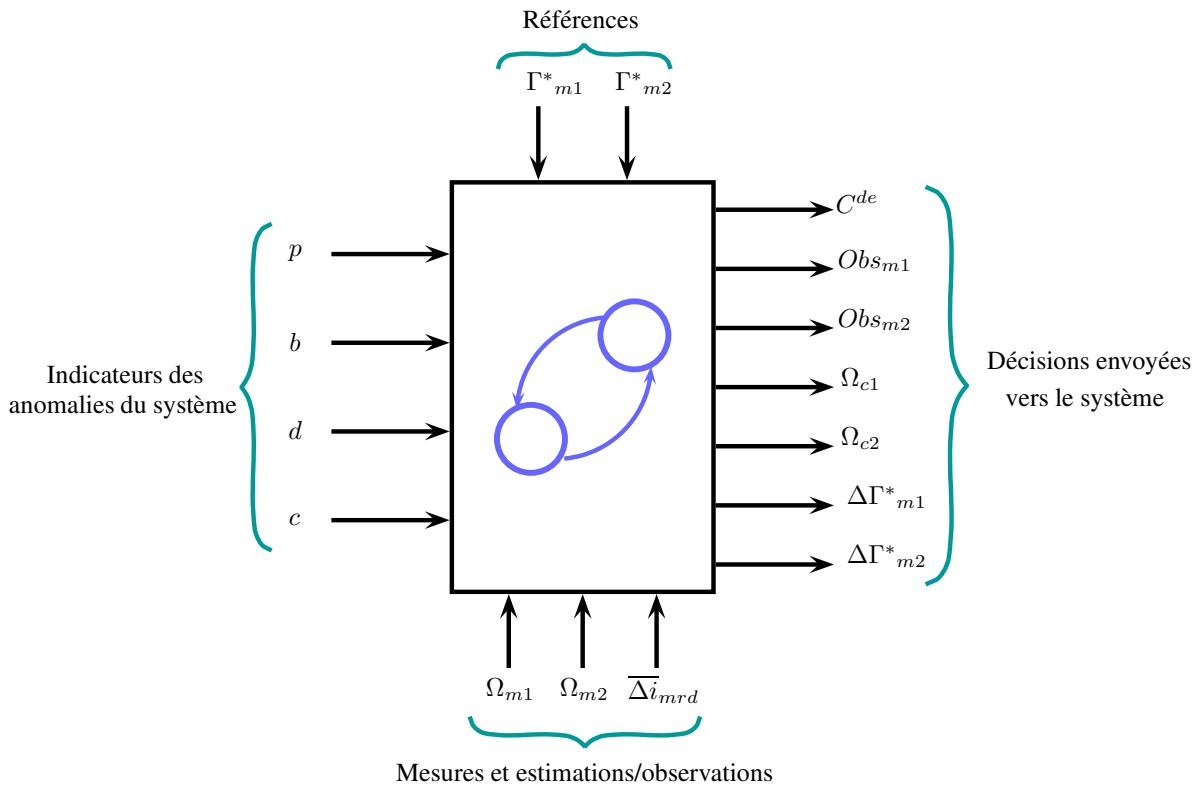


FIGURE 4.8 – L'organe décisionnel

des études effectuées et présentées précédemment. Ces actions doivent alors satisfaire le plus possible les points suivants :

- Assurer la continuité de service ;
- Maintenir la stabilité et assurer la meilleure performance possible du système en régimes transitoire et permanent, que ce soit en mode nominal ou dégradé ;
- Atténuer l'impact des retards de détections des perturbations et des fausses alarmes.

La correspondance des conditions de transition est donnée sur la table 4.2, elle donne les conditions possibles et l'état futur correspondant aux différentes transitions. Il est aussi à noter que l'organe décisionnel prend en compte le cas d'apparition d'une autre perturbation lorsque le système est déjà dans un état dégradé, la gestion se fait alors selon la priorité de la perturbation et avec laquelle la stratégie choisie permet de maintenir au mieux le bon fonctionnement du système. L'ordre de priorité choisi est ainsi par ordre décroissant : Décollement du pantographe, perte d'adhérence d'un essieu, la perte d'adhérence des deux essieux et puis broutement. Comme exemple, on prend le cas de la perte d'adhérence des deux moteurs $M1$ et $M2$ (fig. 4.10), dans cet état la seule perturbation prioritaire qu'il faut prendre en considération est le décollement du pantographe. La stratégie choisie dans ce cas qui consiste à réduire le couple de référence permet d'influer aussi sur la perte d'adhérence.

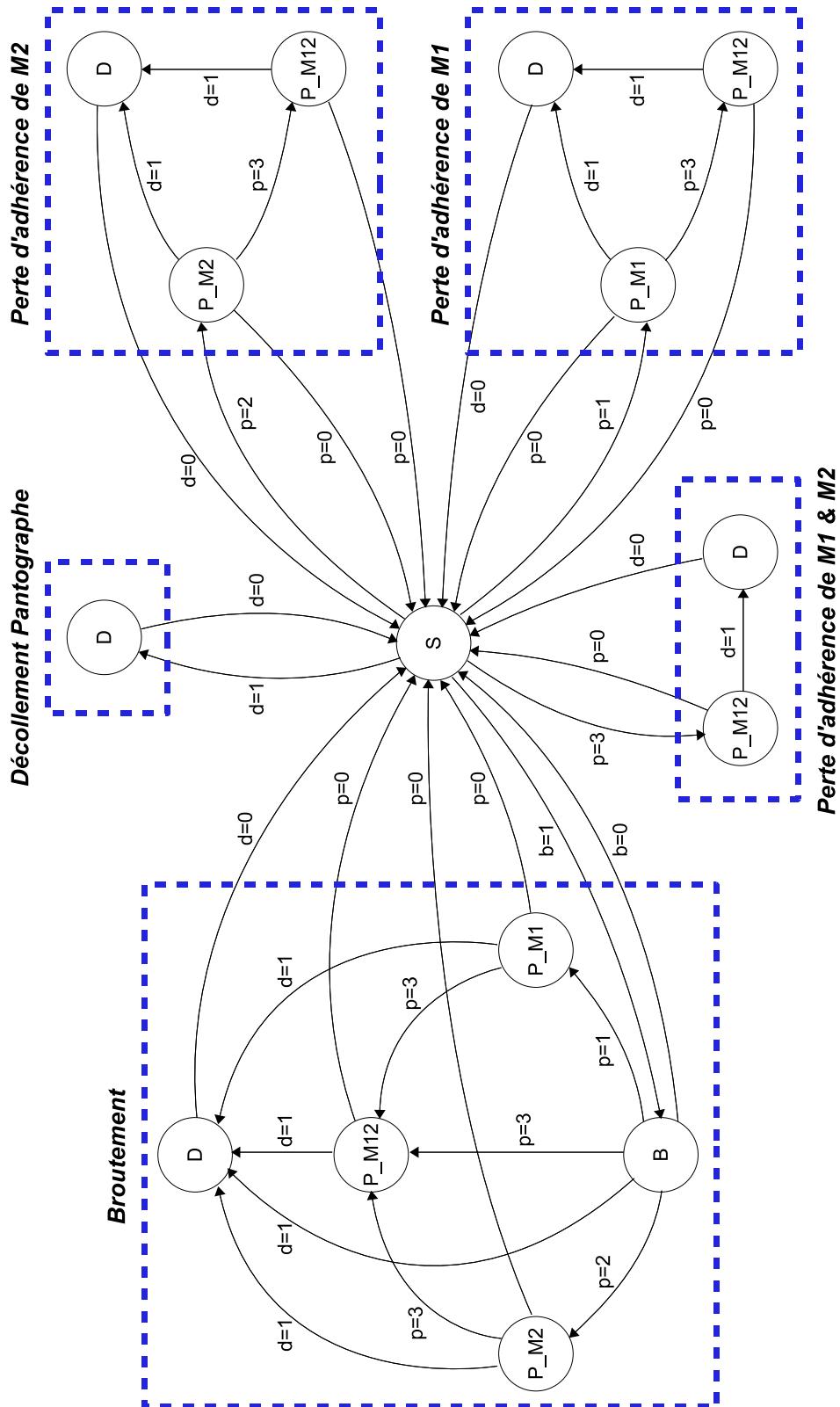


FIGURE 4.9 – Diagramme d'états éclatés

Etats	Correspondance	Actions d'initialisation	Actions d'entrée	Actions de sortie
S	Etat initial	$C^{de} = CMS$ $\Delta\Gamma_{m1}^* = 0$ $\Delta\Gamma_{m2}^* = 0$		
B	Broutement		$C^{de} = CI$	$C^{de} = CMS$
P_M1	Perte d'adhérence de M1		$C^{de} = CMD$ et/ou $\Delta\Gamma_{m1}^* = 2 \cdot \bar{\Delta i}_{mrd} \cdot \Gamma_{m1}^*$	$C^{de} = CMS$ et/ou $\Delta\Gamma_{m1}^* = 0$
P_M2	Perte d'adhérence de M2		$C^{de} = CMD$ et/ou $\Delta\Gamma_{m2}^* = 2 \cdot \bar{\Delta i}_{mrd} \cdot \Gamma_{m2}^*$	$C^{de} = CMS$ et/ou $\Delta\Gamma_{m2}^* = 0$
P_M12	Perte d'adhérence de M1 et M2		$\Delta\Gamma_{m1}^* = 2 \cdot \bar{\Delta i}_{mrd} \cdot \Gamma_{m1}^*$ $\Delta\Gamma_{m2}^* = 2 \cdot \bar{\Delta i}_{mrd} \cdot \Gamma_{m2}^*$	$C^{de} = CMS$ et/ou $\Delta\Gamma_{m1}^* = 0$ $\Delta\Gamma_{m2}^* = 0$
D	Décollement du pantographe		$C^{de} = CI$ $\Delta\Gamma_{m1}^* = \Gamma_{m1}^*$ $\Delta\Gamma_{m2}^* = \Gamma_{m2}^*$	$C^{de} = CMS$ $\Delta\Gamma_{m1}^* = 0$ $\Delta\Gamma_{m2}^* = 0$

Tableau 4.1 – Actions de l'organe décisionnel

Condition	Etat futur
$d = 0$	Etat initial S
$d = 1$	Décollement du pantographe D
$p = 0$	Etat initial S
$p = 1$	Perte d'adhérence P_M1
$p = 2$	Perte d'adhérence P_M2
$p = 3$	Perte d'adhérence P_M12
$b = 0$	Etat initial S
$b = 1$	Broutement B

Tableau 4.2 – Correspondance des transitions

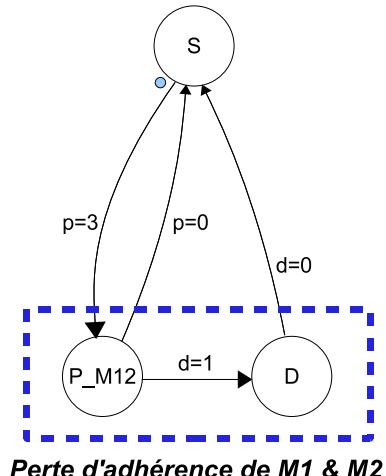


FIGURE 4.10 – Diagramme d'états pour la perte d'adhérence des deux moteurs

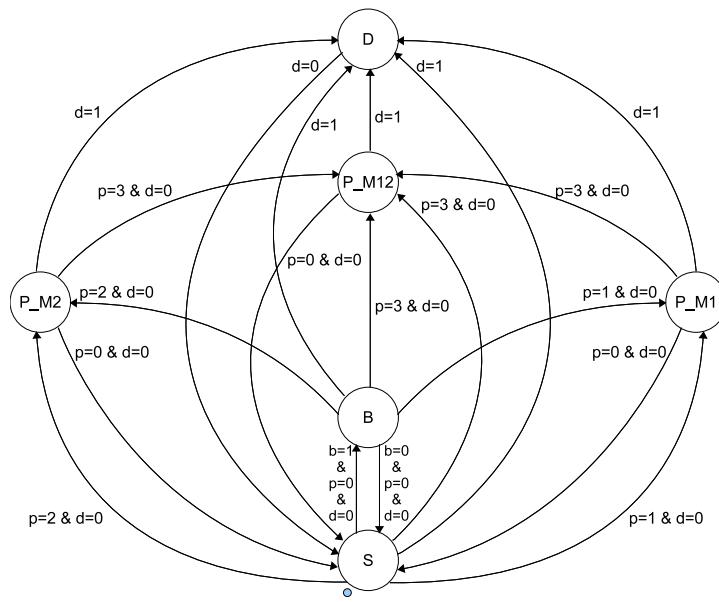


FIGURE 4.11 – Diagramme d'états avec conditions sur les transitions

Le diagramme d'états donné sur la figure 4.11 présente la même machine d'états représentée précédemment (fig. 4.9) mais avec des conditions sur les transitions qui permettent de fusionner les états identiques. Dans ce cas, les détections des perturbations peuvent être synchrones. Une autre méthode qui peut être utilisée pour la fusion des états identiques sans modifier les transitions, consiste à ajouter un niveau de priorité qui peut être utilisé pour choisir l'état dans lequel le système va se rendre lorsqu'on a plusieurs conditions de transitions satisfaites à la sortie d'un état, ceci en se basant sur le degré de sévérité de la défaillance.

4.3.1.3 Interaction de l'organe décisionnel avec la chaîne de traction

Dans ce qui suit, nous allons étudier les interactions entre la chaîne de traction électrique asynchrone et l'organe décisionnel. Dans un premier temps, on applique une seule perturbation à la fois pour voir les changements effectués et le comportement du système. Pour cela, on applique une série de perturbations présentée sur le chronogramme suivant (fig. 4.12) :

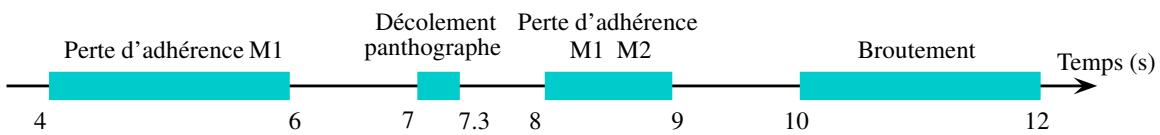


FIGURE 4.12 – Chronogramme des perturbations appliquées

Pour prendre en considération les délais et les retards éventuels des détections, des retards de 50ms pour la détection de la perte d'adhérence et de 100ms pour sa reprise sont appliqués. Pour le broutement, un délai plus important (environ 200ms) est appliqué d'une part pour la non sévérité de la perturbation sur le comportement global du système, et d'autre part pour la méthode de détection utilisée qui sera éventuellement basée sur une analyse spectrale des signaux vu la caractéristique de cette perturbation. Quant au décollement du pantographe, on se base sur une détection de seuil de la tension du bus DC.

Les changements de structure de commande effectués pour ce cas d'étude sont présentés sur le chronogramme de la figure 4.13. Les réponses du système sont données dans les figures 4.14 et 4.15. Malgré les différentes perturbations subies par le système, les changements de commandes et l'adaptation du couple de référence (fig. 4.14(b)) effectués ont permis de maintenir le fonctionnement du système en mode dégradé et ce, en assurant l'adhérence des essieux moteurs (fig. 4.15(a)), en atténuant l'à-coups du couple (fig. 4.14(b)) lors du recollement du pantographe qui aurait provoqué une perte totale d'adhérence des essieux moteurs, et en atténuant les oscillations de couple moteurs lors du broutement en passant à une commande individuelle des moteurs.

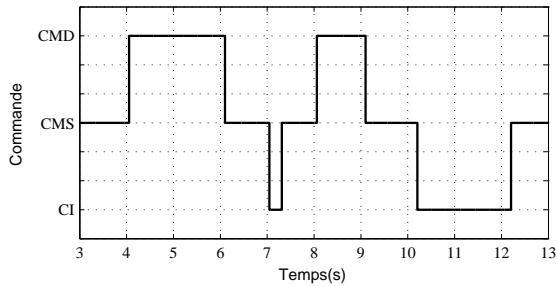


FIGURE 4.13 – Chronogramme de l'état de l'organe décisionnel et du changement de commandes appliquées

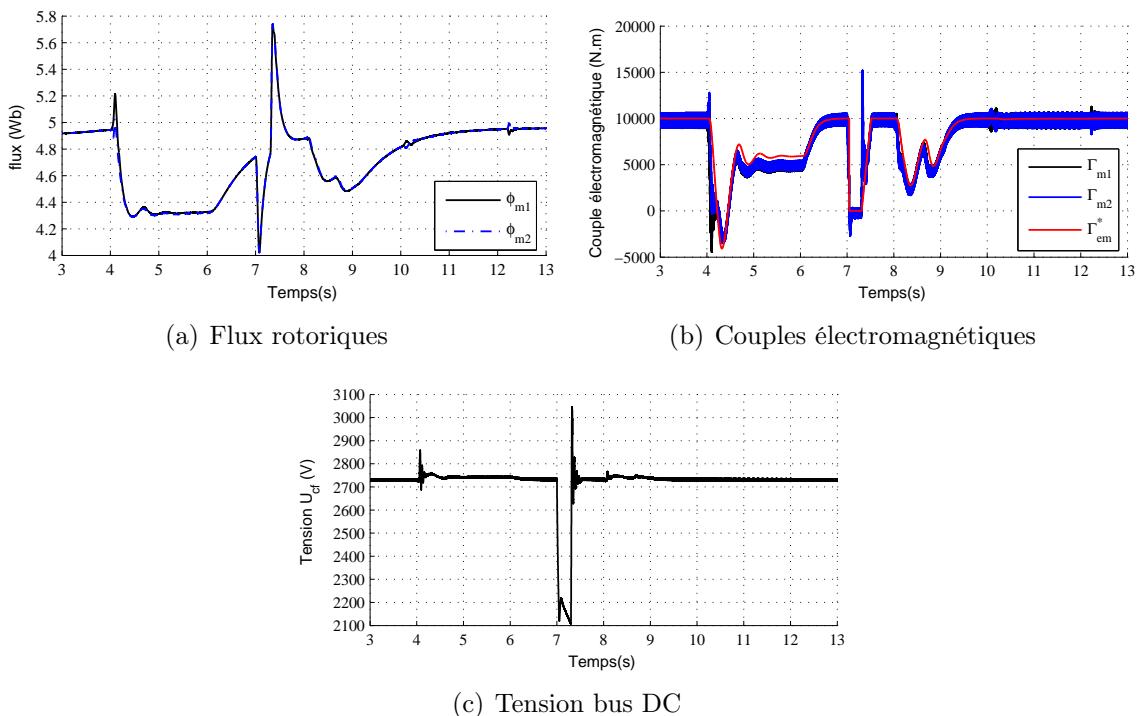


FIGURE 4.14 – Interaction entre l'organe décisionnel et la chaîne de traction : Grandeur électrique

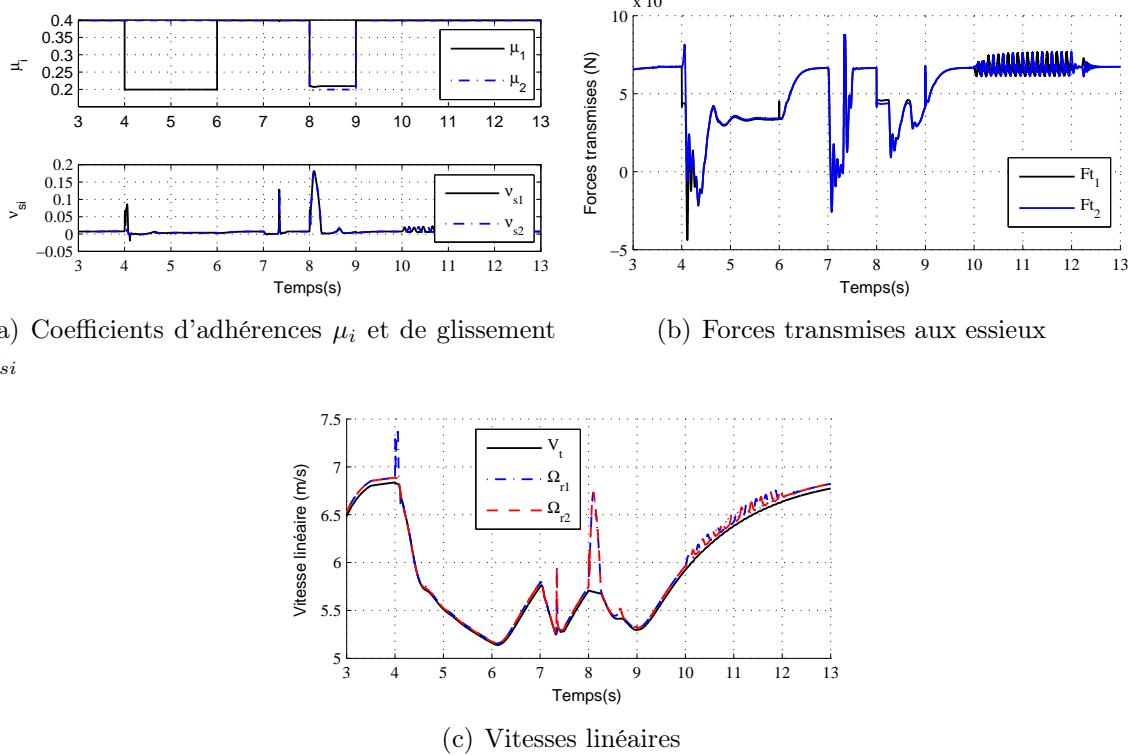


FIGURE 4.15 – Interaction entre organe décisionnel et la chaîne de traction : Grandes mécaniques

Pour voir la robustesse de la solution proposée et de se rapprocher à un système réel, en plus d'introduire du bruit blanc sur les différents capteurs de tension, courants et de vitesses, on effectue une variation de l'état du rail sur l'intervalle 4 – 11s (fig. 4.17(a)) pour s'assurer du bon comportement du système et du bon choix de la priorité lorsque le système subit plusieurs perturbations simultanées. Les résultats de simulation présentés sur les figures 4.16 et 4.17 montrent bien le bon comportement du système avec les différentes permutations de structures de commandes et d'adaptation des références.

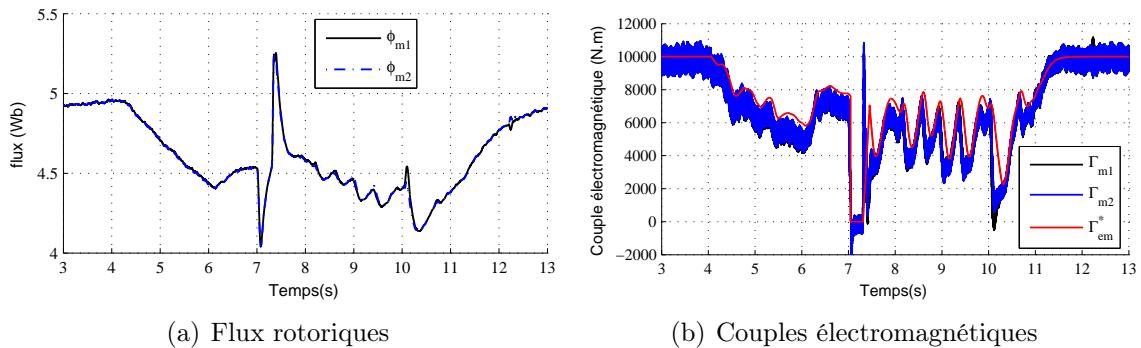


FIGURE 4.16 – Robustesse vis-à-vis du bruit et de perturbations simultanées : Grandes moteurs

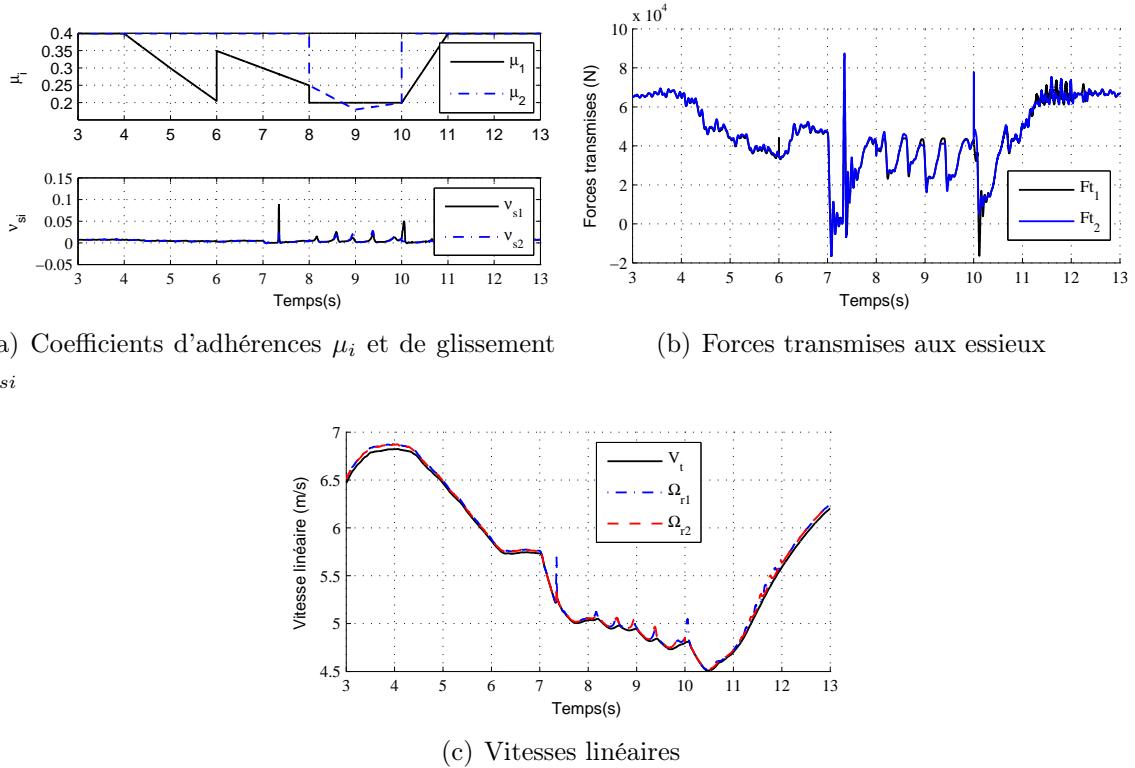


FIGURE 4.17 – Robustesse vis-à-vis du bruit et de perturbations simultanées : Grandeur mécaniques

4.3.2 Exploitation de la redondance analytique et structurelle

Dans le premier chapitre, les différentes perturbations que peuvent affectées une chaîne de traction ont été introduites et parmi elles, les défauts de capteurs. Des redondances analytiques et matérielles doivent alors être prévues pour que le système soit tolérant aux défauts de capteurs. Dans ce qui suit, on étudiera l'effet d'une déconnexion d'un capteur de vitesse sur le comportement du système avec les différentes structures de commandes mises en place pour maintenir le bon fonctionnement du système vis-à-vis des perturbations mécaniques. D'une part, on verra le comportement du système dans le cas d'une redondance analytique avec l'introduction de différents estimateurs et observateurs de vitesse. D'autre part, on introduira la redondance structurelle qu'offre une chaîne de traction répartie.

4.3.2.1 Redondance Analytique

Dans les simulations qui suivent, en plus de la série de perturbations appliquée précédemment (fig. 4.12), on introduit une perte de l'information capteur vitesse du premier moteur à 3.5s. Une reconfiguration vers des commandes sans capteur vitesse sera appliquée après 40ms pour prendre en considération comme pour les cas précédents d'éventuels délais et retards de détection. On s'intéressera aux estimateurs, observateurs partiels de la vitesse en exploitant la séparation des modes électriques et mécanique. Cependant, on peut envisager des observateurs globaux de tous les modes du système (modèle non linéaire).

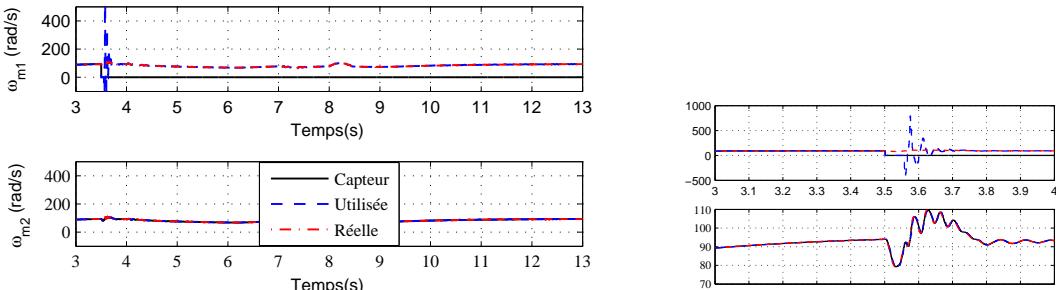
Estimateur basé sur la relation d'autopilotage (EAP) L'estimation de la vitesse peut être faite à partir de la loi d'autopilotage de la machine asynchrone (équation 4.1), où la pulsation statorique $\hat{\omega}_s$ est estimée dans le cas d'un contrôle vectoriel à flux rotorique orienté à partir de ses composantes $\hat{\Phi}_{r\alpha}$ (équation 4.2) et $\hat{\Phi}_{r\beta}$ observées, et la pulsation rotorique $\hat{\omega}_r$ à partir des modules du flux rotorique et des courants i_{sd} et i_{sq} (équation 4.1, §2.3.4.2). L'implémentation de cet estimateur en discret est présentée entre autre dans les travaux suivants [Pie 07, Pen 02, Arc 99].

$$\hat{\omega}_e = \hat{\omega}_s - \hat{\omega}_r \quad (4.1)$$

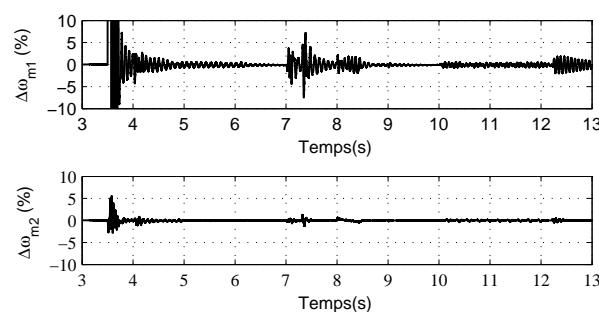
$$\hat{\omega}_s = \frac{d}{dt} \left(\arctg \frac{\hat{\Phi}_{r\beta}}{\hat{\Phi}_{r\alpha}} \right) \quad (4.2)$$

$$\hat{\omega}_r = \frac{M_{sr} \cdot \hat{i}_{sq}}{T_r | \hat{\Phi}_{rd} |} \quad (4.3)$$

Cette estimation rentre dans la catégorie des reconstructions de vitesse partielles utilisant la règle de la séparation des modes (électriques et mécaniques). Les résultats de simulation du système avec la redondance analytique basée sur l'estimateur de vitesse sont présentés sur les figures 4.18, 4.19 et 4.21.



(a) Information vitesse capteur, utilisée et réelle



(b) Erreurs vitesses

FIGURE 4.18 – Utilisation de la redondance analytique (EAP) dans le cas d'une perte d'un capteur de vitesse

La perte du capteur de vitesse du moteur $M1$ et la commutation vers l'estimateur de vitesse EAP après $40ms$ introduit un fort régime transitoire et la convergence de l'estimateur est lente vue que l'estimation de la vitesse est en boucle ouverte. La faible dynamique de l'estimateur a un impact sur la stratégie d'anti-patinage lors de la perte d'adhérence des deux essieux moteurs. La compensation totale de la perte d'adhérence se

fait après $0.4s$ avec un glissement maximal $\nu_{si} = 0.3$ (fig. 4.21) alors que la compensation sans perte de capteur se fait en $0.25s$ avec un glissement maximal $\nu_{si} = 0.18$ (fig. 4.15). Cet inconvénient s'ajoute aux inconvénients d'un estimateur fonctionnant en boucle ouverte, à savoir : erreurs statique, la précision et le manque de robustesse qui dépendent de l'observateur de flux et des paramètres de la machine M_{sr} et T_r . Néanmoins, l'estimateur permet un fonctionnement acceptable du système dans le cas d'une perte d'un capteur de vitesse et ce même en présence de perturbations émanant de la partie mécanique. L'information peut être utilisée pour d'autres observateurs plus robustes dont certains ont été retenus et décrits dans la suite de ce chapitre.

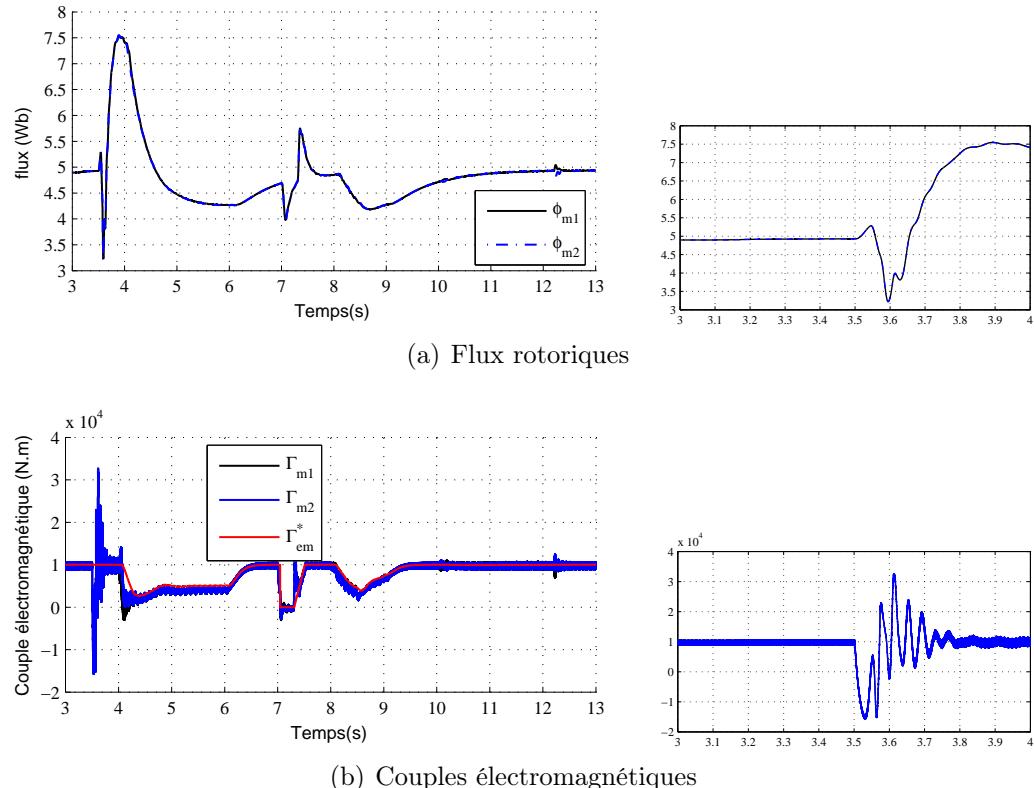


FIGURE 4.19 – Redondance analytique EAP : Grandeur moteurs

Observateur à Mécanisme adaptatif (MRAS) Le principe de cette méthode (Model Reference Adaptive System) présenté sur la figure 4.20 se base sur deux modèles distincts du système. C'est un observateur "partiel" qui reconstitue les variables mécaniques séparément des variables électriques. L'un des modèles pris comme référence doit être indépendant de la grandeur qu'on veut observer (dans notre cas la vitesse) et l'autre modèle, adaptatif, doit dépendre directement de cette grandeur. Une fonction $F(Y_r, Y_a)$ qui dépend des sorties des deux modèles doit alors assurer la convergence de ce dernier modèle au modèle de référence à partir du critère de Popov.

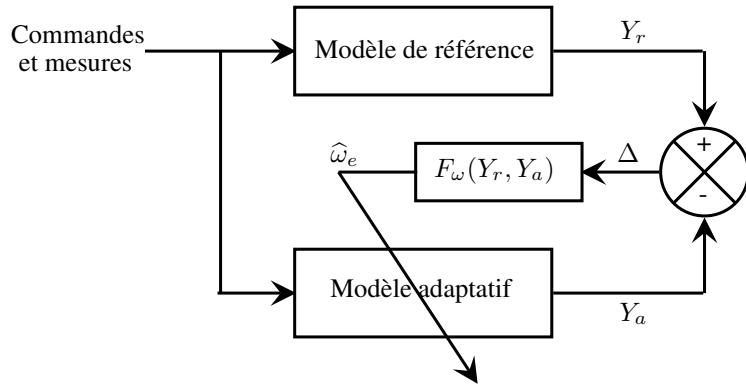
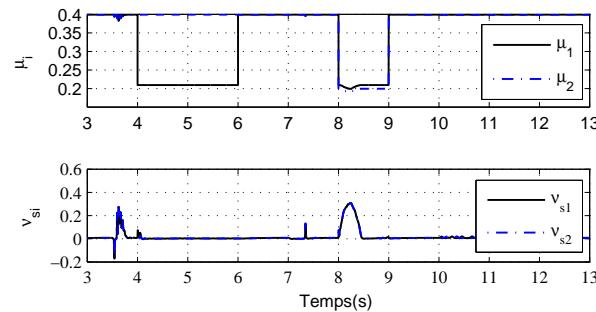
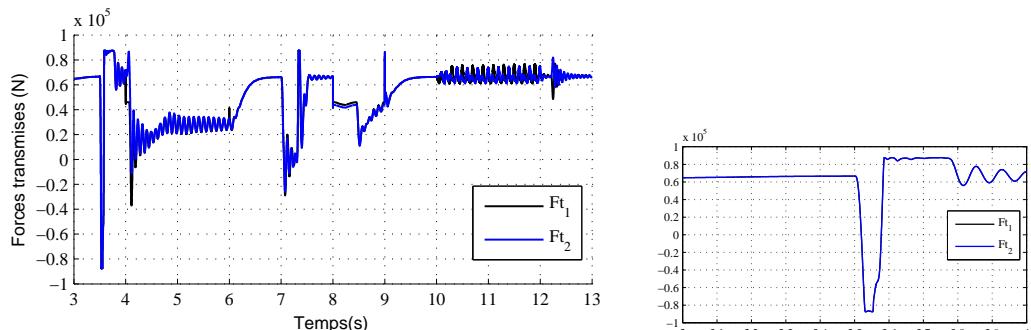


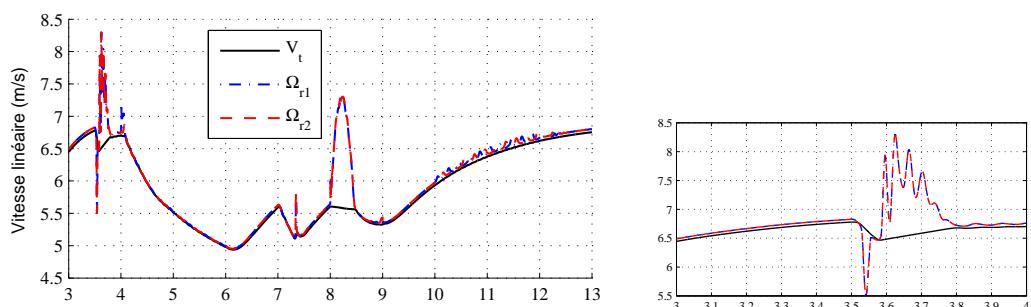
FIGURE 4.20 – Principe du mécanisme adaptatif [Sch 92]



(a) Coefficients d'adhérences μ_i et de glissement ν_{si}



(b) Forces transmises aux essieux



(c) Vitesses linéaires

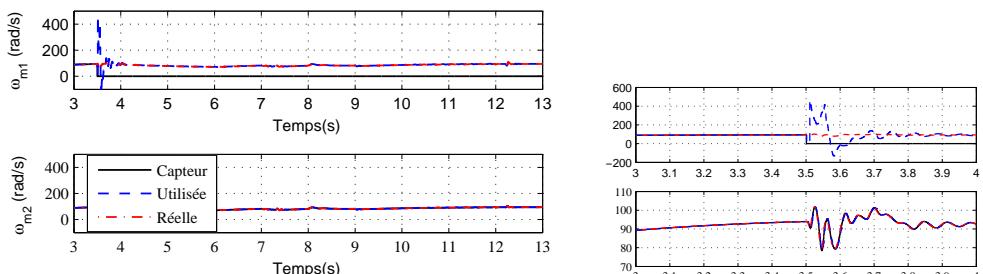
FIGURE 4.21 – Redondance analytique EAP : Grandeur mécaniques

Cette méthode développée dans les travaux présentés dans [Sch 92], a pour inconvénient de se baser sur la comparaison des flux obtenus par des observateurs, l'un basé sur les équations statoriques et l'autre sur celles du rotor. Pour y remédier, dans le travail présenté dans [Yan 93], les auteurs prennent les courants mesurés comme référence, ce qui améliore la précision de l'observateur. Cette approche prise dans notre étude, est développée en détail dans de nombreux articles et ouvrages, dont [Yan 93, Pie 07] et mène aux choix suivant :

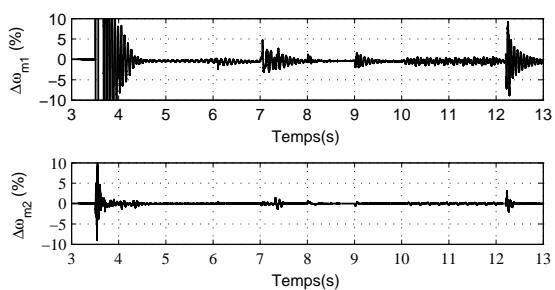
$$\Delta = \widehat{\Phi}_{r\beta} \cdot (i_{s\alpha} - \widehat{i}_{s\alpha}) - \widehat{\Phi}_{r\alpha} \cdot (i_{s\beta} - \widehat{i}_{s\beta}) \quad (4.4)$$

$$\widehat{\omega}_e = K_p \cdot \Delta + K_i \int \Delta \cdot dt \quad (4.5)$$

Le choix des modèles effectué ainsi permet d'avoir une erreur (Δ) qui permet de satisfaire la condition d'hyperstabilité de Popov. Et la fonction d'optimisation ($F_\omega(Y_r, Y_a)$) n'est autre qu'un correcteur PI. Les résultats de simulations du système avec la redondance analytique basée sur le mécanisme adaptatif sont présentés sur les figures 4.22, 4.23 et 4.24. Pour garder une bonne performance avec cet observateur, l'adaptation de couple de référence lors de la perte d'adhérence est enlevée 4.24(b). Cet observateur de vitesse permet d'avoir une meilleure dynamique et convergence de la vitesse estimée pour assurer parfaitement la continuité de service de la chaîne de traction. Cependant, il introduit de fortes oscillations en régime transitoire comme on peut le voir lors de la commutation de commande CI-CMS à 12,2 secondes où le broutement a introduit un déphasage entre les grandeurs d'alimentation des deux moteurs. Cet estimateur reste peu robuste vis-à-vis des variations paramétriques de la machine, une extension de cet estimateur à l'estimation des paramètres les plus sensibles peut alors être envisagée.



(a) Information vitesse capteur, utilisée et réelle

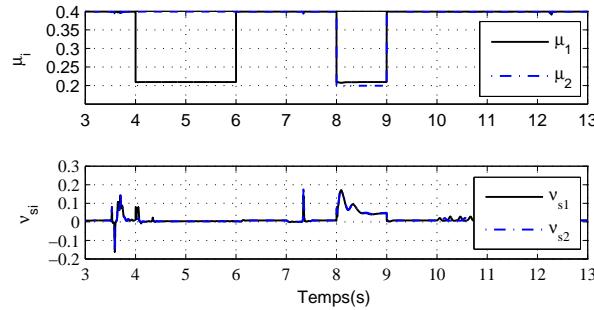


(b) Erreurs vitesses

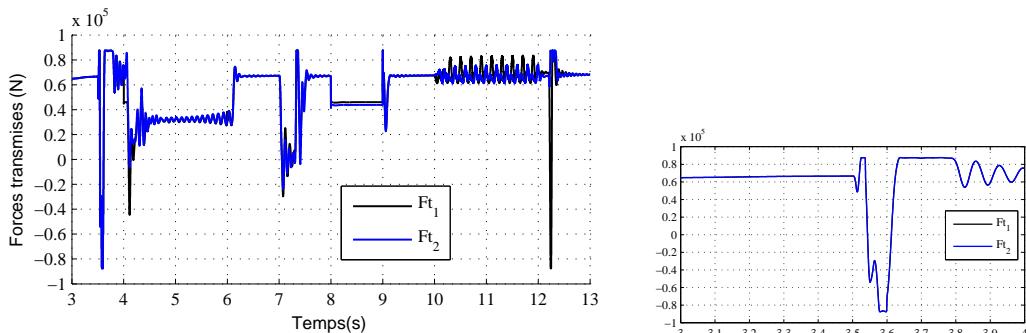
FIGURE 4.22 – Utilisation de la redondance analytique (MRAS) dans le cas d'une perte d'un capteur de vitesse

Observateur mécanique à structure variable (OMSV) L'observateur de vitesse à structure variable utilisé dans cette partie est présenté dans les articles et ouvrages suivants [Arc 98, Arc 99, Pen 02, Pie 07]. Il se base sur le principe du mode glissant et présente comme avantage, la robustesse vis-à-vis des incertitudes de modélisation.

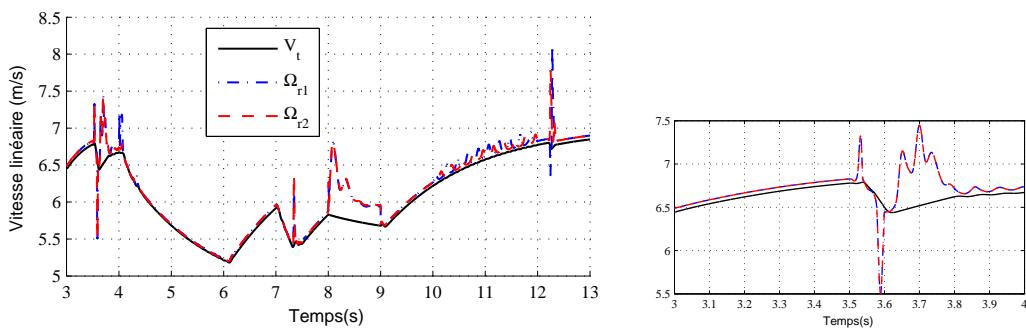
Le principe de cet observateur de vitesse est présenté sur la figure 4.25 et se base sur le modèle mécanique de la machine asynchrone. La représentation d'état de l'observateur est donnée par le système d'équations (4.6).



(a) Coefficients d'adhérences μ_i et de glissement ν_{si}



(b) Forces transmises aux essieux



(c) Vitesses linéaires

FIGURE 4.23 – Redondance analytique MRAS : Grandeur mécaniques

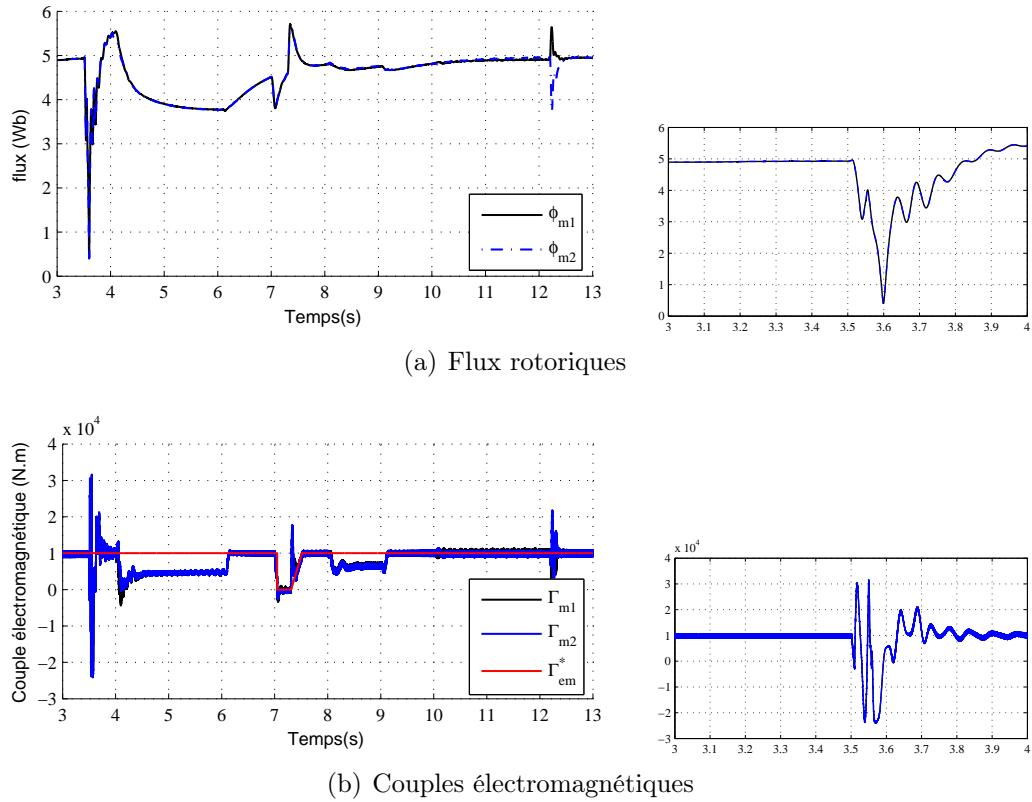


FIGURE 4.24 – Redondance analytique MRAS : Grandeur moteurs

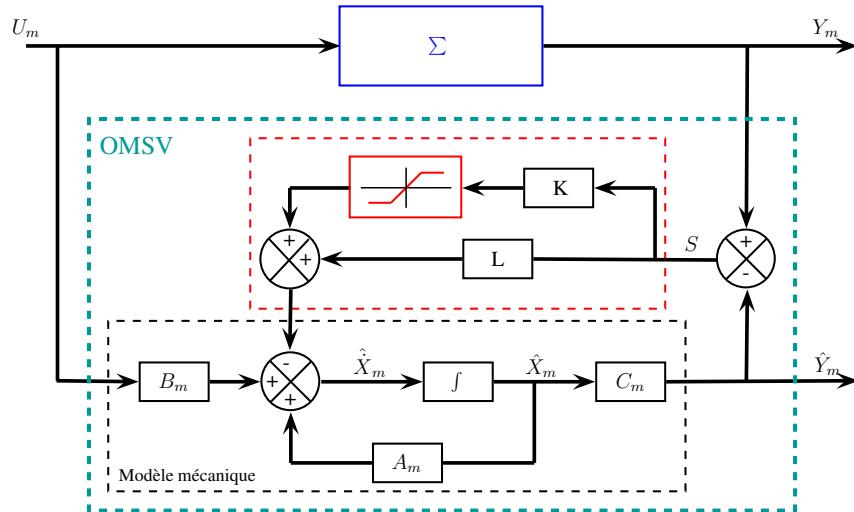


FIGURE 4.25 – Observateur mécanique à structure variable

$$\frac{d}{dt} \hat{X}_m = A_m \cdot \hat{X}_m + B_m \cdot U_m - L \cdot S - K \cdot \text{sgn}(S) \quad (4.6a)$$

$$\hat{Y}_m = C_m \cdot \hat{X}_m \quad (4.6b)$$

Avec :

$\hat{X}_m = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_e \\ \hat{\Gamma}_c \end{bmatrix}$ vecteur d'états, $U_m = \Gamma_{em}$ vecteur d'entrée où Γ_{em} est estimé, vient de l'observateur électrique et $\hat{Y}_m = \begin{bmatrix} \hat{\omega}_e \\ \hat{\Gamma}_c \end{bmatrix}$, vecteur de sortie de l'observateur ;

$A_m = \begin{pmatrix} -\frac{f_m}{J_m} & -\frac{n_p}{J_m} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$, $B_m = \begin{pmatrix} \frac{n_p}{J_m} \\ 0 \end{pmatrix}$, $C_m = (1 \ 0)$ matrices d'état, d'entrée et de sortie de l'observateur ;

$L = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix}$, $K = \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix}$ vecteurs de gains de l'observateur ;

S , la surface de glissement de l'observateur doit faire intervenir des variables d'états mesurables où estimables. Dans notre cas d'étude, on prend la vitesse ω_e estimée par la méthode d'autopilotage. Ce qui donne :

$$S = \hat{\omega}_e - \omega_e \quad (4.7)$$

Et la fonction discontinue $sgn(S)$ est choisie pour que la surface de glissement S soit une surface d'équilibre stable de l'observateur. La méthode de stabilité définie par Lyapunov est alors utilisée et la fonction de Lyapunov (4.8) suivante définie positive est choisie :

$$V(S) = \frac{1}{2} \cdot S^2 \quad (4.8)$$

Le vecteur gain K est alors choisi pour que la condition de glissement soit satisfaite, i.e. il faut que la première dérivée de $V(S)$ soit une fonction définie négative :

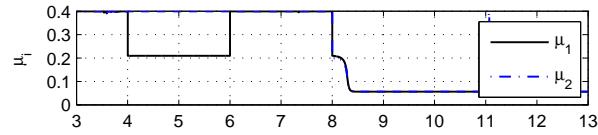
$$\frac{d}{dt}V(S) = S \cdot \frac{d}{dt}S \quad (4.9)$$

Il faut aussi noter que pour atténuer le phénomène de *shattering* qui peut être gênant lors de l'utilisation de l'observateur dans la boucle de contrôle, une fonction de saturation est choisie comme fonction discontinue.

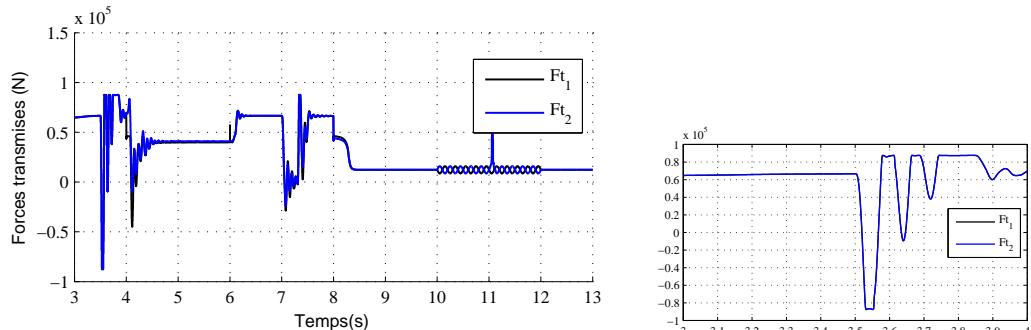
Quant à la matrice de gain L , elle permet d'élargir la région d'attraction directe de la surface de glissement et permet d'améliorer la convergence de l'observateur quelles que soient les conditions initiales. Sa détermination se base comme dans le cas d'un observateur déterministe de Luenberger par le placement des pôles du système linéarisé. Cependant, il faut noter que le terme linéaire $L \cdot S$, rend l'observateur peut robuste par rapport aux erreurs de mesure qui sont dues dans notre cas, entre autres, à l'utilisation de l'estimation de vitesse comme mesure. Et comme il ne participe qu'à l'élargissement de la région d'attraction directe de la surface de glissement, ce terme peut être annulé pour atténuer la réinjection des erreurs de mesure.

Les résultats de simulation de la chaîne de traction dans le cas d'une perte de capteurs vitesse et dans les mêmes conditions de perturbation que les études précédentes sont présentés sur les figures 4.27 et 4.26. On voit que la dynamique choisie pour l'observateur dans le soucis d'avoir une bonne précision n'est pas suffisante pour la stratégie choisie pour maintenir l'adhérence lors du patinage des deux essieux moteurs entre 8-9s, et le fait d'avoir une fausse détection de la reprise d'adhérence après 9.1s (la détection n'est pas prise en compte dans cette étude) n'a pas permis de maintenir la stratégie de ré-adhérence qui a commencé à agir mais avec une faible dynamique.

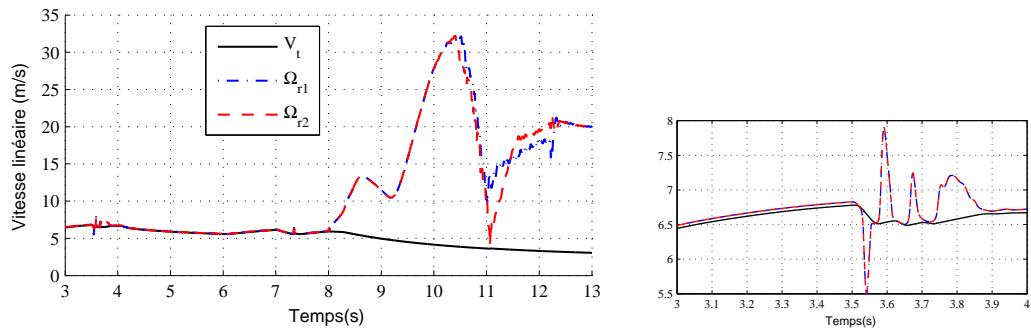
Adaptation de la dynamique de l'OMSV Pour remédier au problème, la dynamique de l'observateur OMSV est adaptée lors d'une perte simultanée de l'adhérence des deux essieux. Un compromis doit alors être fait entre la précision de l'observateur et sa dynamique. Les résultats de simulation avec l'adaptation de la dynamique de l'OMSV (figures 4.28, 4.29 et 4.30) montrent le bon comportement du système avec les différentes stratégies choisies mais avec une erreur sur la vitesse observée plus importante entre les instants 8 – 9s et cela pour augmenter la dynamique de l'observateur.



(a) Coefficients d'adhérences μ_i et de glissement ν_{si}

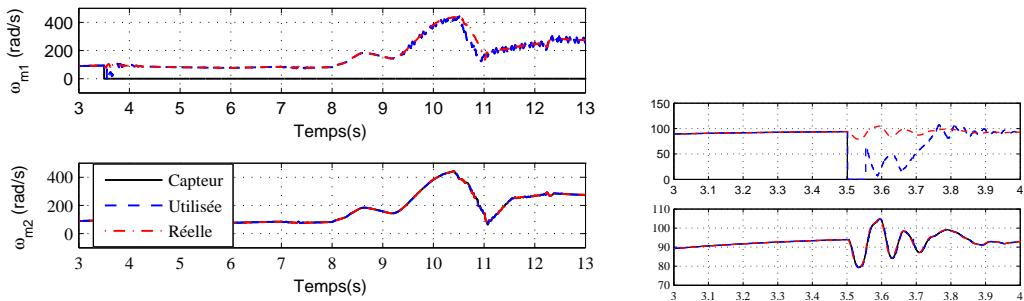


(b) Forces transmises aux essieux

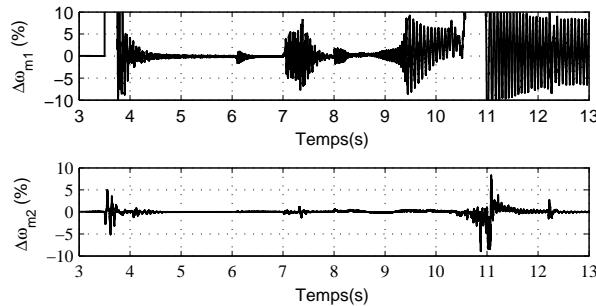


(c) Vitesses linéaires

FIGURE 4.26 – Redondance analytique OMSV : Grandeur mécaniques

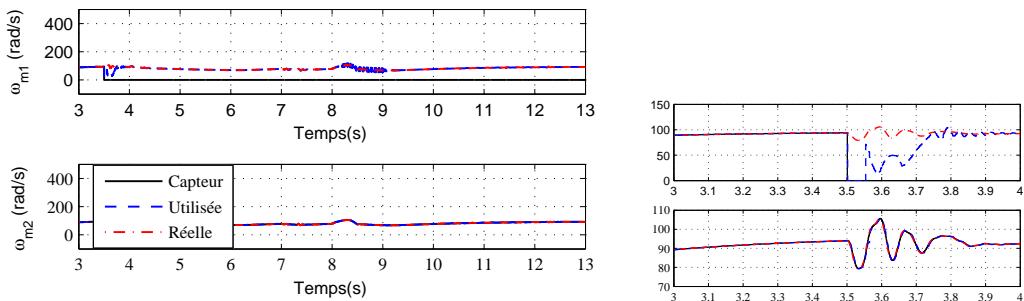


(a) Information vitesse capteur, utilisée et réelle

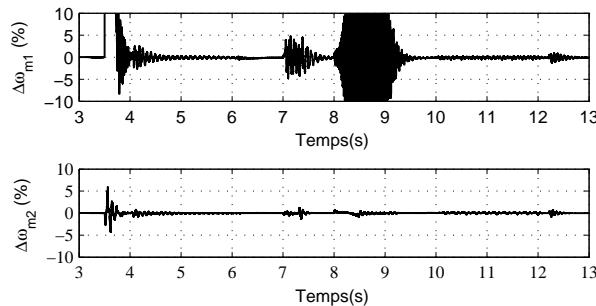


(b) Erreurs vitesses

FIGURE 4.27 – Utilisation de la redondance analytique (OMSV) dans le cas d'une perte d'un capteur de vitesse



(a) Information vitesse capteur, utilisée et réelle



(b) Erreurs vitesses

FIGURE 4.28 – Redondance analytique (OMSV) avec adaptation de la dynamique

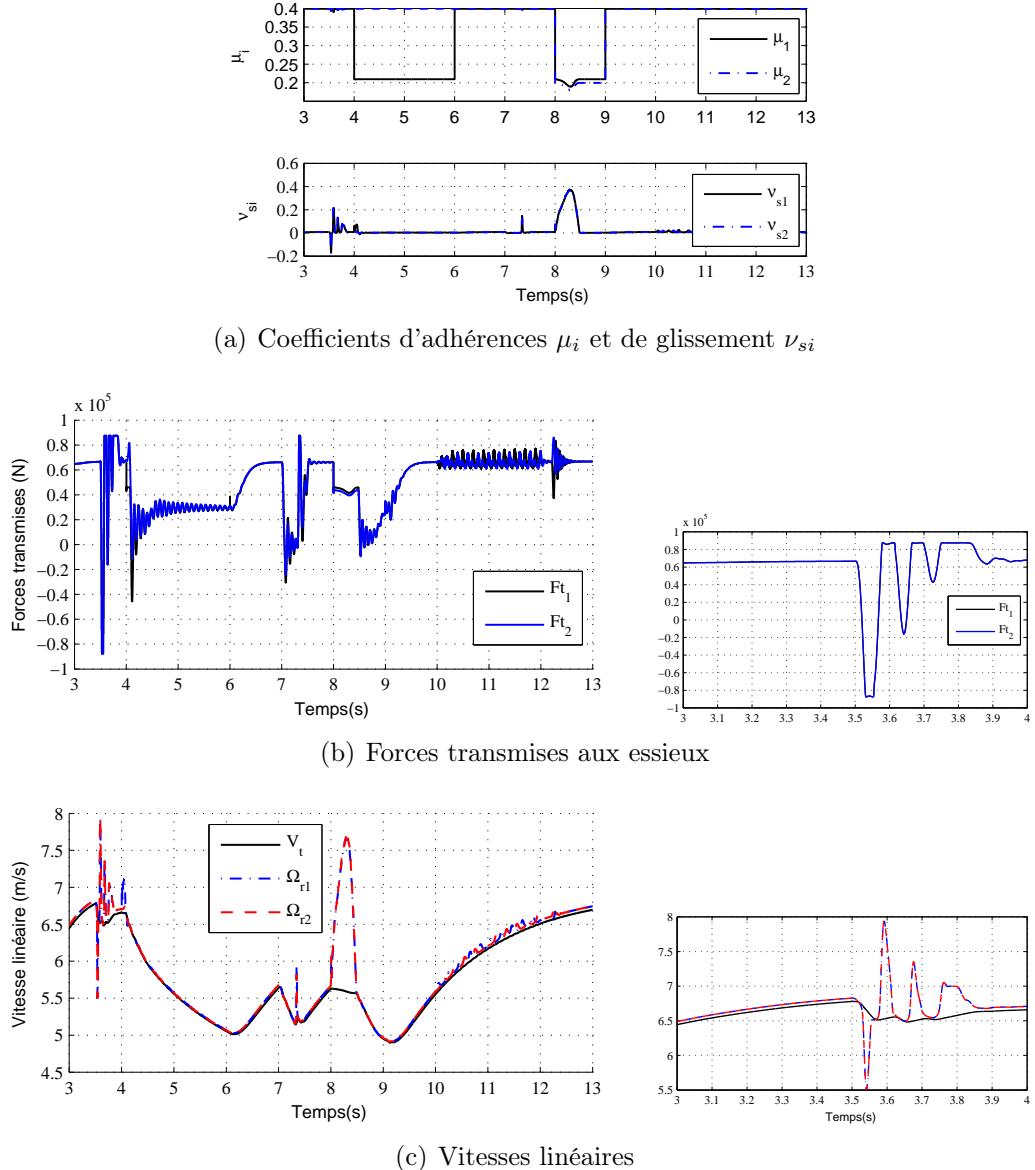


FIGURE 4.29 – Redondance analytique OMSV avec adaptation de la dynamique : Grandeur mécaniques

Reconfiguration d'observateurs Pour profiter des avantages des deux observateurs de vitesse MRAS et OMSV pour assurer la continuité de service de la chaîne de traction tout en assurant la précision de l'observateur, une commutation entre les deux observateurs est envisagée. Pour atténuer les oscillations introduites lors de la commutation vers l'observateur MRAS, la vitesse estimée par l'OMSV est utilisée pour limiter l'action intégrale de l'observateur MRAS avec le même principe de l'algorithme proposé dans l'étude faite dans [Pie 07]. La limitation est définie à l'aide de l'accélération maximale tolérée pour un couple nominal à vide :

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{n_p}{J_m} \cdot \Gamma_{emnom} \quad (4.10)$$

En discret, sur une période d'échantillonnage T_e , il faut satisfaire la condition suivante sur la variation de vitesse $\Delta\omega_e(T_e)$:

$$\widehat{\omega}_{MRAS}(n) - \widehat{\omega}_{OMSV}(n-1) < \frac{n_p \cdot T_e}{J_m} \cdot \Gamma_{emnom} \quad (4.11)$$

Où ω_{MRAS} et ω_{OMSV} sont les vitesses électriques observées par les méthodes MRAS et OMSV.

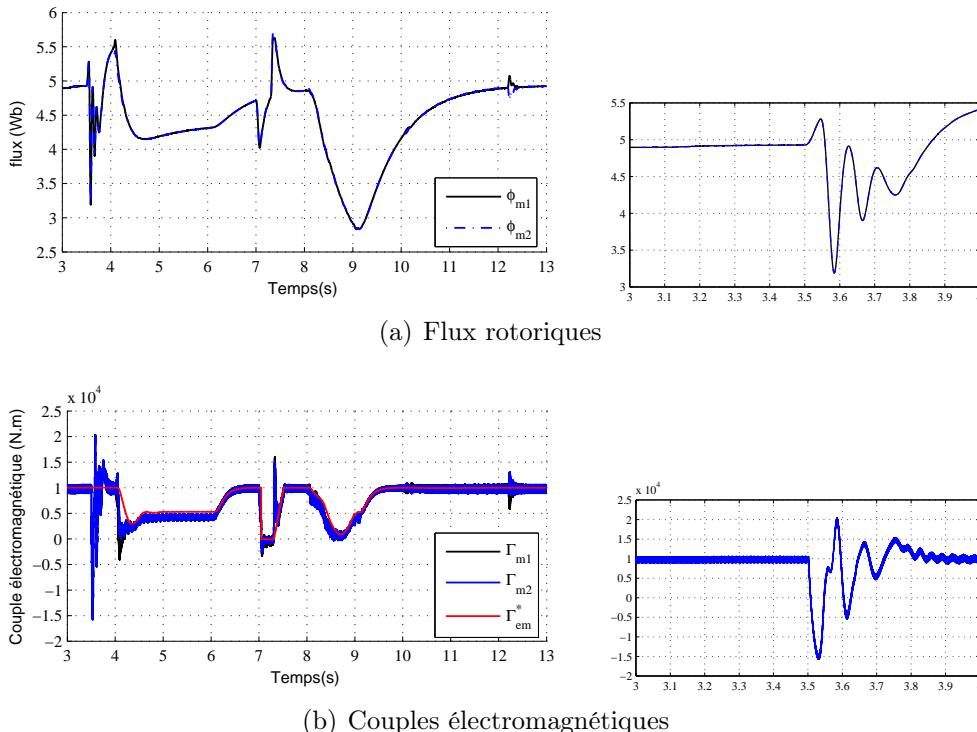


FIGURE 4.30 – Redondance analytique OMSV avec adaptation de la dynamique : Grandeur moteurs

Le chronogramme des commutations d'observateurs est donné sur la figure 4.31 et les différentes réponses du système sont présentées sur les figures 4.32, 4.33 et 4.34. Cette stratégie de reconfiguration permet d'une part, d'avoir une bonne convergence et d'atténuer les oscillations lors de la perte du capteur et de la reconfiguration vers l'observateur mécanique à structure variable (OMSV) (fig. 4.32(a)). D'autre part, d'avoir une bonne précision (fig. 4.32(b)) de la vitesse observée et une bonne dynamique lors la perte d'adhérence des deux essieux entre 8 – 9s qui permet une action rapide de la commande CMD pour maintenir le glissement des roues des essieux moteurs (fig. 4.34(a)). En complément à la reconfiguration des commandes et l'adaptation des références pour maintenir la continuité de service du système en modes dégradés, la reconfiguration d'observateur permet d'introduire l'éventualité de perte de capteur mécanique en gardant la validité des actions précédemment choisies

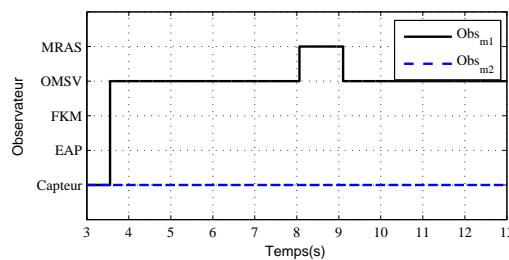
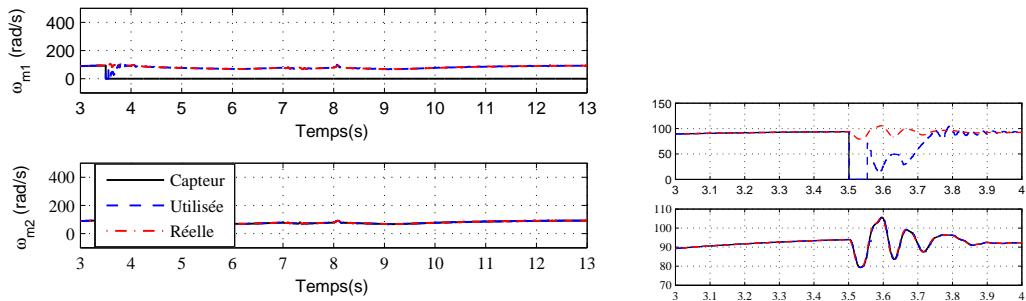
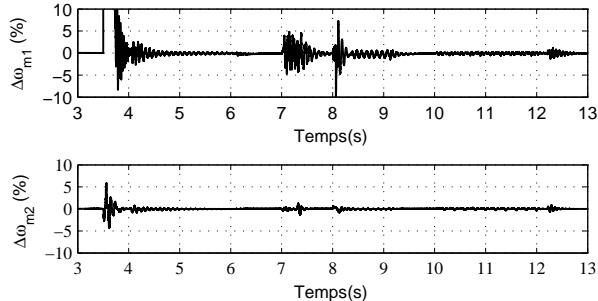


FIGURE 4.31 – Chronogramme de commutation d'observateur

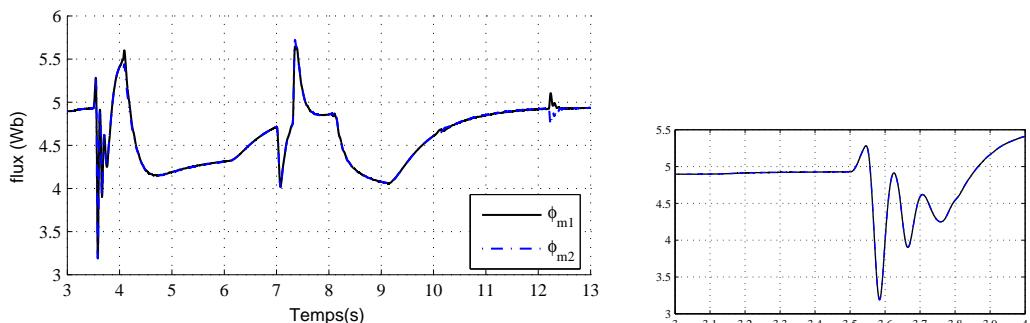


(a) Information vitesse capteur, utilisée et réelle

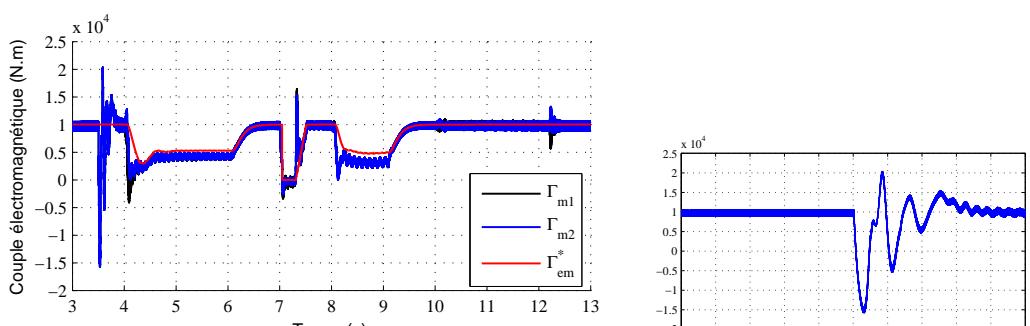


(b) Erreurs vitesses

FIGURE 4.32 – Redondance analytique avec commutation d'observateur

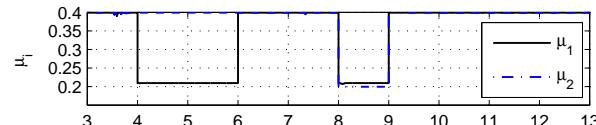


(a) Flux rotoriques

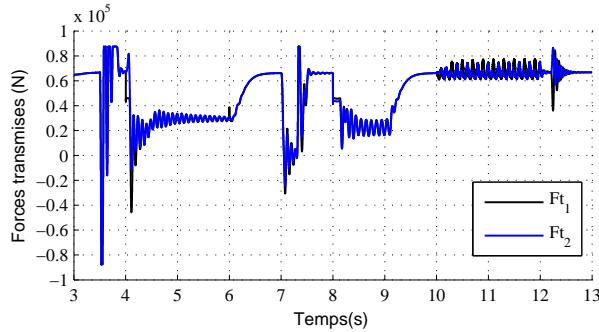


(b) Couples électromagnétiques

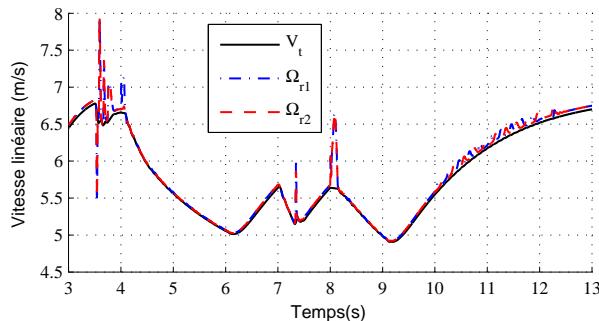
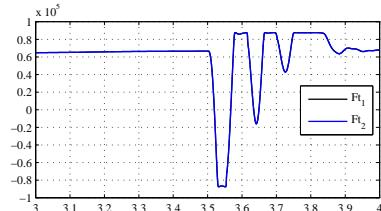
FIGURE 4.33 – Redondance analytique avec commutation d'observateur : Grandeur moteurs



(a) Coefficients d'adhérences μ_i et de glissement ν_{si}



(b) Forces transmises aux essieux



(c) Vitesses linéaires

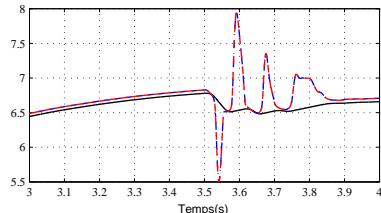


FIGURE 4.34 – Redondance analytique avec commutation d'observateur : Grandeur mécaniques

4.3.2.2 Redondance structurelle naturelle

La redondance est un élément essentiel dans tous les systèmes à fortes contraintes opérationnelles. Pour assurer cette sûreté de fonctionnement dans de tels systèmes, des triples voire quadruples redondances sont nécessaires [Zha 08].

Dans le système de traction répartie, on dispose d'une redondance matérielle naturelle. On appellera cette redondance, la redondance structurelle naturelle. Dans un fonctionnement nominal, les différents moteurs de traction ont pratiquement le même comportement. On propose alors d'utiliser cette caractéristique du système pour assurer la continuité de service lors d'une perte de capteur de vitesse de l'un des moteurs de traction [Ach 11].

Le principe de cette méthode est expliqué sur les schémas de la figure 4.35 où on se limite à deux moteurs de traction. Lorsque l'un des deux capteurs de vitesse est défaillant, l'information donnée par ce capteur est remplacée par celle du capteur en bon état.

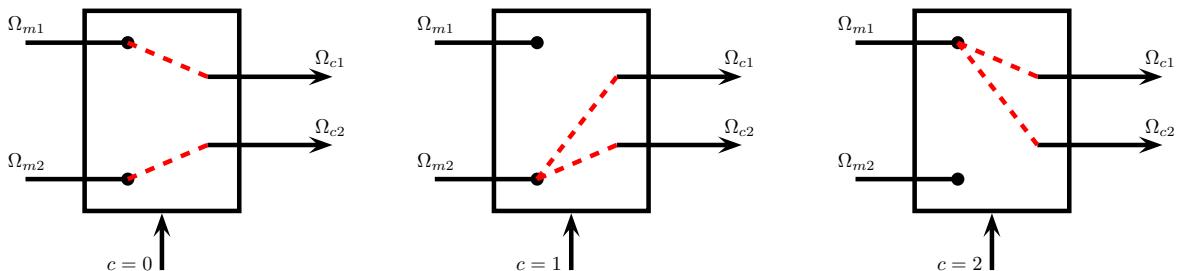


FIGURE 4.35 – Principe de la redondance structurelle

Les résultats de simulation avec les mêmes conditions que dans le cas de la redondance analytique sont présentés sur les figures 4.36, 4.37 et 4.38. Contrairement à la redondance analytique, l'utilisation de la redondance structurelle naturelle n'introduit pas de problème dû à la convergence des estimateurs ou observateurs lors de la reconfiguration (fig. 4.36). Même dans le cas des régimes transitoires ou du déséquilibre de la charge introduits par les différentes perturbations mécaniques, perte d'adhérence (fig. 4.37(a)) et broutement, cette redondance structurelle naturelle assure un bon fonctionnement du système (figures 4.37(c) et 4.38). Ceci permet d'introduire une redondance additionnelle ne nécessitant ni redondance analytique, ni redondance matérielle.

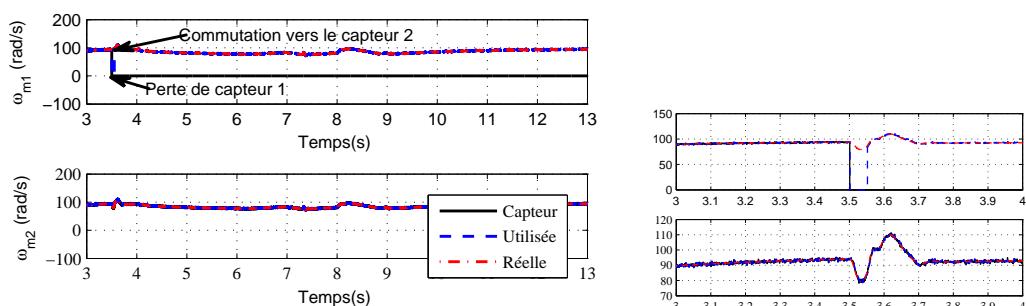


FIGURE 4.36 – Utilisation de la redondance structurelle dans le cas d'une perte d'un capteur de vitesse

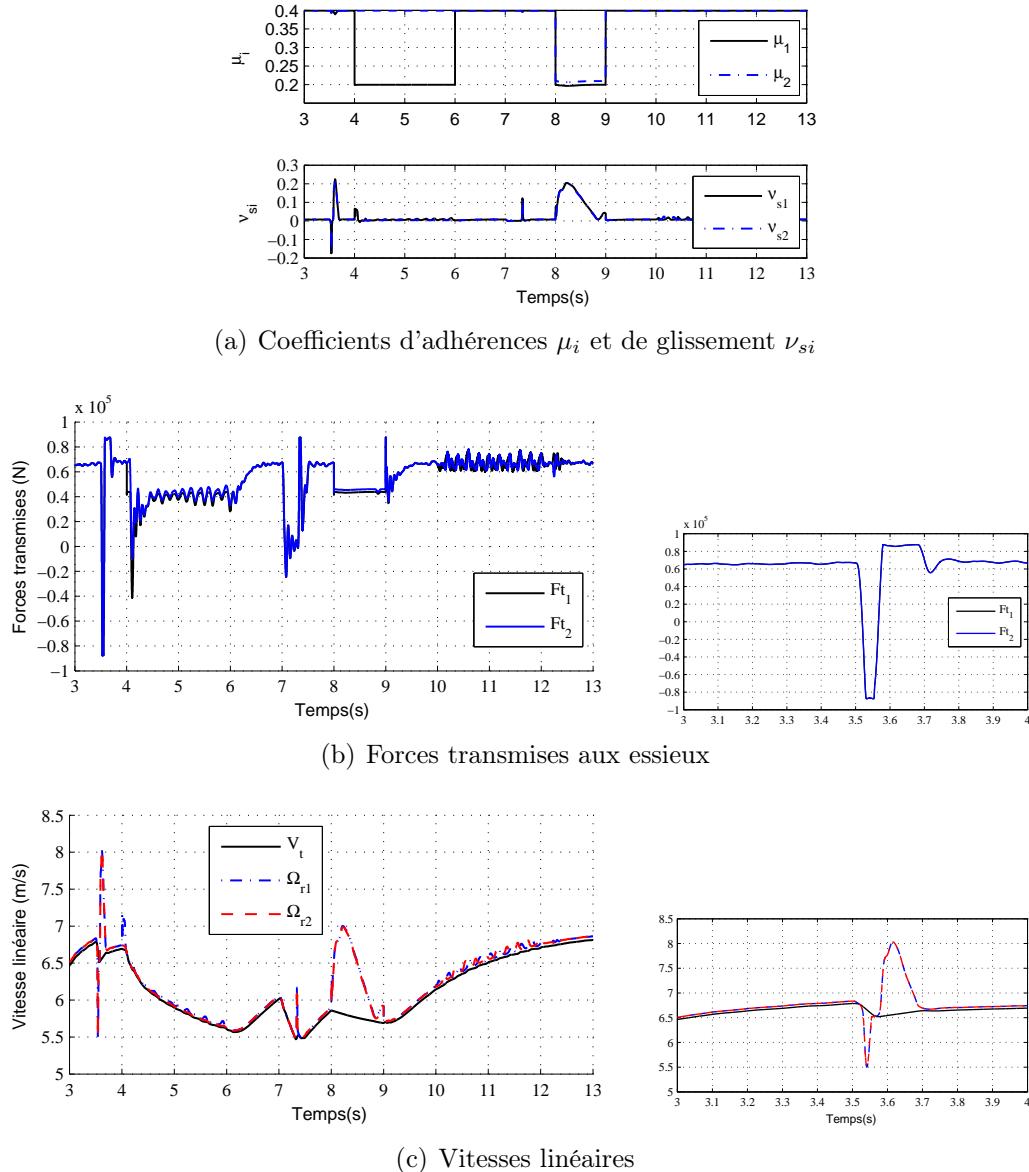


FIGURE 4.37 – Redondance structurelle : Grandeur mécaniques

4.4 Conclusion

L'étude menée dans ce chapitre a abouti à la conception d'un organe décisionnel qui effectue les adaptations de références et de structures de commandes et d'observateurs nécessaires. Les stratégies choisies découlent de l'étude effectuée dans le troisième chapitre où le comportement de la chaîne de traction répartie avec les différentes structures de commandes qu'offre ce système a été analysé. Pour la tolérance aux défauts de capteur de vitesse, l'étude du système avec différents estimateurs et observateurs de vitesse a montré l'importance de la dynamique de l'estimation de la vitesse pour une réponse adéquate de la stratégie activée lors d'une perte d'adhérence simultanée des deux essieux moteurs. Et dans la même optique, la redondance structurelle qu'offre naturellement la traction répartie a été exploitée et a montré sa simplicité de mise en œuvre et le maintien de la sûreté de fonctionnement du système en présence des différentes perturbations externes. On peut envisager l'exploitation et l'extension de cette redondance structurelle naturelle

aux autres capteurs et pourquoi pas aux différentes unités de commandes réparties. Dans le chapitre qui suit, la maquette expérimentale et l'émulateur qui permettront de valider les différentes lois de commandes sont présentés. La méthode de travail utilisée qui nous a mené de la simulation du système à l'implémentation temps réel est exposée.

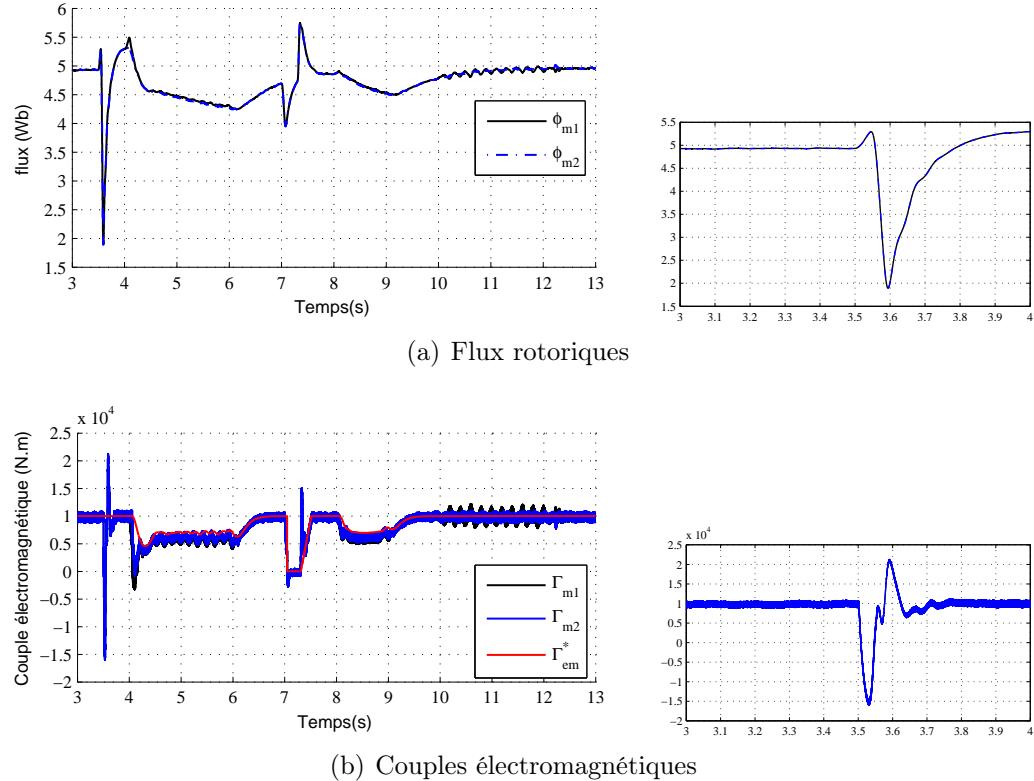


FIGURE 4.38 – Redondance structurelle : Grandeur moteurs

Chapitre 5

De la simulation à l'implémentation temps réel des algorithmes de contrôle

5.1 Introduction

La validation des stratégies de commande développées au cours de cette thèse est une étape importante. La complexité de la partie mécanique de la chaîne de traction répartie et la difficulté de sa reproduction à une échelle réduite au laboratoire, nous a conduit à développer un émulateur reproduisant le comportement de la charge commune aux moteurs de traction qui tient compte de la dynamique du train et du contact roues/rail. Cet émulateur permet entre autres d'introduire facilement les différentes perturbations qui peuvent affectées la partie mécanique.

Tout d'abord, dans ce chapitre nous présentons le banc expérimental correspondant à un "modèle réduit" d'un bogie et l'émulateur du couple de charge. Nous décrirons la méthodologie qui permet de mettre en œuvre une commande temps réel à partir d'une simulation complète du système et de son analyse comportementale. Cette simulation est réalisée à l'aide du logiciel Saber (système à contrôlé avec sa charge et sa commande).

5.2 Description du banc expérimental

Le banc expérimental mis en place au cours de cette thèse a pour objectif de valider les différentes lois et stratégies de commandes qui permettent de garantir la continuité de service d'une chaîne de traction répartie en présence de différentes perturbations électriques et mécaniques agissant sur le système. Le système étudié est de type Biconvertisseur/Bimoteur asynchrone qui représente bien une traction répartie où les différentes commandes présentées au chapitre 3 (CI, CME, CMS, CMD...) peuvent être testées. Afin de se rapprocher du domaine de la traction ferroviaire, avec la possibilité d'introduire aisément des perturbations mécaniques, la charge mécanique correspondant au couple résistant du système est émulée.

La plateforme expérimentale présentée sur la figure 5.1 comprend :

- Un réseau triphasé d'alimentation 220V/380V ;
- Un redresseur triphasé commandé ;
- Un filtre d'entrée LC ;

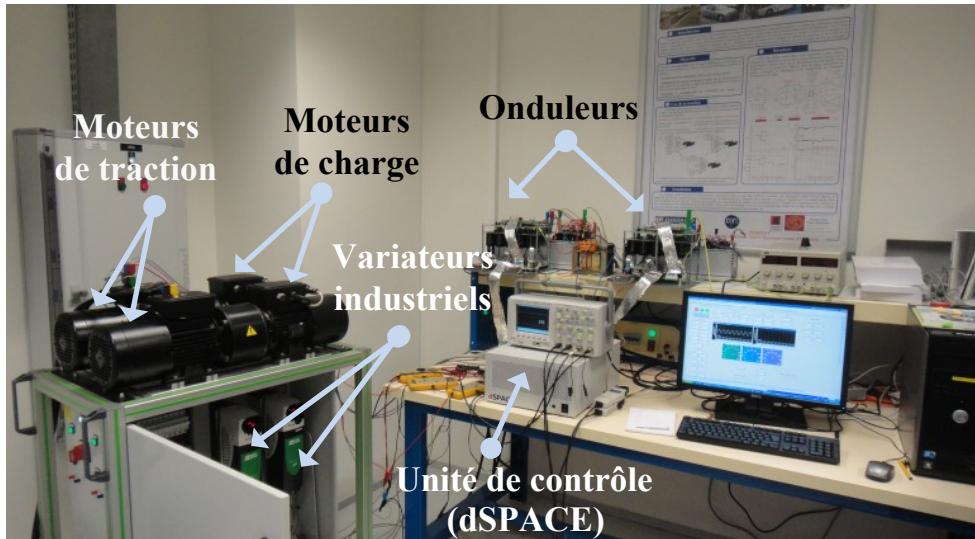


FIGURE 5.1 – Vue d'ensemble de la maquette expérimentale

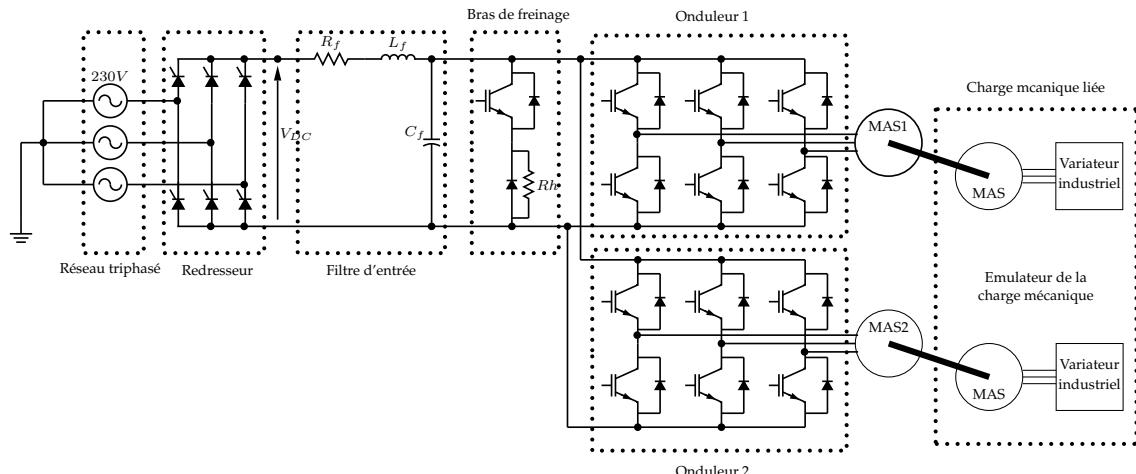


FIGURE 5.2 – Synoptique de la partie puissance

- Deux onduleurs triphasés qui alimentent les deux moteurs de traction ;
- Deux moteurs asynchrones d'entraînement contrôlés en couple ;
- Deux moteurs asynchrones de charge ;
- Deux variateurs industriels permettant d'imposer les couples résistants des deux moteurs de charge ;
- Un système de commande temps réel dSPACE (carte PPC DS1005 et carte FPGA DS5203) ;
- Un PC assurant l'Interface Homme-Machine (IHM).
- Différents capteurs de courants, de tension, de vitesses et de températures.

Les différents éléments du dispositif expérimental sont décrits plus en détail dans la suite de ce mémoire.

5.2.1 Partie puissance

Le synoptique de la partie puissance est donnée sur la figure 5.2. La réalisation et le montage de l'électronique de puissance (redresseur et onduleurs) et de l'électronique de commande rapprochée ont été réalisés par la société ARCEL.

5.2.1.1 Redresseur

La source de tension continue est assurée par un redresseur triphasé commandé (Pont de Graëtz à thyristors). Les thyristors sont gérés par des modules de commande par angle d'amorçage *ARCAP-50* [ARCb]. Ces modules permettent une synchronisation au réseau triphasé et imposent des angles d'amorçages par une consigne en tension proportionnelle $0 - 10V$. Cette plage est compatible avec notre système de commande. Il est à noter que les modules de commande du redresseur sont équipés d'un circuit de démarrage progressif nécessaire dans le cas de charges fortement capacitives.

5.2.1.2 Onduleurs

Les onduleurs à deux niveaux de tension mis en parallèle sur le bus continu sont constitués de trois bras IGBT chacun, plus un bras de freinage. Chaque onduleur dispose d'un bus capacitif de $2500\mu F$ dimensionné pour une tension continue de $800V$, ce qui fait une capacité pour le filtre d'entrée $C_f = 5000\mu F$. Une inductance de $L_f = 10mF$ est introduite entre le redresseur et les onduleurs. Les modules IGBT *2MBI75U4A - 120* sont pilotés en $\pm 15V$ par des drivers *ARCAL2106* [ARCa] dans une structure demi-pont. Les signaux de commande des drivers sont compatibles HCMOS ($0 - 5V$), ce qui les rend directement adaptables aux sorties digitales du module de commande choisi.

La protection des IGBT est assurée par la surveillance de la tension $VSE(sat)$ et des tensions d'alimentation. Un signal de défaut est généré lors d'un court-circuit sur un IGBT ou un défaut d'alimentation auxiliaire. Pour éviter les courts-circuits directs transitoires sur un bras lors des commutations, un temps mort de $5,5\mu s$ est introduit. Les essais présentés dans ce chapitre sont effectués avec une fréquence de commutation $f_{dec} = 5kHz$, les temps morts représentant 2,75% de la période de commutation n'ont pas une grande incidence. Cependant dans les applications réelles et de très forte puissance des techniques de compensation des temps morts doivent être introduites.

5.2.1.3 Moteurs asynchrones et variateurs industriels

Les quatre moteurs asynchrones (MAS) utilisés (2 d'entraînement et 2 de charge) sont des machines LEROY SOMER LSMV 90L dont les caractéristiques et paramètres principaux sont donnés dans le tableau 5.1. Les paramètres mécaniques d'un ensemble de deux moteurs (Moteur de traction et de charge) accouplés mécaniquement sont donnés sur le tableau 5.2. Les deux moteurs de charge sont alimentés individuellement par des variateurs industriels LEROY SOMER (Unidrive SP) qui permettent une commande en couple par une simple consigne $\pm 10V$ (Voir Annexe A).

5.2.2 Instrumentation

L'utilisation des capteurs est indispensable pour la commande, la surveillance et l'analyse du comportement du système. Deux cartes de mesure et de surveillance ARCTU3I [ARCc] sont utilisées. Chaque carte permet la mesure de cinq grandeurs, trois courants,

Tableau 5.1 – Paramètres des machines asynchrones

Paramètre	Valeur
Puissance nominale	1.5 (kW)
Vitesse nominale	1435 (tr.min ⁻¹)
Vitesse maximale	3000 (tr.min ⁻¹)
Nombre de paires de pôles n_p	2
Valeurs efficaces des tensions d'alimentation (Δ/Y)	220/400 (V)
Valeurs efficaces des courants statoriques (Δ/Y)	5.6/3.2 (A)
Fréquence	50 (Hz)
$\cos\varphi$	0.84
Résistance statorique R_s par phase	5.571 (Ω)
Résistance rotorique R_r par phase	2.48 (Ω)
Inductance mutuelle cyclique M_{sr}	0.4287 (H)
Inductances cycliques statorique L_s	0.4319 (H)
Inductances cycliques rotorique L_r	0.4678 (H)

Tableau 5.2 – Paramètres mécaniques d'un ensemble de deux machines accouplées

Paramètre	Valeur
Inertie J_m	$5.33 \cdot 10^{-3}$ ($kg \cdot m^2$)
Coefficient de frottement visqueux f_m	$3.48 \cdot 10^{-3}$ ($kg \cdot m^2/s$)

une tension continue et une température. Les cartes permettent alors la détection de surcharge et la détection de dysfonctionnement d'un bras ou une fuite à la terre. Les différents capteurs disponibles sur le banc expérimental sont :

- Six capteurs de courants à effet hall LEM *LA100 – P* pour la mesure des courants de chaque phase des moteurs de traction. Ils ont une bande passante de 200kHz et un rapport 1 : 2000 ;
- Un capteur de courant à effet hall *L03S100D15* pour la mesure du courant du bus continu avec une bande passante de 50kHz et une tension de sortie image de ce courant de $4V \pm 40mV$;
- Une sonde de température PT100 et un thermostat sur chacun des radiateurs des onduleurs.
- 4 codeurs incrémentaux, série *JHT5S14*, LEROY SOMER dont les caractéristiques sont données sur la table 5.3. Les vitesses de chaque ensemble "moteur+charge" peuvent être récupérées soit par une sortie analogique des variateurs contrôlant les couples des moteurs de charge. Soit par les deux codeurs incrémentaux des moteurs de traction à travers une interface implantée sur la carte FPGA du module de commande.

5.2.3 Module de commande

Le choix du module de commande s'est porté sur une solution dSPACE dont le synoptique est présenté sur la figure 5.3. Ce choix a été fait d'une part pour la modularité et la possibilité de son extension, d'autre part pour la disponibilité sur le marché au moment de

Tableau 5.3 – Paramètres des codeurs incrémentaux

Paramètre	Valeur
Alimentation	$5 \pm 10\% (Vdc)$
Consommation à vide max	100 (mA)
Résolution	1024 (points/tr)
Fréquence maximale	120 (kHz)

la réalisation du montage d'une carte FPGA totalement programmable par l'utilisateur sous Simulink à l'aide des toolbox Xilinx System Generator et RTI FPGA.

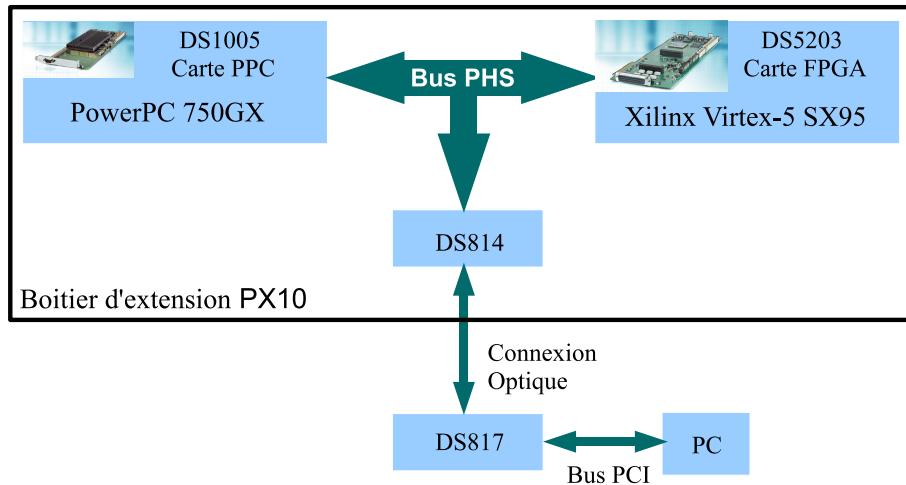


FIGURE 5.3 – Synoptique générale de l'unité de commande (dSPACE)

L'architecture de ce module de commande comprend :

- Une carte PPC *DS1005* basée sur un processeur IBM PowerPC 750GX cadencé à 1GHz. La carte est connectée aux différentes cartes à travers un bus de communication PHS (Peripheral High Speed bus) ;
- Une carte FPGA *DS5203* dont les principales caractéristiques sont présentées dans le tableau 5.4. Il est à noter que les Entrées/Sorties sont extensibles à l'aide de modules Piggyback.
- Deux cartes de liaison (*DS814* et *DS817*) pour la communication entre le PC et le boîtier *PX10* intégrant les cartes *PPCDS1005* et *FPGA DS5203*.

La répartition des tâches confiées à ces deux cartes est faite suivant le synoptique présenté sur la figure 5.4.

Les lois de commandes, les observateurs et l'émulateur du bogie de traction ont été implémentés sur le processeur PowerPC 752GX. Une fonction de supervision a aussi été prévue, en tâche de fond, pour la gestion des interruptions pour l'arrêt du système dans le cas de surintensité ou de survitesse notamment.

Tableau 5.4 – Caractéristiques de la carte FPGA DS5203

Elément	Spécifications
FPGA	Xilinx Virtex-5 SX95T 94298 portes logiques (14720 Virtex-5 slices, 640 DSP slices) RAM distribuée : 1520 kBits RAM block : 8784 kBits
Fréquence	100MHz
16 E/S Numériques	Seuil d'entrée ajustable de 1V à 7,5V Tension de sortie 3,3V ou 5V
6 CAN	Résolution : 14-bit Vitesse de transfert : 10MSPS Tension de sortie : $\pm 10V$
6 CNA	Résolution : 14-bit Vitesse de transfert : 10MSPS Tension d'entrée : $\pm 5V$ ou $\pm 30V$

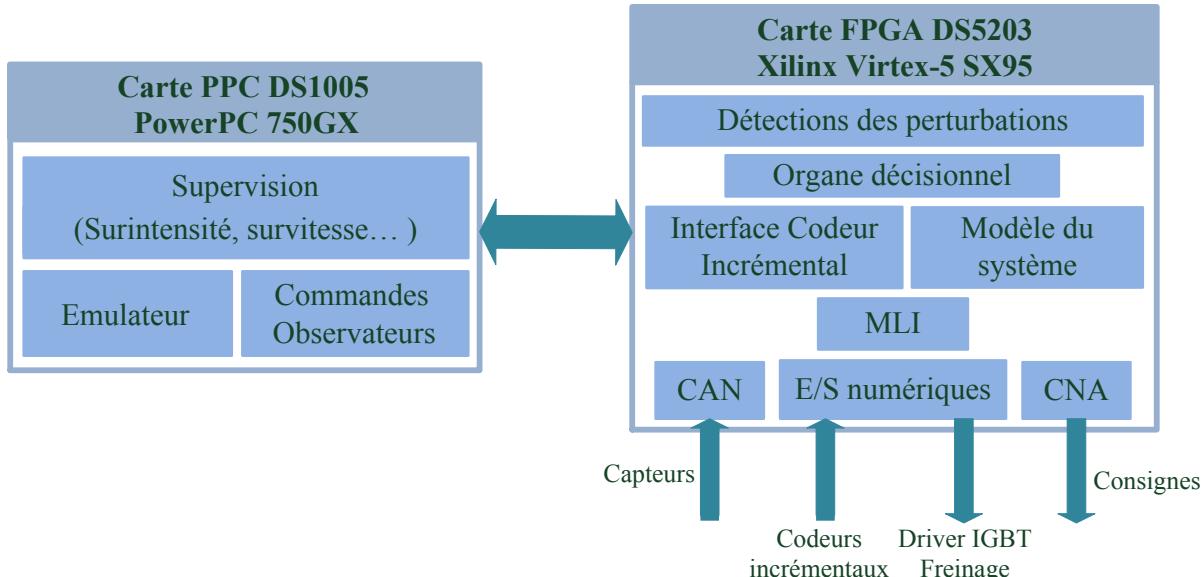


FIGURE 5.4 – Synoptique de la répartition des tâches entre le processeur PowerPC et le FPGA

Dans la cible FPGA, les éléments suivants ont été implémentés :

- Interface des ADC, DAC et des codeurs incrémentaux ;
- MLI régulière symétrique et modulation vectorielle (SVM).
- Modèle du système pour la simulation Hardware-in-the-Loop et une éventuelle utilisation pour la détection des perturbations.

L'implémentation sur la cible FPGA de la détection des perturbations telles que la perte d'adhérence, le broutement, le décollement de pantographe et les pertes de capteurs sont aussi à prévoir au côté de l'organe décisionnel qui aura en charge d'imposer les différents choix nécessaires pour assurer la continuité du fonctionnement du système en leur présence.

5.3 Etapes de validation des stratégies de commande

La synthèse et le développement de nouvelles stratégies et lois de commande nécessitent le passage par plusieurs étapes permettant de s'assurer de la faisabilité des solutions proposées. La simulation est l'une des étapes permettant un gain de temps et de coût. Cependant le passage de la simulation à l'implémentation de ces lois de commandes en temps réel pour leur validation et utilisation sur des systèmes physiques reste une démarche ardue. L'utilisation de solutions intermédiaires où complémentaires devient nécessaire et ceci doit alors être pris en compte lors de l'étape de simulation pour faciliter la transition entre les différentes étapes. Dans ce qui suit, on expose la méthodologie entreprise durant nos travaux et qui nous a conduit de la simulation à l'implémentation temps réel des algorithmes et stratégies de commande développés dans les chapitres précédents.

5.3.1 Simulation dans l'environnement SABER

Lors de la phase de simulation, on est amené à adopter les logiciels et outils à utiliser. D'une part ce choix se fait suivant la nature du système et des types d'analyse et d'étude qu'on envisage de faire. D'autre part il est limité par les outils existants et mis à disposition dans le milieu de travail. Comme cela a été dit précédemment on peut être amené à passer à d'autres logiciels durant les différentes phases de développement. Pour simplifier ces transitions et gagner en efficacité, l'adaptation des langages de programmation utilisés pour les différentes parties du système simulé selon leur nature est préférable, voire une co-simulation entre différents logiciels est à adopter.

Dans notre cas d'étude, le système étudié, à savoir une chaîne de traction nécessite l'utilisation de logiciels multi-physiques. Pour exploiter les modèles développés au Laboratoire dans les précédents travaux, le choix s'est porté sur le logiciel de simulation SABER. Ce logiciel en plus de donner la possibilité de choix entre les deux langages de description matériel MAST et VHDL-AMS pour utiliser l'approche de modélisation adéquate, permet de faire appel à des fonctions écrites en C, C++ ou Fortran.

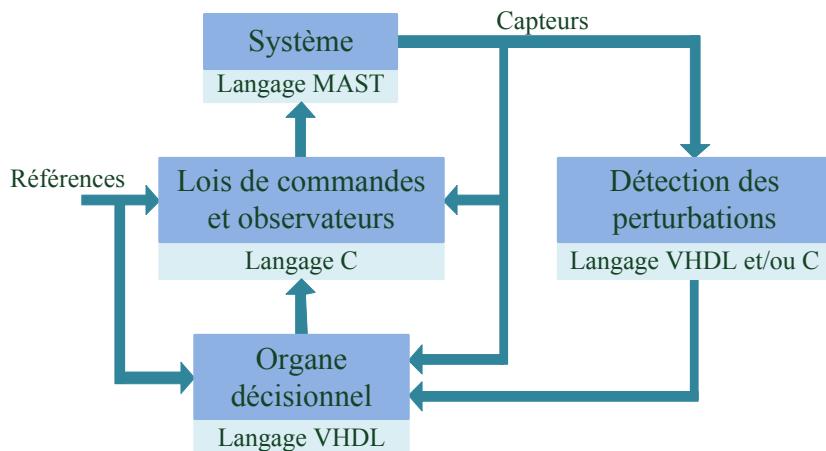


FIGURE 5.5 – Synoptique de simulation du système

La simulation de notre système est faite selon le synoptique présenté sur la figure 5.5 afin d'adapter le langage de modélisation ou de programmation aux caractéristiques de la partie simulée. Le système à contrôler (parties mécaniques et électriques) a été modélisé en langage MAST, quand les lois de commande, détection de perturbations et l'organe

décisionnel ont été modélisé en langage VHDL-AMS ou faisant appel à des fonctions écrites en langage C suivant la cible (Microprocesseurs, DSP, FPGA...) utilisée pour effectuer telle ou telle tâche.

5.3.2 Simulation Hardware-in-the-Loop

Au cours de ces dernières années, les systèmes embarqués ont connus un développement et une évolution considérables qui ont conduit à leur introduction massive dans différentes applications industrielles [Mal 11, Mon 11]. La simulation Hardware-In-the-Loop (HIL) est l'une des applications de plus en plus utilisées dans le domaine de la commande des systèmes électriques. La simulation HIL peut être utilisée :

- Pour la simulation temps réel de systèmes complexes ou qui ont des dynamiques très rapides, on peut citer entre autres les travaux faits dans la simulation de systèmes et composants d'électronique de puissance [Mya 11, Gre 11], la simulation de machines et des réseaux électriques [Che 11], et la simulation de la traction ferroviaire et de ses unités de commande auxiliaires [Kov 10].
- Pour l'émulation d'une partie du système, facilitant la vérification et la validation des lois de commande ou des systèmes développés dans un environnement proche de la réalité avec la possibilité d'agir facilement sur les différents paramètres environnementaux. Dans les travaux présentés dans [All 10], une émulation d'un métro à échelle réduite a été faite. Dans [Fac 09], l'émulation de l'interaction entre la caténaire et le pantographe a été réalisée dans le but de tester et de valider un contrôle actif du pantographe. Et dans [Sri 10], une émulation d'une charge électrique a été réalisée pour le test et la validation d'un convertisseur de puissance.

Mais l'objectif principal de la simulation HIL reste la validation du système de commande, et différents types de simulation HIL peuvent être envisagés [Bou 08]. Dans ce qui suit on présente quelques résultats de validation du modèle de la machine asynchrone et de sa commande vectorielle.

5.3.2.1 Comparaison des réponses du modèle et du système réel

Le modèle de la machine asynchrone a été implémenté sur la cible FPGA dans le but de valider en temps réel dans un premier temps les lois de commandes implémentées sur la carte PPC DS1005, la MLI et le calibrage des entrées/sorties. Les résultats présentés sur la figure 5.6 permettent de comparer les grandeurs mesurables de la machine asynchrone, à savoir les courants statoriques et la vitesse, avec celle du modèle fonctionnant en temps réel sur le FPGA. Cette démarche permet de valider le bon fonctionnement du modèle et l'identification des paramètres de la machine asynchrone et de la commande vectorielle à flux orienté.

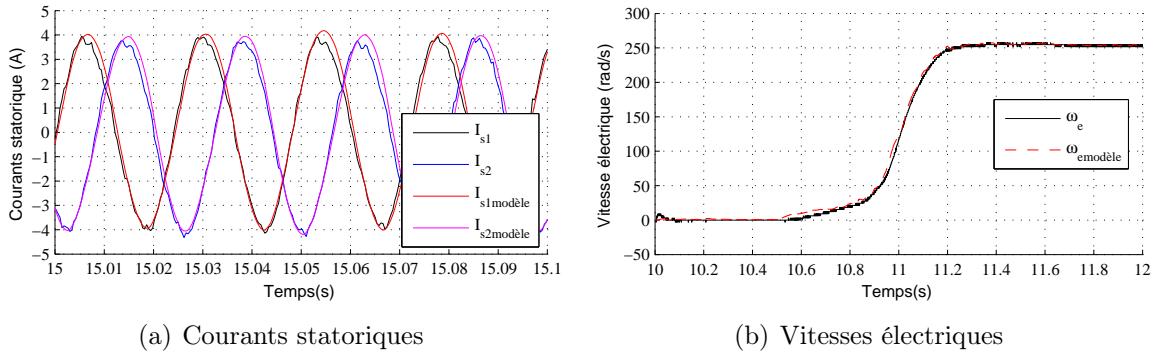


FIGURE 5.6 – Comparaison réponse du système réel et du modèle avec un contrôle vectoriel implémenté sur la carte PPC DS1005

5.3.2.2 Implémentation de la commande vectorielle sur FPGA

Grâce au parallélisme matériel, les FPGA offrent une puissance de calcul supérieure permettant de remédier aux manques des solutions logiciels basées sur les DSP ou microprocesseurs. D'où le grand intérêt porté ces dernières années dans le domaine de la commande des systèmes à cette solution. Mais elle engendre plus de difficultés d'implémentation et nécessite plus de temps de développement par rapport à une implémentation logicielle qui dispose d'outils très performants. Dans ce cas, la simulation HIL est une étape indispensable pour faciliter la mise au point et la validation des commandes avant leurs tests sur le système réel. Les résultats de l'implémentation de la commande vectorielle à flux orienté sur la carte FPGA sont présentés sur les figures 5.7 et 5.8. Les sorties du modèle de la machine et de la MLI sont envoyées sur les convertisseurs CNA et sorties numériques pour leur visualisation sur oscilloscope (fig. 5.9). Les différentes grandeurs de commande, telles que les tensions de référence, les courants régulés (I_{sd} , I_{sq}) (figures 5.8(b) et 5.8(c)) peuvent être envoyés à travers le BUS PHS pour une visualisation sur PC mais à une plus faible fréquence (10kHz maximum), ce qui ne permet pas de voir l'influence de la MLI par exemple sur la qualité des variables internes de la machine. Une comparaison avec la commande implémentée sur la carte PPC DS1005 peut aussi être faite facilement pour valider la commande et voir les avantages et les inconvénients de chaque solution.

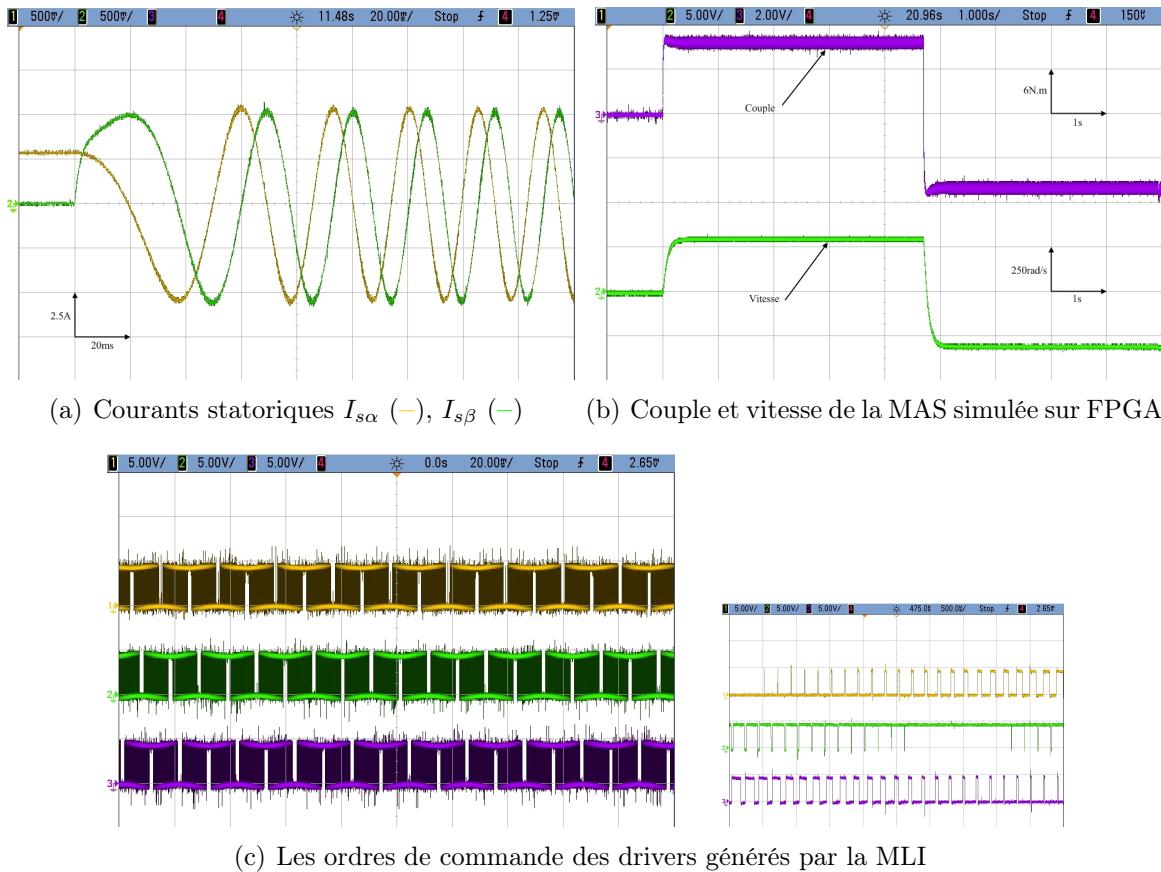


FIGURE 5.7 – Contrôle vectoriel implémenté sur la cible FPGA : visualisation des variables de la MAS et des ordres de commandes MLI

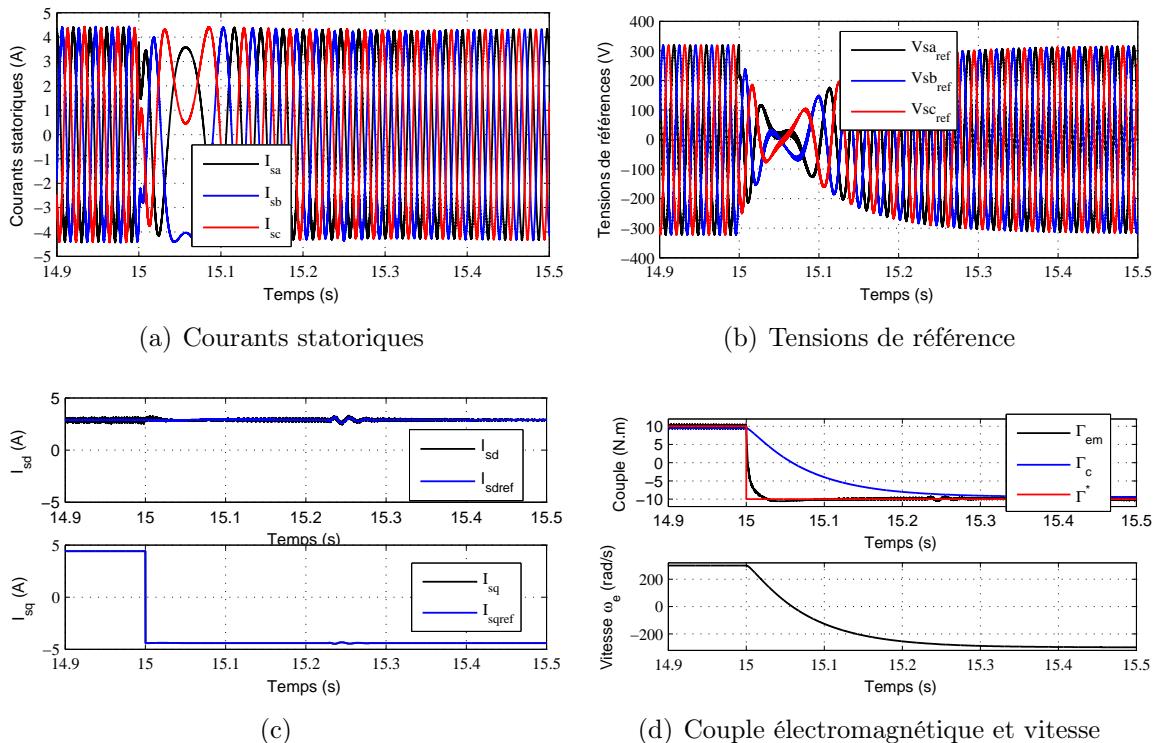


FIGURE 5.8 – Contrôle vectoriel implémenté sur cible FPGA : visualisation sur PC

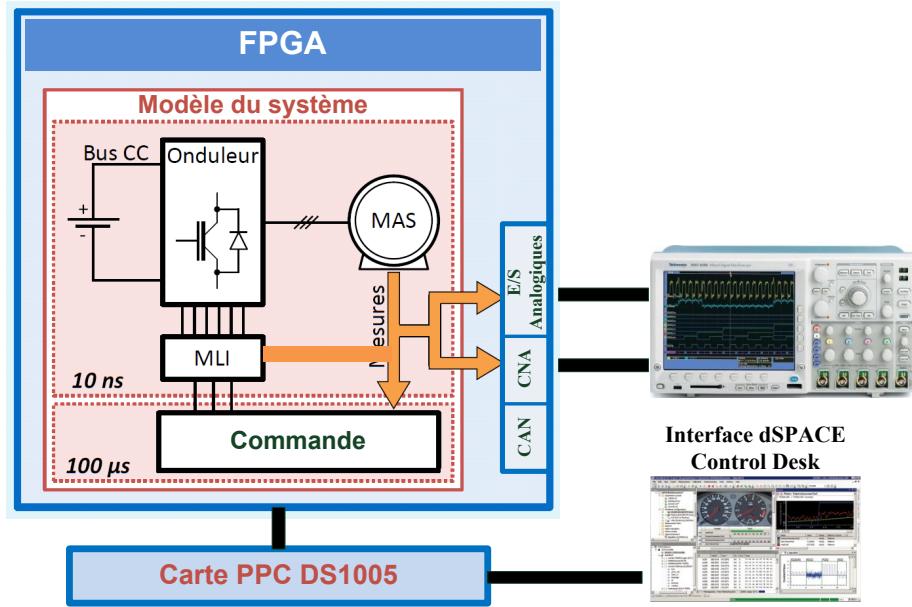


FIGURE 5.9 – Synoptique de la simulation HIL de l'implémentation de la commande sur FPGA

5.4 Description de l'émulateur de la partie mécanique d'une chaîne de traction

La complexité de la charge mécanique des moteurs d'entraînement de traction ferroviaire fait que la reproduction à une échelle réduite au laboratoire est une opération très délicate. La validation des différentes stratégies de commande peut se faire grâce à une méthodologie de simulation spécifique. Ainsi, comme cela a été avancé, une alternative basée sur la simulation HIL est proposée et testée dans cette étude. Toute la partie mécanique décrite au chapitre 2, en partant de la transmission jusqu'à la dynamique du train et en passant par le contact roues/rail, est remplacée par un émulateur implanté sur la carte DS1005 ou sur la carte FPGA. L'émulateur reproduit alors le comportement de la charge mécanique commune à deux moteurs de traction [Ach 12].

L'émulateur implanté sur une cible temps réel permet de commander les moteurs asynchrones pris comme charges réelles des moteurs de traction. À travers l'émulateur, il est possible d'imposer un profil de la charge individuelle de chaque moteur et de le rendre dépendant de la charge commune (charge liée). Il est ainsi aisément d'introduire des perturbations telles que la perte d'adhérence, le broutement ou l'usure des roues. Ceci permet de vérifier les performances des lois de commande testées initialement par simulation en tenant compte de l'électronique de puissance, des capteurs et des éventuels phénomènes non pris en charge lors de la simulation. Une validation des stratégies de commande dans des conditions nominales ou en mode perturbé sur un système à échelle réduite et proche de la réalité peut être faite avant sa vérification sur un système réel.

A partir de la modélisation simplifiée de la partie mécanique présentée dans la section §2.5.1, l'émulateur a été développé (équations 2.38-2.45). Connaissant l'inertie des moteurs (J_{mi}), la pulsation propre et le coefficient d'amortissement du système à émuler (ω_p , ξ),

les coefficients d'amortissement et de raideur (F, K) de l'émulateur sont déterminés pour être le plus proche possible du comportement réel de la charge mécanique. La dynamique du train est quant à elle est ajustée par l'inertie des roues (J_{ri}), la force résistive à l'avancement et la masse du train (F_f, M).

Les références des couples que doivent imposer les moteurs de charge sont calculées à chaque pas de calcul par l'émulateur en connaissant seulement les positions angulaires et les vitesses des moteurs de traction (équation 5.1).

$$\Gamma_{li} = F \left(\Omega_{mi} - \frac{\Omega_{ri}}{R_t} \right) - K \left(\theta_{mi} - \frac{\theta_{ri}}{R_t} \right) \quad (5.1)$$

Avec :

Ω_{mi}, Ω_{ri} sont respectivement les vitesses angulaires des moteurs et des roues ;
 θ_{mi}, θ_{ri} sont respectivement les positions angulaires des moteurs et des roues ;

La structure de l'émulateur ainsi conçu est donnée sur la figure 5.10. La perte d'adhérence, le broutement et l'usure des roues peuvent alors être introduits respectivement par l'imposition des coefficients d'adhérence maximale μ_{maxi} correspondant à chaque essieu moteur, des masses M_i supportées par chaque essieu et des profils des roues R_{ri} .

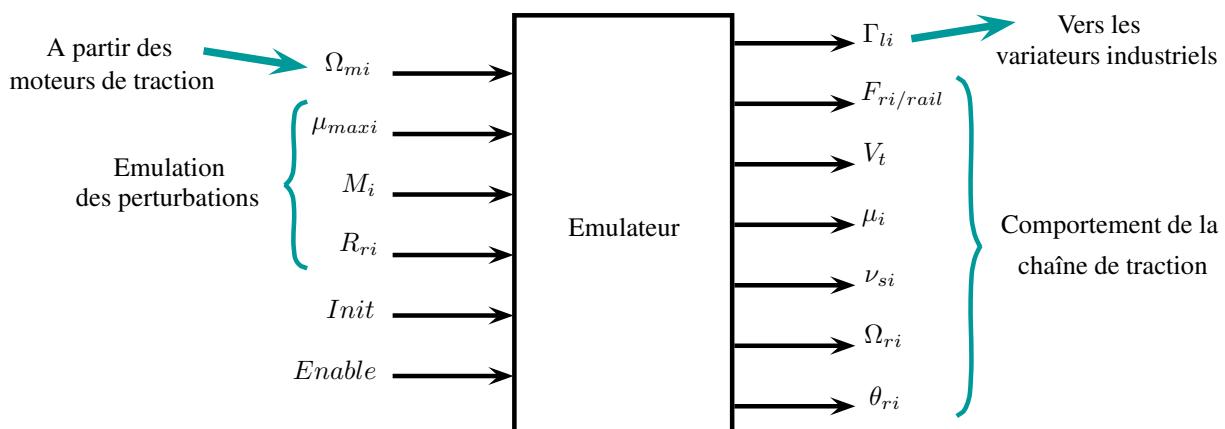


FIGURE 5.10 – Structure de l'émulateur

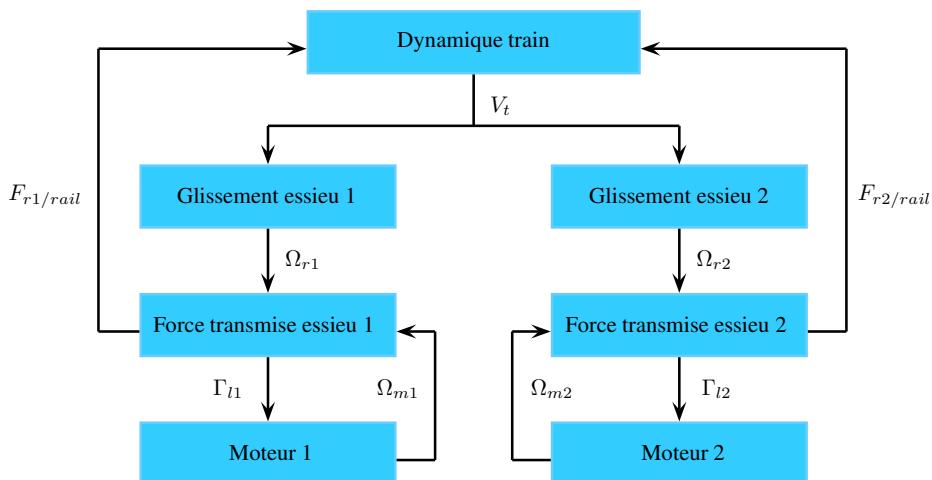


FIGURE 5.11 – Organigramme de fonctionnement de l'émulateur

La liaison entre les charges des deux moteurs de traction est clarifiée par l'organigramme présenté sur la figure 5.11. Une perturbation sur l'un des essieux moteur, influera sur la force transmise au rail qui affectera la dynamique de train. Le comportement du second essieu dépendant de cette dynamique sera à son tour affecté par la perturbation.

5.5 Résultats expérimentaux

Après la description du banc d'essais et la présentation de l'émulateur, la validation du comportement de ce dernier est nécessaire. Pour se faire, nous proposons quelques résultats expérimentaux qui sont présentés dans ce chapitre.

5.5.1 Phase de démarrage

Dans un premier temps, on montre la simplicité donnée par l'émulateur d'agir sur les paramètres de la partie mécanique. L'effet de la variation de l'un des paramètres de la transmission à savoir le moment d'inertie des roue J_{ri} est présenté sur la figure 5.12. Le changement de ce paramètre de $0.0267\text{kg}\cdot\text{m}^2$ à $0.267\text{kg}\cdot\text{m}^2$ réduit la dynamique du système comme on peut le voir sur les forces transmises au rail (fig. 5.12(a)), les vitesses linéaires du train et des roues (fig. 5.12(b)) et les vitesses mesurées des moteurs de traction. Les résultats présentés ci-dessous correspondent à un démarrage avec la Commande Moyenne Simple (CMS).

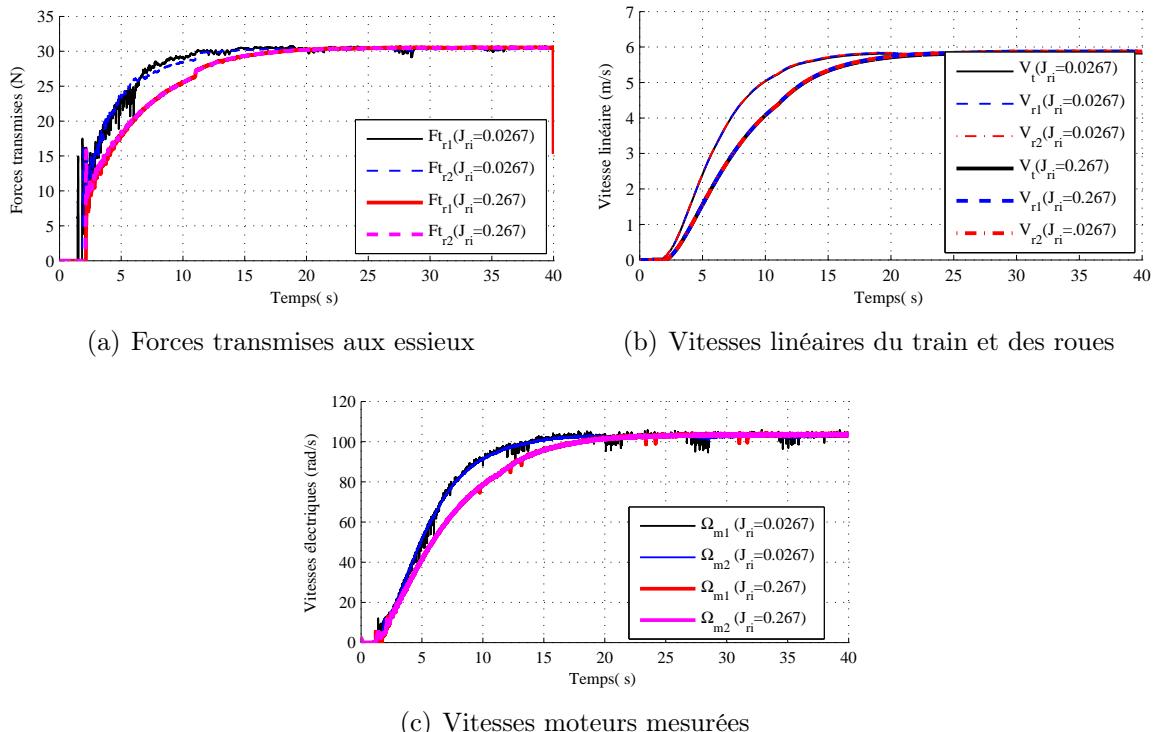


FIGURE 5.12 – Comportement de l'émulateur en phase de démarrage

5.5.2 Broutement

L'autre phénomène perturbatoire que peut affecter la partie mécanique de la chaîne de traction est le broutement où on a un report de masse entre les essieux. L'émulation de cette perturbation peut alors être faite par l'action sur les masses M_i supportées par chaque essieu. Les résultats de l'essai avec la commande *CMS* en présence d'un broutement introduit entre les instants 25 – 30s sont présentés sur les figures 5.13 et 5.14. Lors du broutement, la diminution de la charge sur le moteur M1 produit une augmentation du glissement de la roue associée (fig. 5.13(a)) qui se traduit par une augmentation de la vitesse du moteur (fig. 5.13(d)). Le couple électromagnétique du moteur (fig. 5.14(c)) diminue ainsi que la force transmise à l'essieu (fig. 5.13(c)). Le flux du moteur quant à lui est faiblement perturbé (fig. 5.14(b)). Et lorsque le poids appliqué augmente, l'adhérence augmente entraînant la diminution de la vitesse et l'augmentation de la force transmise. Ce comportement est alterné entre les deux moteurs à la fréquence de 5Hz.

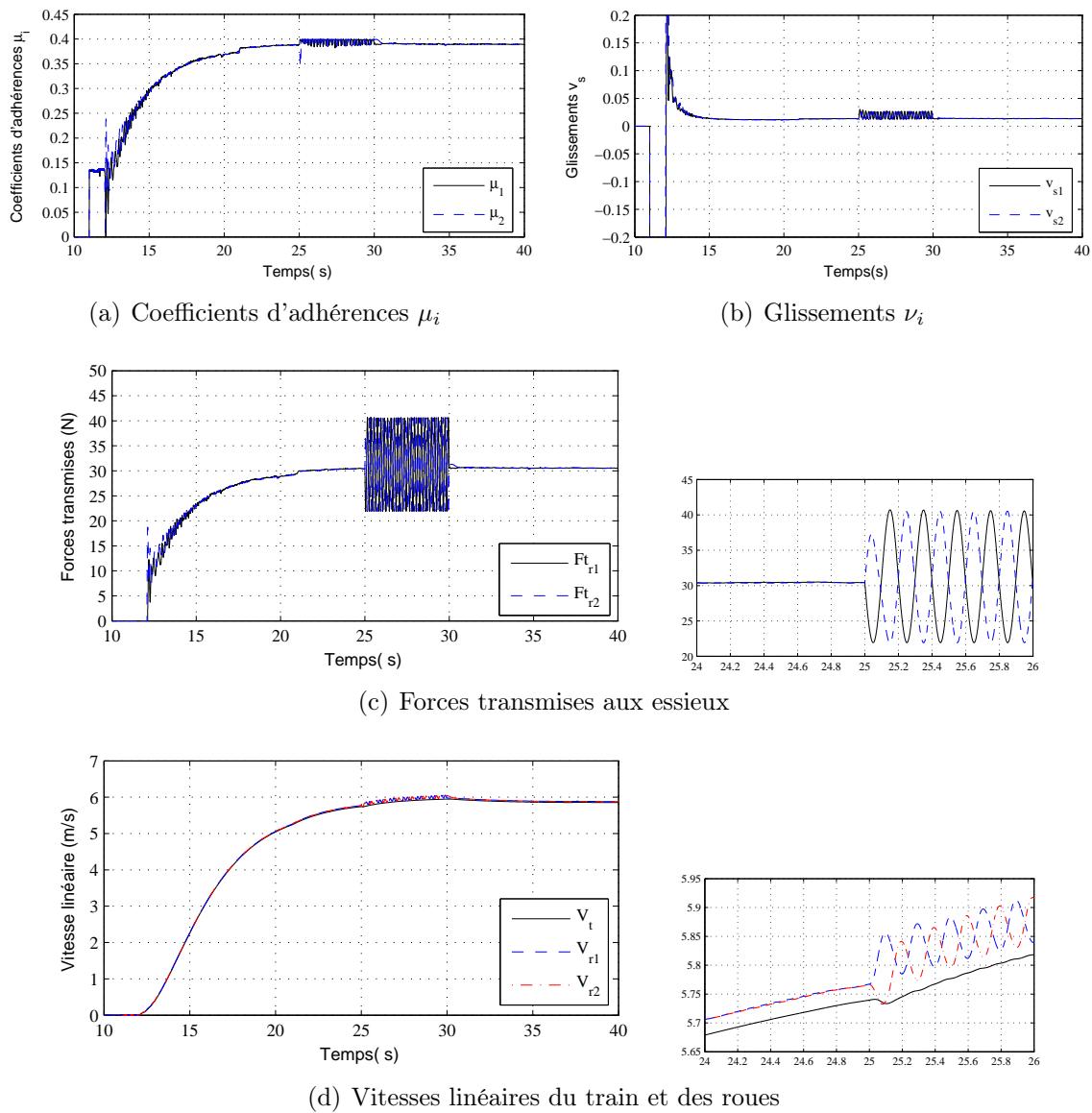


FIGURE 5.13 – Résultats expérimentaux (Broutement) : Grandeurs de l'émulateur de la chaîne de traction

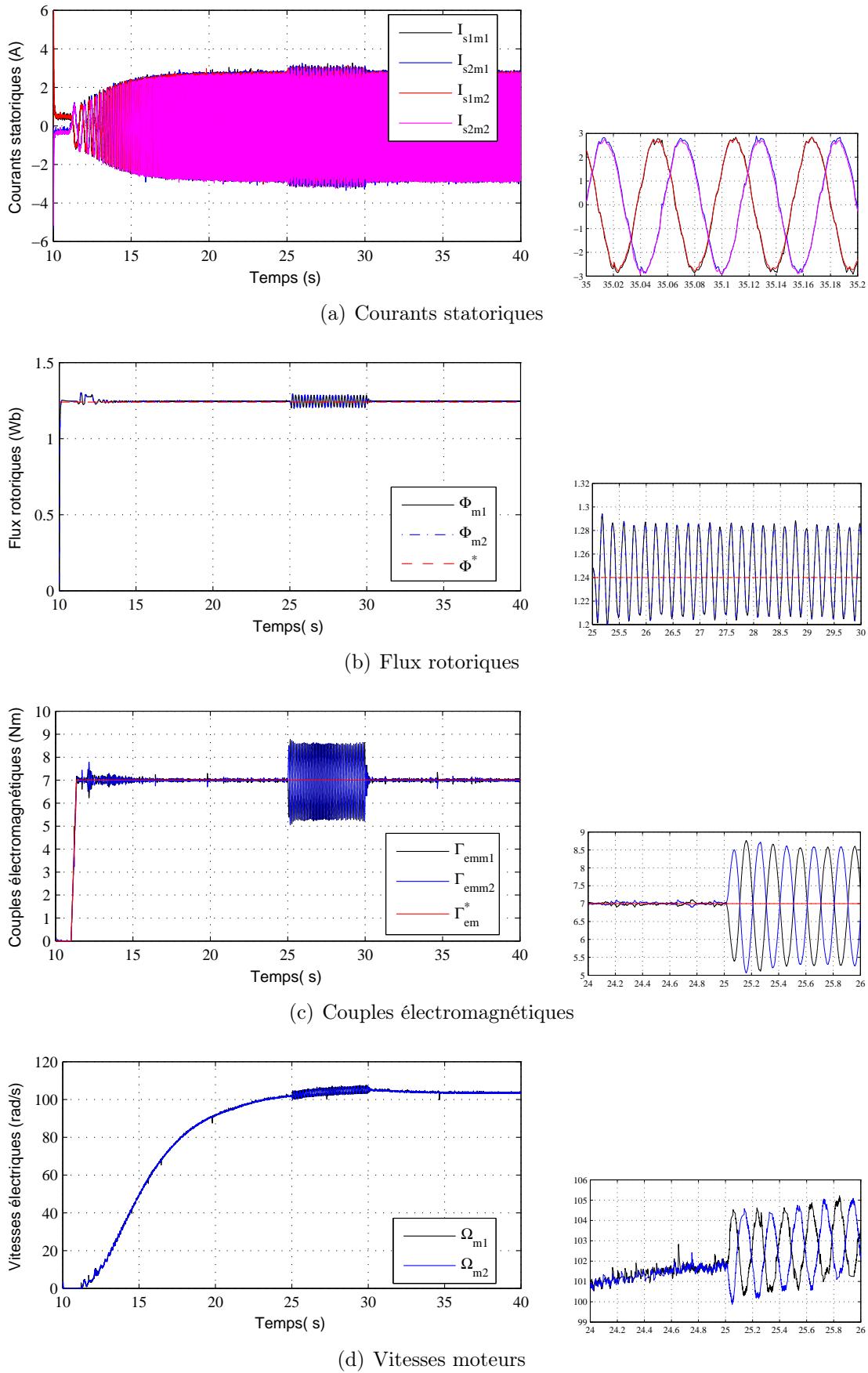
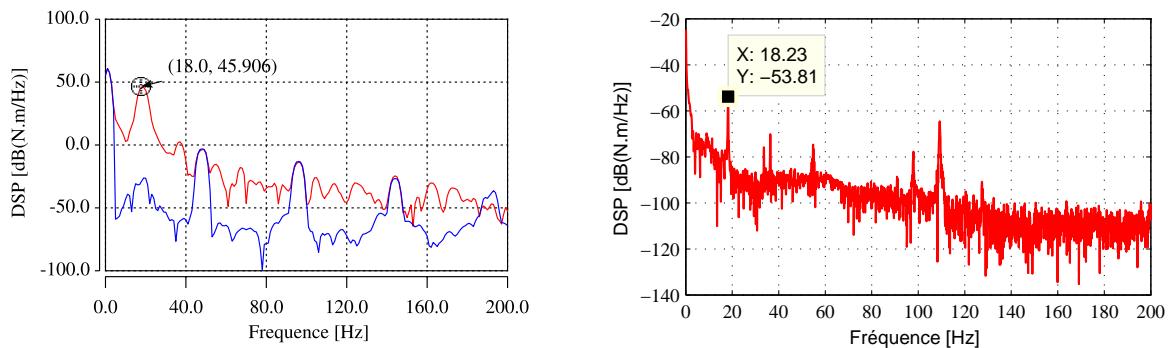


FIGURE 5.14 – Résultats expérimentaux (Broutement) : Grandeur moteurs

5.5.3 Décollement du pantographe

Pour valider l'émulation de la partie mécanique, une perturbation au niveau du filtre d'entrée est appliquée. Ceci est basé sur l'étude présentée dans [Pen 00b] qui montre que le filtre d'entrée représente un tampon de perturbation pour la partie mécanique. Et l'une des perturbations qui peuvent l'affecter est le décollement du pantographe qui introduit une chute de tension sur le bus continu. L'essai effectué est qu'une fois le régime permanent atteint, la tension d'entrée du filtre est annulée durant $300ms$ puis elle est progressivement rétablie.

La figure 5.15(a) présente la densité spectrale de puissance (DSP) du couple électromagnétique de l'un des moteurs de traction du système simulé sous le solveur SABER (Chaîne de traction BB36000 [Loc 97, Loc 99]). Cette simulation permet de voir qu'effectivement la perturbation du filtre d'entrée excite la partie mécanique et fait apparaître une raie de fréquence d'environ $18Hz$. L'analyse fréquentielle du couple électromagnétique de l'un des moteurs du banc expérimental permet aussi de mettre en évidence cette caractéristique de la partie mécanique. Cela permet entre autres de valider l'émulateur tel qu'il a été implémenté.



(a) Simulation sans perturbation (—), avec perturbation (— —) (b) Essai expérimental avec l'émulation du décollement du pantographe

FIGURE 5.15 – Densité spectrale de puissance du couple électromagnétique d'un moteur

5.5.4 Perte d'adhérence

L'émulation de la perte d'adhérence se fait par l'imposition du coefficient d'adhérence μ_{maxi} de chaque essieu. La loi de contact roue/rail implantée sur l'émulateur est donnée sur la figure 5.16 pour différents coefficients d'adhérence maximale. Pour valider les stratégies choisies lors de la perte d'adhérence, un essai est effectué avec les changements de l'état de rail présentés sur la figure 5.18(a). Une perte d'adhérence du moteur $M1$ est introduite entre $2 - 22s$, la perte d'adhérence des deux moteurs entre $22 - 32s$ et la perte d'adhérence du moteur $M2$ entre $32 - 52s$. Le chronogramme des changements de commande effectués afin de maintenir l'adhérence est alors présenté sur la figure 5.17(b).

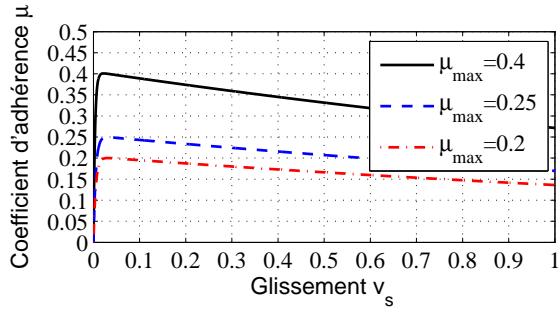


FIGURE 5.16 – Caractéristiques de l'état du rail émulé

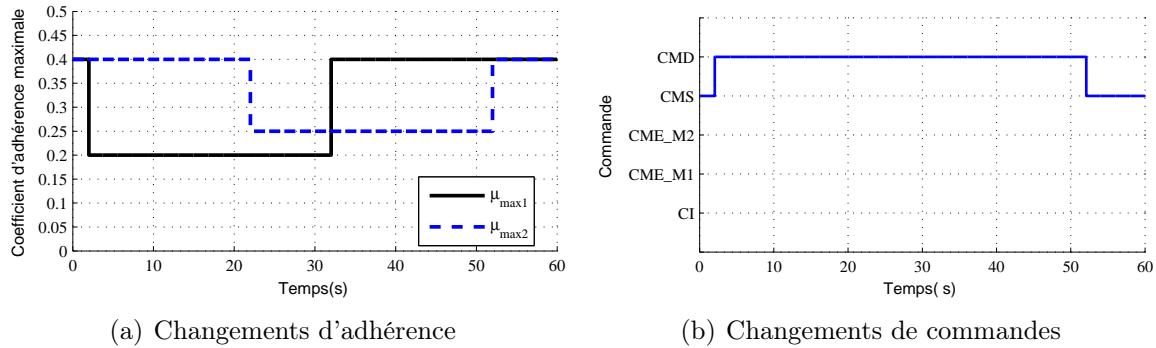
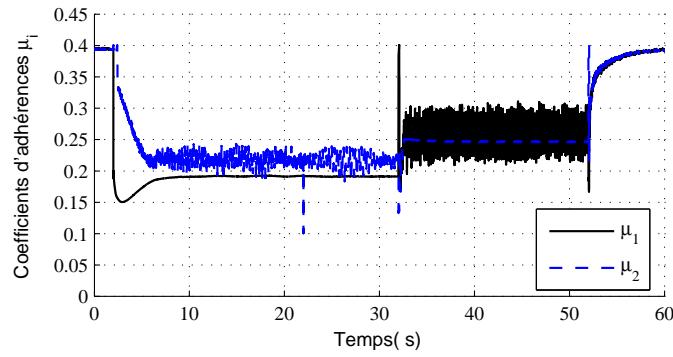
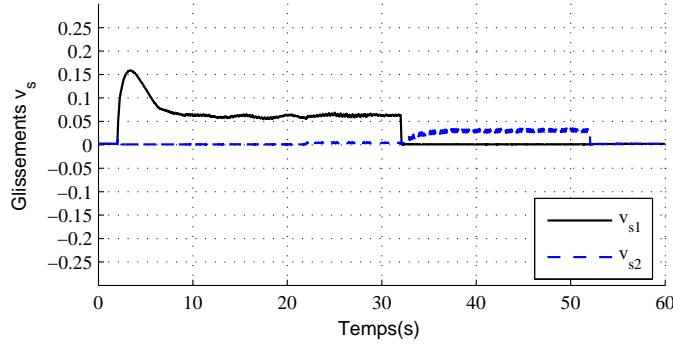


FIGURE 5.17 – Chronogramme des changements de coefficients d'adhérence maximale et de commandes appliqués

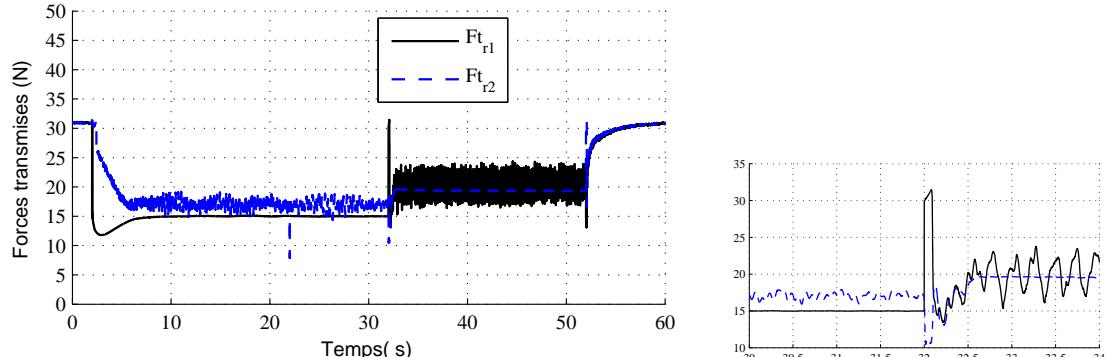
Les résultats de l'essai présentés sur les figures 5.18 et 5.19, valident d'une part la stratégie de reconfiguration de commande ($CMS \rightarrow CMD$) adoptée lors d'une perte d'adhérence, d'autre part l'étude effectuée en simulation sur la Commande Moyenne Différentielle dans le troisième chapitre. Le choix pris dans cet essai sur les coefficients $k_d = 0.2$ et $k_q = 10$ permet de déterminer la contribution de chaque axe sur l'annulation des déviations entre les deux moteurs. Evidemment, il est possible de maintenir l'adhérence dans les différents cas de pertes émulés mais cela introduit des oscillations assez importantes aux niveaux des couples moteurs dans les deux derniers changements de l'état du rail. L'analyse spectrale donnée sur la figure 5.20 fait apparaître la même caractéristique fréquentielle des oscillations $f_{osc} = k \cdot 5Hz$ ($k = 1, 2, 3, 4, 5$) que lors de l'étude effectuée en simulation dans Saber. Ceci montre une fois de plus la nécessité d'adapter les coefficients k_d et k_q suivant l'état du système. Une optimisation permettant de choisir ces coefficients est nécessaire pour maintenir la continuité de service tout en minimisant les oscillations des couples et l'action sur chaque axes (d et q) afin d'obtenir les performances satisfaisantes de la traction en régimes perturbés.



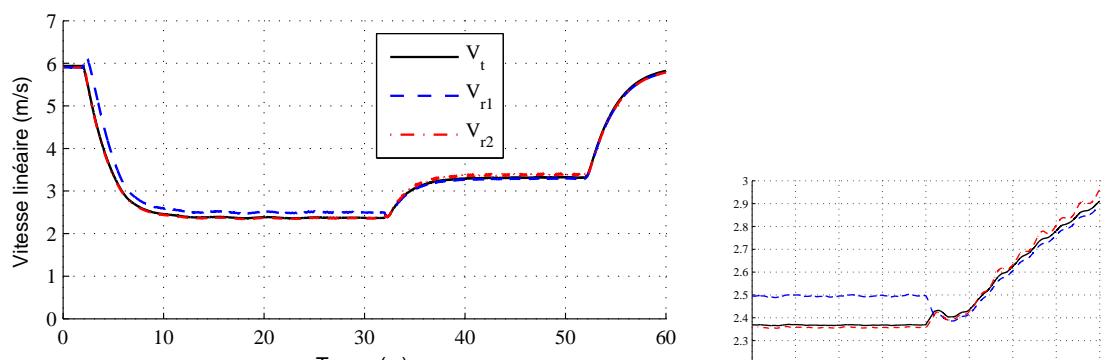
(a) Coefficients d'adhérences μ_i



(b) Glissements ν_i



(c) Forces transmises aux essieux



(d) Vitesses linéaires du train et des roues

FIGURE 5.18 – Résultats expérimentaux : Grandeur de l'émulateur de la chaîne de traction

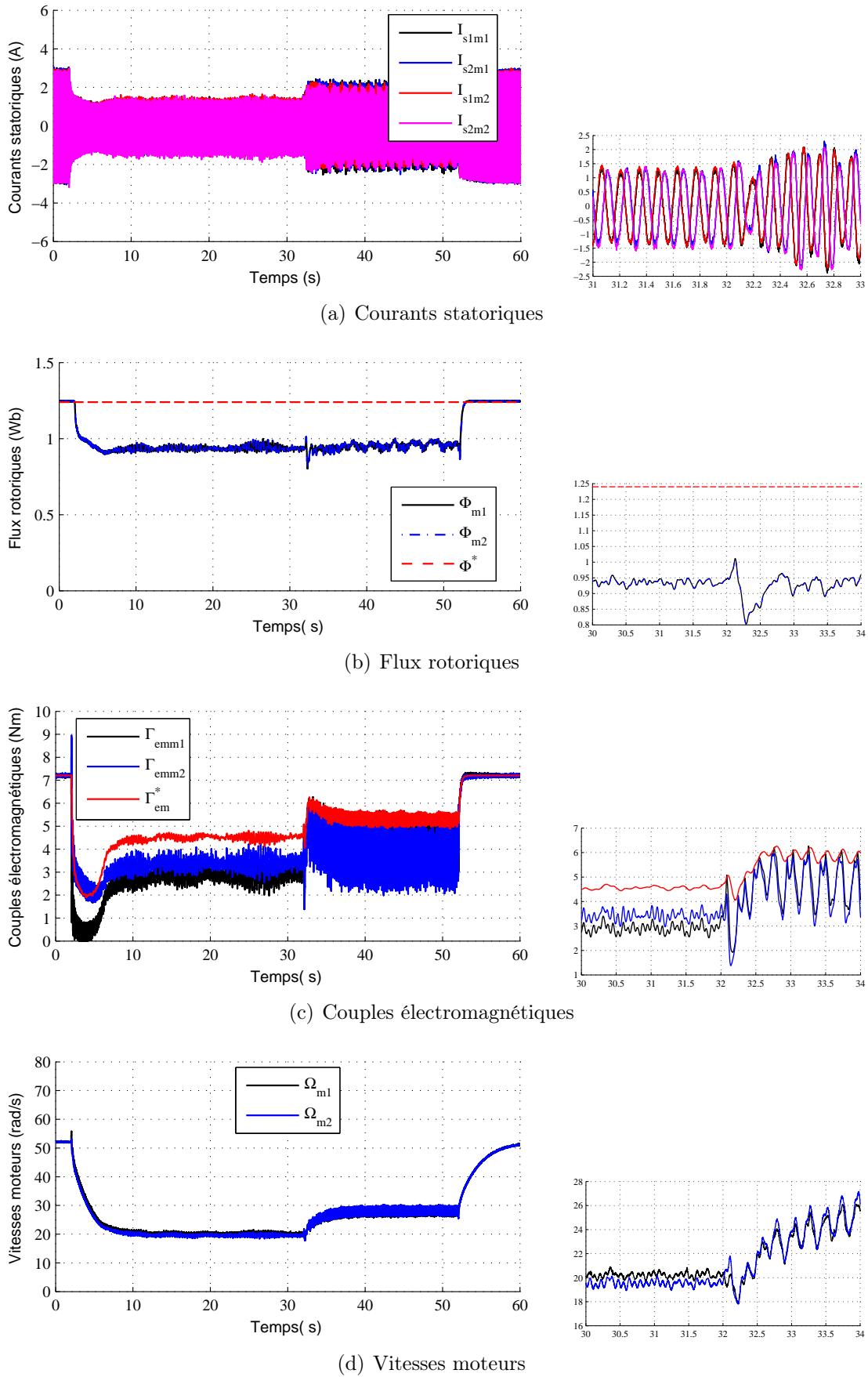


FIGURE 5.19 – Résultats expérimentaux : Grandeur moteurs

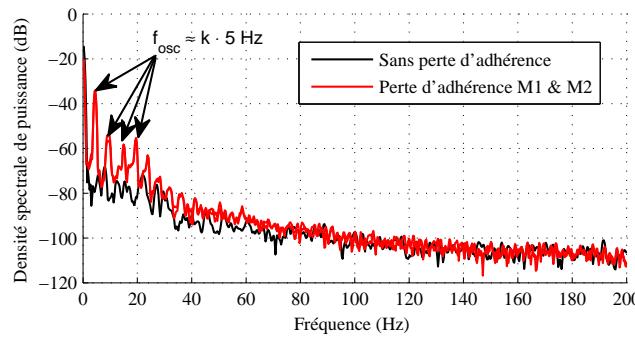


FIGURE 5.20 – Densité spectrale de puissance du couple électromagnétique (M1)

5.5.5 Comparaison de la simulation avec l'expérimentation

Les résultats présentés sur les figures 5.22 et 5.23 montrent les comportements de la chaîne de traction simulée à échelle réelle et celle émulée sur le banc d'essais. La commande CMD est adoptée et une perte d'adhérence du moteur $M1$ est introduite entre $50 - 54s$. Afin de comparer les variables internes des deux systèmes qui ne sont pas à la même échelle, une normalisation par rapport à leur régime permanent est effectuée. Cette comparaison permet de mettre en évidence la différence entre la dynamique de l'émulateur et de la partie mécanique simulée sous SABER. Effectivement dans l'essai effectué précédemment, le régime transitoire lors de la perte d'adhérence du moteur $M1$ dure environ $5s$ alors qu'en simulation il dure moins d'une seconde. Cela peut s'expliquer en partie par la simplification du modèle de la partie mécanique émulée et par la différence des lois de contact roues/rail choisies pour la simulation (fig. 5.21) et l'émulateur (fig. 5.16).

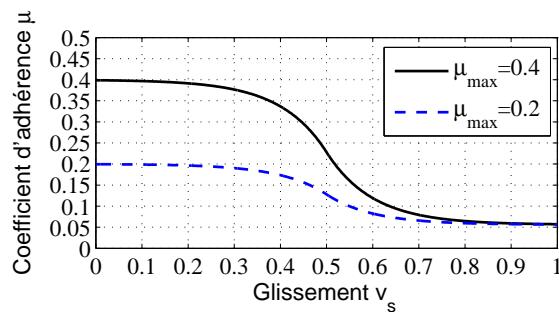


FIGURE 5.21 – Caractéristiques de l'état du rail en simulation

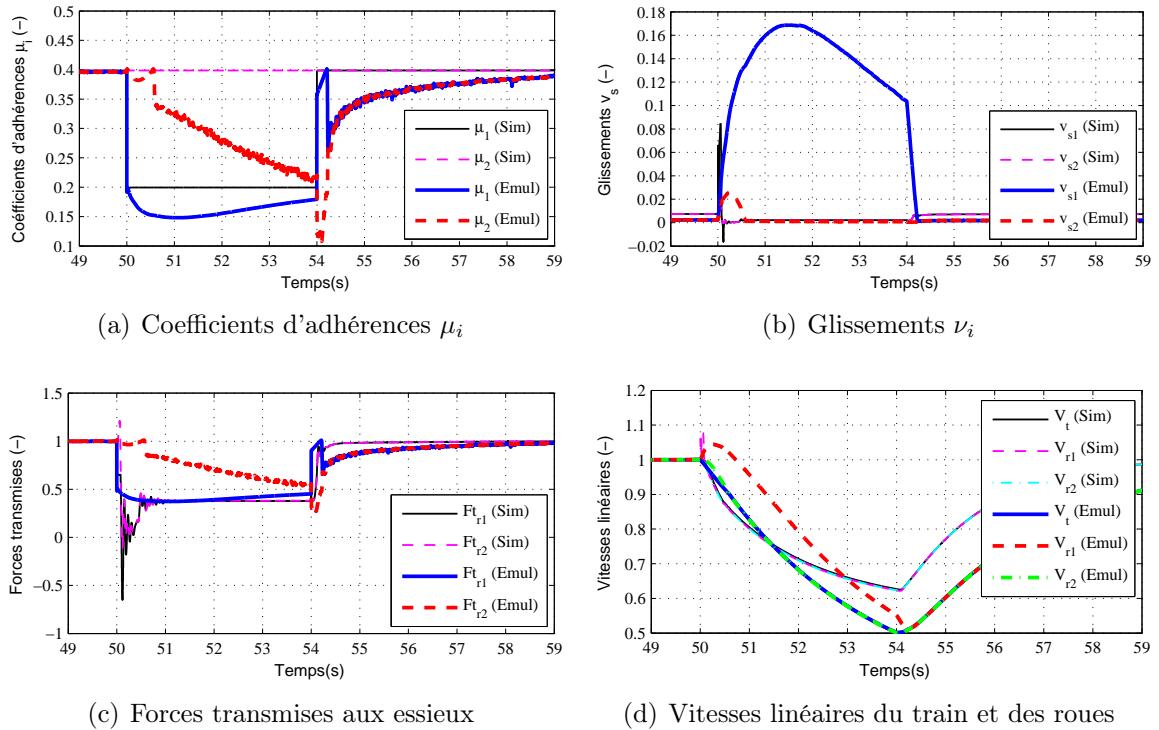


FIGURE 5.22 – Comparaison simulation/expérimentation : Grandeur de la partie mécanique de la chaîne de traction (simulation : $kd = 0.02$ et $kq = 15$, émulateur : $kd = 3$ et $kq = 10$)

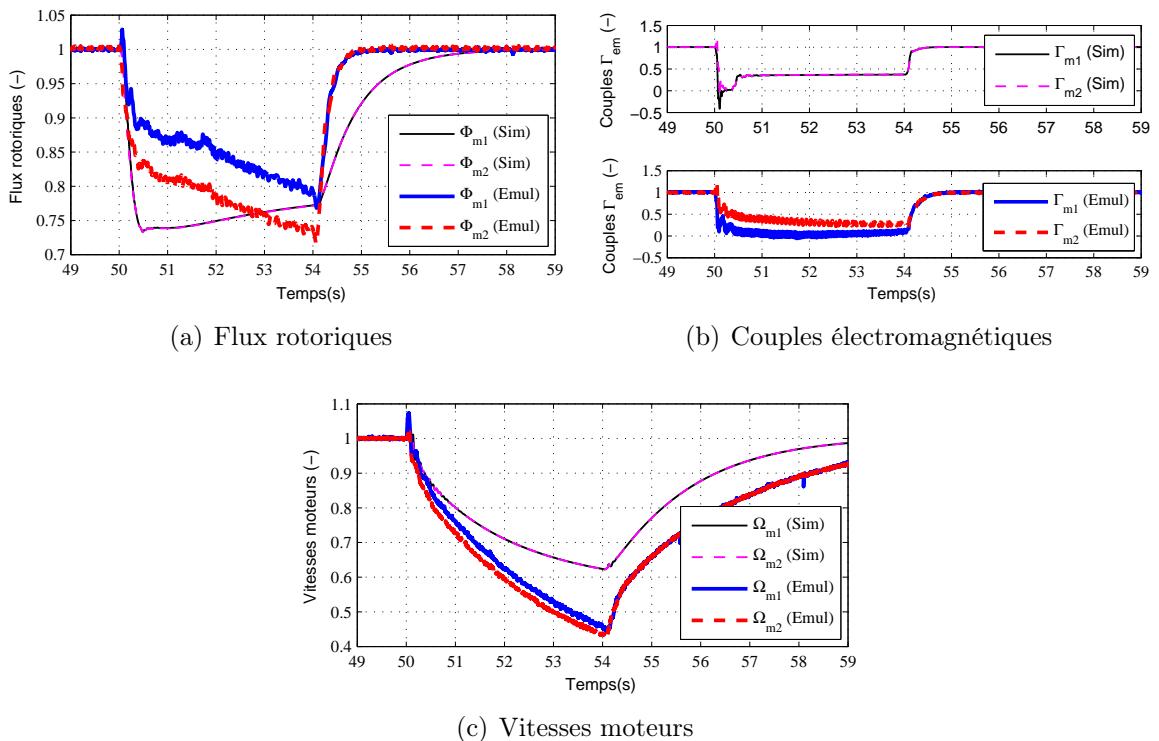


FIGURE 5.23 – Comparaison simulation/expérimentation : Grandeur moteurs (simulation : $kd = 0.02$ et $kq = 15$, émulateur : $kd = 3$ et $kq = 10$)

5.6 Perspectives pour le banc d'essai

Les validations de l'émulateur développées au cours de cette thèse et présentées ci-dessus montrent des premiers résultats concluants et permettent entre autres d'envisager des améliorations et des évolutions de ce banc d'essais. En plus des futures validations qu'il permet d'effectuer sur les commandes, les observateurs et la perte de capteurs en régimes nominal et dégradé d'un système biconvertisseur/bimoteur, l'émulation du système de freinage par les moteurs de charge afin d'étudier l'enrayage et l'effet des commandes coopératives lors de cette phase est à explorer.

Des travaux sont aussi envisageables sur l'implémentation des lois de commandes sur cible FPGA et l'extension du système à une traction répartie multi-convertisseur/multi-moteur. Ces deux dernières propositions sont exposées dans la suite de cette rédaction.

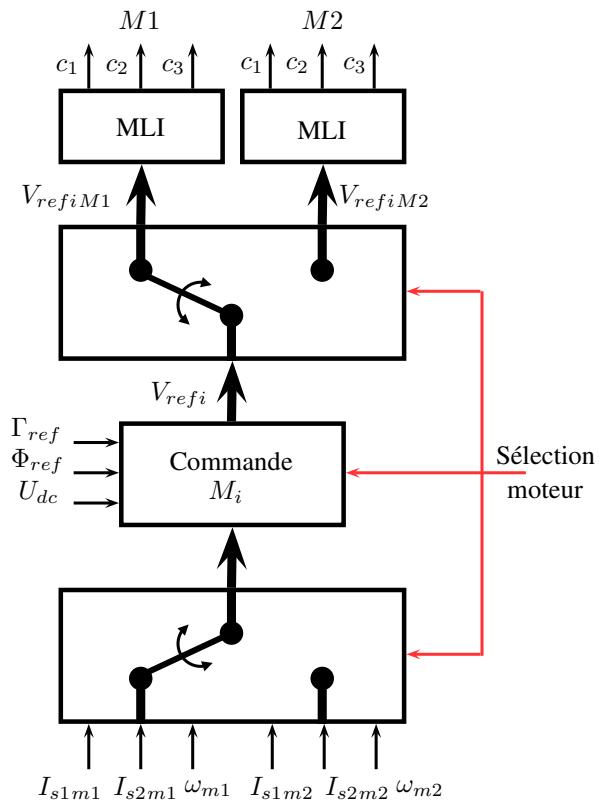
5.6.1 Implémentation des lois de commande sur FPGA

L'objectif attendu d'une implémentation des différentes lois de commande du système biconvertisseur/bimoteur sur FPGA est de se soustraire des limitations rencontrées lors de leur implémentation sur la carte PPC, à savoir la période de commande limitée à $T_e = 2e^{-4}$ et la nécessité d'avoir une carte qui gère d'une part les entrées/sorties analogiques et digitales, d'autre part les tâches à une fréquence plus élevée (MLI).

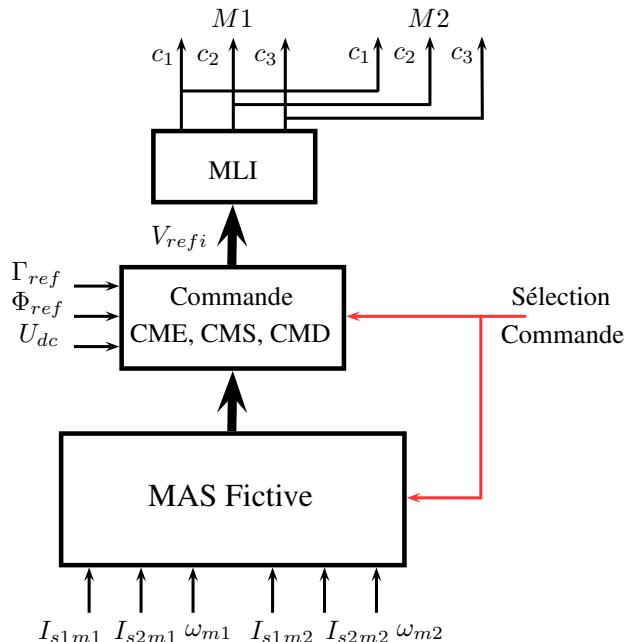
Une optimisation des ressources utilisées doit alors être envisagée en exploitant la redondance des commandes d'une traction répartie. Les différentes commandes (CI, CME, CMS et CMD) se basant sur la commande vectorielle à flux rotorique orienté, l'objectif est alors d'utiliser dans le cas de la commande CI une seule commande pour contrôler les deux machines simultanément sur une seule période d'échantillonnage. Le synoptique d'un tel mécanisme est présenté sur la figure 5.24(a) et le chronogramme des tâches dans le cas où la fréquence de découpage f_{dec} est égale à la fréquence de la commande f_e est donné sur la figure 5.25. Les tâches d'acquisition, commande, MLI sont alors faites en parallèle, et les commandes individuelles sont faites en série et doivent satisfaire les contraintes temps réel. Dans le cas des commandes coopératives (fig. 5.24(b)), la virtualisation des moteurs est introduite, et une adaptation de la commande doit être faite dans le cas de la commande CMD.

L'optimisation des ressources peut être basée sur les travaux de recherche effectués dans le domaine d'optimisation du parallélisme des systèmes réparties¹, qui ont mené au développement de méthodologie formelle basée sur des modèles de graphes [Sor 94]. Ce formalisme nommé A^3 (Adéquation Algorithme Architecture) a par la suite été étendu aux circuits intégrés spécifiques tels que les FPGA [Kao 03, Kao 04] et a été appliqué à l'implémentation des commandes sur cible FPGA [Nao 07]. La problématique de la commande de système multi-machine basée sur FPGA a été analysée dans [Taz 99], où une architecture coprocesseurs a été adaptée avec les régulations des courants I_{sd} , I_{sq} de cinq moteurs asynchrones effectuées sur FPGA avec une seule commande.

1. Massively Parallel Computing Systems (MPCS)



(a) Commandes Individuelles



(b) Commandes Coopératives

FIGURE 5.24 – Synoptiques des commandes d'un système biconvertisseur/bimoteur implantées sur FPGA

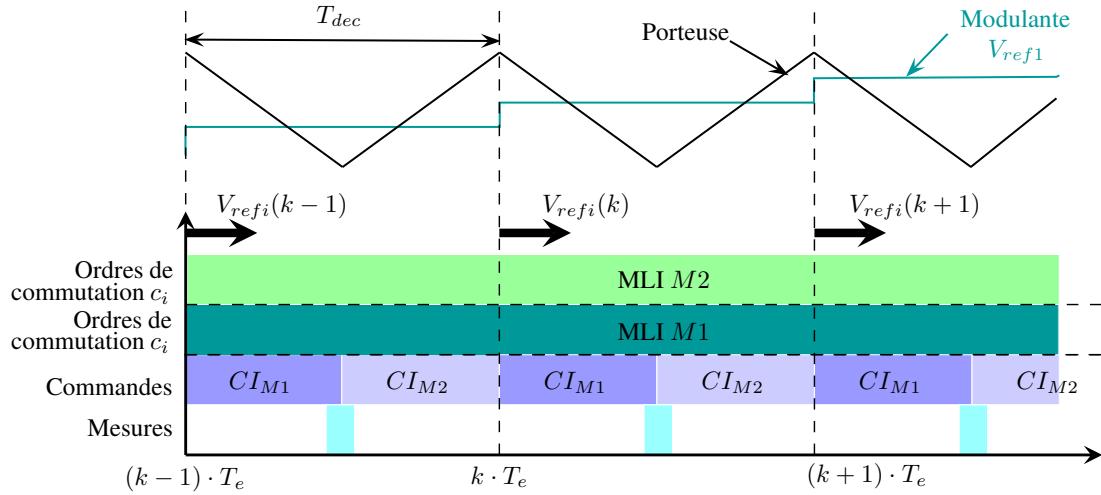


FIGURE 5.25 – Chronogramme de la commande d'un système biconvertisseur/bimoteur implémentée sur FPGA

5.6.2 Extension à un banc d'essai pour une chaîne de traction répartie

L'une des évolutions envisageable du banc d'essai est son extension à une traction répartie. D'autres unités de traction, selon la structure de traction répartie à étudier, seront alors émulées (fig. 5.26) et interagiront à l'unité réelle à travers l'émulation de la charge commune afin d'introduire les interactions entre les différentes unités de traction. L'exploitation de la redondance des unités de commande peut alors être étudiée.

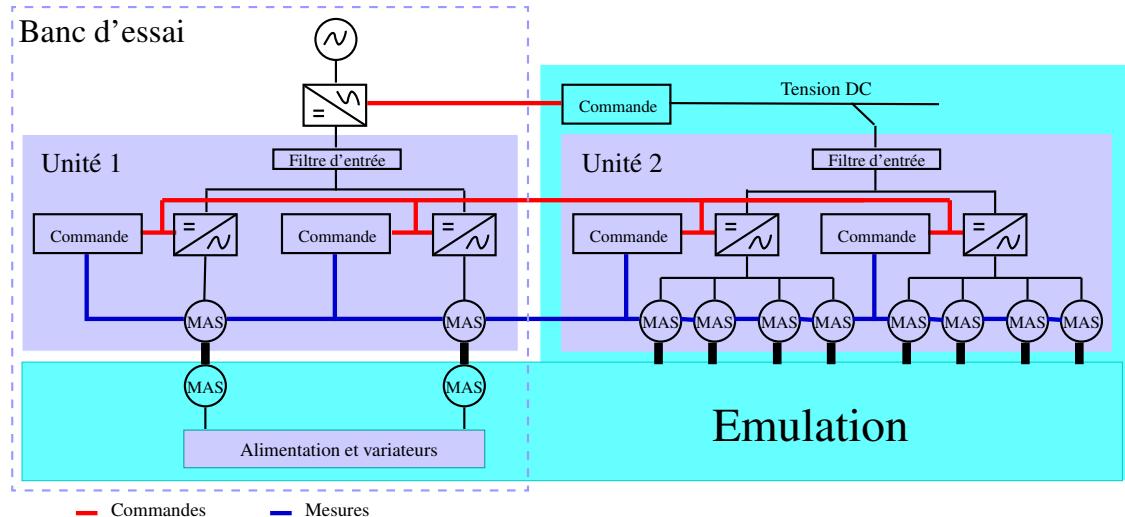


FIGURE 5.26 – Extension du banc d'essai à une chaîne de traction répartie

5.7 Conclusion

Ce dernier chapitre a permis d'introduire la méthodologie employée au cours de cette thèse et qui nous a guidé de la simulation du système étudié et des stratégies proposées à leur implémentation sur un banc d'essai à échelle réduite. Cette démarche a permis de

simplifier et d'accélérer les transitions entre les différentes phases et les différents outils utilisés.

L'émulation de la charge mécanique commune au système biconvertisseur/bimoteur a permis de valider les stratégies de commande d'un tel système dans des conditions nominales et dégradées dans un environnement proche de la réalité. L'émulateur développé, a alors été validé et a permis d'agir sur les paramètres de la partie mécanique et d'introduire des perturbations (perte d'adhérence, broutement et usure des roues) aisément.

Conclusion générale et perspectives

Les évolutions technologiques, de l'électrification des lignes à l'électronique de puissance, en passant par l'évolution des moteurs de traction n'ont cessé d'entraîner un intérêt croissant pour la traction ferroviaire électrique. Les aspects environnementaux et les soucis énergétiques que connaît le monde dans les prochaines décennies ont également fortement contribué à l'engouement que connaît ce mode de transport.

Dans cette thèse, après avoir présenté l'état de l'art pour donner une vision globale de la traction ferroviaire électrique, la traction asynchrone répartie et les différentes perturbations qui peuvent l'affecter ont été introduites. Avant d'entreprendre la commande des systèmes multi-convertisseurs/multi-machines asynchrones qui constituent une traction répartie et d'aborder la problématique de sa continuité de service, les deux axes principaux de notre étude. La modélisation et la commande d'un ensemble mono-onduleur/monomoteur asynchrone qui reste le sous-système élémentaire d'un tel système ont été abordées.

L'étude de différentes structures de commande destinées à un système mono-onduleur /bimachine asynchrone, qu'elles soient Coopératives Pondérées ou Moyenne Différentielle, a introduit la notion de virtualité des moteurs. Dans le cas d'un système bionduleur/bimachine asynchrone, cette virtualité s'applique aussi aux onduleurs à deux niveaux de tension. En effet, cette méthodologie a permis de généraliser les différentes commandes coopératives à un système multi-onduleur/multi-machine asynchrone.

Nous avons développé une autre variante de la Commande Moyenne Différentielle. Dans les études précédentes [Kel 94, Kel 95, Pen 02], les valeurs moyennes des variables des moteurs sont utilisées pour la régulation du flux et du couple électromagnétique de la machine fictive. Les variables moyennes différentielles sont introduites pour annuler les déviations des comportements des moteurs de tractions lorsqu'ils sont soumis à l'action d'une perturbation. Nous avons amélioré l'efficacité de l'action de cette commande en lui rajoutant plus de degrés de liberté pour annuler cette déviation. Dans la nouvelle structure de la Commande Moyenne Différentielle proposée, au lieu de n'utiliser que l'axe d du repère tournant (d, q) pour le contrôle du couple moyen différentiel, les deux axes d et q sont utilisés et la contribution de chaque axe dans cette régulation est gérée à travers deux variables k_d et k_q . Ainsi, les axes d et q ne servent pas qu'au contrôle du flux et du couple respectivement comme dans le cas d'une commande vectorielle d'un système

mono-onduleur/monomoteur, mais ils servent aussi à annuler les déviations entre les deux moteurs de traction.

L'analyse du comportement du système avec les différentes structures de commande coopérative nous a mené à envisager des reconfigurations de commande afin d'assurer la continuité de service d'une chaîne de traction répartie et d'améliorer son comportement lors de l'action des différentes perturbations qui peuvent l'affecter. Ceci a abouti à la conception d'un organe décisionnel qui organise les adaptations de références et les reconfigurations des structures de commande nécessaires. Pour introduire la tolérance aux défauts de capteurs mécaniques et étudier la robustesse des stratégies de reconfiguration retenues dans le cas d'une commande sans capteurs, l'étude du système avec différents estimateurs et observateurs de vitesse a été faite. Elle a montré l'importance de la convergence et de la dynamique de l'estimation ou de l'observation de la vitesse pour une réponse adéquate de la stratégie de commande activée et ce, principalement lors d'une perte d'adhérence simultanée des deux essieux moteurs. De la même façon, la redondance structurelle qu'offre naturellement la traction répartie a été exploitée. Elle a confirmé la simplicité de sa mise en œuvre et le maintient de la sureté de fonctionnement du système en présence des différentes perturbations externes. Une redondance additionnelle peut alors être envisagée avec une simple gestion de la sélection de la source d'information parmi les différents sous-systèmes composant une traction répartie.

La plate-forme expérimentale, correspondant à un mini bogie, mise en place au cours de nos travaux a permis la validation d'une partie des études théoriques effectuées. La conception de l'émulateur d'un bogie réel constitué par un système Biconvertisseur/Bimoteur asynchrone a ainsi permis de tester les différentes reconfigurations possibles entre les commandes coopératives (CI, CME, CMS, CMD). L'émulation de la charge liée des deux moteurs de traction offre la possibilité de simulation des conséquences des différentes perturbations mécaniques dans un environnement proche de la réalité et avec la prise en considération des caractéristiques de la transmission. La transition entre les différentes phases de cette étude nous a, entre autres, permis de formuler la méthodologie générique qui nous a guidé de la simulation du système étudié et des stratégies proposées, à leur implémentation temps réel sur le banc expérimental à échelle réduite.

L'étude réalisée a ouvert des perspectives d'études complémentaires nouvelles et plusieurs directions sont ainsi envisageables.

En ce qui concerne la commande, les premiers résultats concluants de la Commande Moyenne Différentielle évoluée durant ces travaux, nous ont persuadé de la nécessité d'envisager une étude plus approfondie pour mettre en œuvre un algorithme qui permet d'adapter les coefficients k_d et k_q gérant la participation de chaque axe du repère (d, q) dans l'annulation des déviations entre les moteurs de traction. Ceci, d'une part

pour réduire les oscillations qui peuvent être introduites lors d'une perte d'adhérence, et d'autre part pour avoir une réponse optimale du système en permettant la transmission de la force maximale admissible suivant l'état du rail. Il faut ajouter la nécessité de rendre la commande CMD robuste vis-à-vis d'une forte dispersion paramétrique des moteurs.

Le deuxième axe à exploiter concerne la redondance structurelle naturelle qu'offre une chaîne de traction répartie. L'étude effectuée sous cet angle s'est limitée aux défaillances de capteurs mécaniques (vitesse), on peut envisager l'exploitation et l'extension de cette redondance aux autres capteurs, voire aux différentes unités de commande que peut comporter une traction répartie.

Le dernier axe qu'on propose d'approfondir concerne la plate-forme expérimentale. Des améliorations et évolutions de l'émulateur de la chaîne de traction doivent se faire pour les futures validations que l'émulateur permet d'effectuer sur les commandes, les observateurs et les pertes de capteurs en régimes nominal et perturbé. D'autres perturbations telles que l'enrayage ou l'usure des roues peuvent être examinées. Des travaux sont aussi envisageables sur l'implémentation des lois de commande et l'extension du système à une traction répartie multi-convertisseur/multi-moteur.

Annexe A :
Schéma électrique de la partie charge

LAPLACE-CODIASE

BANCS D'ESSAIS 2 MOTEURS

SCHEMAS ELECTRIQUES

			DELTY	BANC 2 MOTEURS
			16, rue Peyrouset 31400 Toulouse	Presenta ^{tion}
			Tel: (33) 5 61 25 83 56 Fax: (33) 5 62 26 71 94	Dessin: D. Sabadie 10-06-10 10-04-384 Electrique.dwg
Date	Modifications	Ind.		

Page	DESIGNATION	Indice
1	Présentation	A
2	Sommaire	A
3	Coffret électrique	A
4		
5		
6		
7		
8		
9		
10		
11		
12		
13		
14		
15		
16		
17		
18		
19		
20		
21		
22		
23		
24		
25		
26		
27		
28		
29		
30		
31		
32		
33		
34		
35		
36		
37		
38		
39		
40		
41		
42		
43		
44		
45		
46		
47		
48		
49		
50		

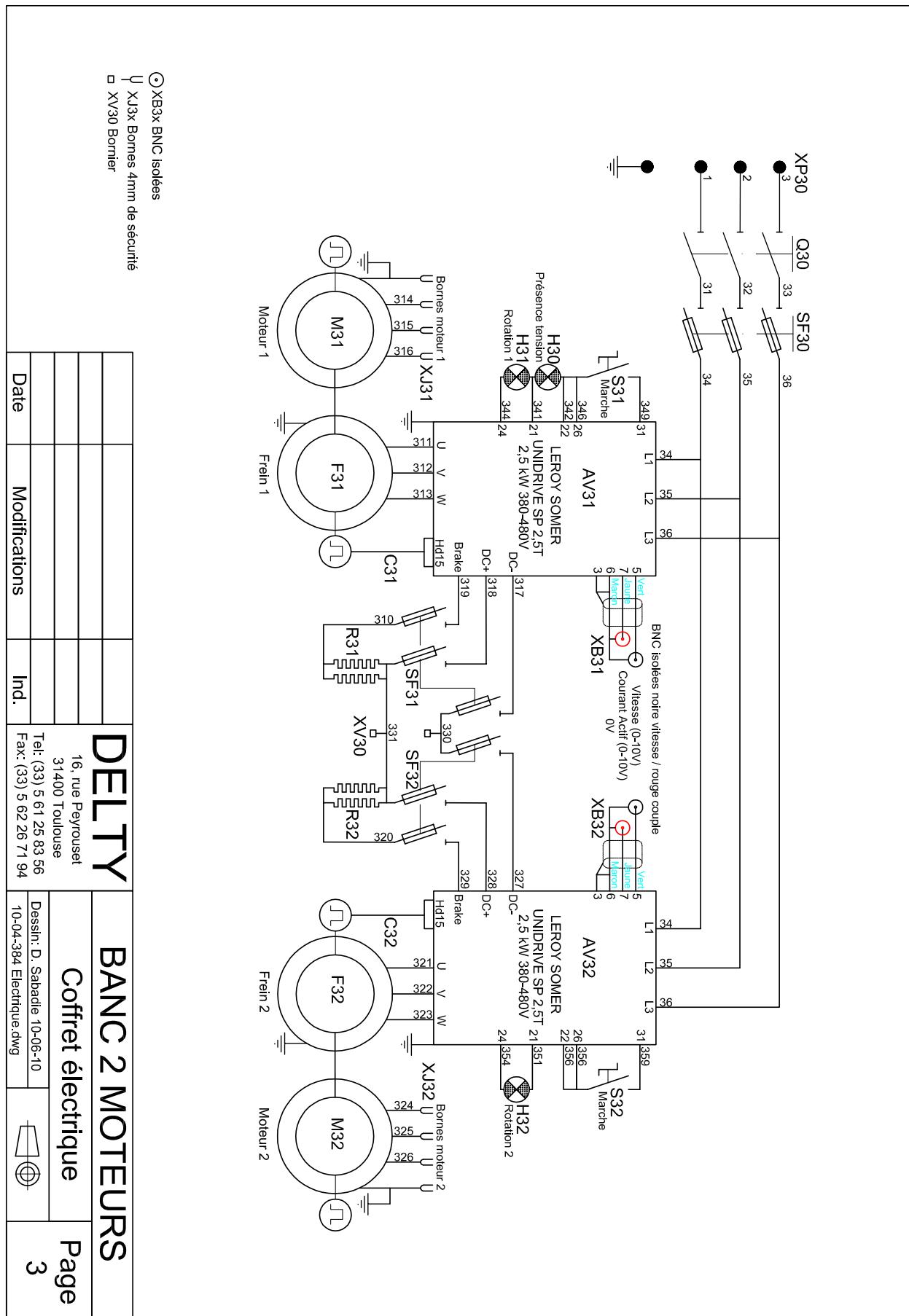
DELTY BANC 2 MOTEURS

Sommaire

Page
2

16, rue Peyrouset
31400 Toulouse
Tel: (33) 5 61 25 83 56
Fax: (33) 5 62 26 71 94

Date Modifications Ind.



Bibliographie

- [Abd 07] M. Abdelghani and M. I. Friswell. “Sensor validation for structural systems with multiplicative sensor faults”. *Mechanical Systems and Signal Processing*, Vol. 21, pp. 270–279, 2007.
- [Ach 10] T. Achour, M. Pietrzak-David, and M. Grandpierre. “Service continuity of an induction machine railway traction system”. In : *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, pp. 1–7, 2010.
- [Ach 11] T. Achour and M. Pietrzak-David. “Service continuity of an IM distributed railway traction with a speed sensor fault”. In : *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pp. 1–8, 2011.
- [Ach 12] T. Achour and M. Pietrzak-David. “An experimental test bench for a distributed railway traction mechanical load emulator”. In : *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1666–1671, 2012.
- [Aka 07] M. Akama. “Development of Finite Element Model for Analysis of Rolling Contact Fatigue”. *QR of RTRI*, Vol. 48, No. 1, pp. 8–14, 2007.
- [Ala 05] J.-C. Alacoque and P. Chapas. “Traction ferroviaire Adhérence par commande d ’ effort”. *Techniques de l’ingénieur*, Vol. D12, No. D5535, pp. 1–16, 2005.
- [Ale 03] D. Alejo. *Contribution à l’étude de la commande des systèmes électriques par commutation et fusion d’algorithmes*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [All 08] J. Allenbach. *Traction électrique*. PPUR, 2008.
- [All 10] A. L. Allegre, A. Bouscayrol, J. N. Verhille, P. Delarue, E. Chattot, and 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, 2010.
- [ARCa] ARCEL. “ARCAL2106 Double Driver pour IGBTs et MOSFETs (Doc. ARCAL2106 _fr-Ver 1)”. Tech. Rep.
- [ARCb] ARCEL. “ARCAP-50 Module de commande de thyristors par angle de phase (Doc. ARCAP50-FR – Ver 2)”. Tech. Rep., ARCEL.
- [ARCc] ARCEL. “ARCTU3I Carte de mesure et de surveillance pour les systèmes de puissance (Doc. ARCTU3-I _fr - Ver 2)”. Tech. Rep.

- [Arc 98] A.-M. Arcker-Hissel, F. Ben Ammar, M. Pietrzak-David, and B. de Fornel. “Speed sensorless variable structure control of high power induction motor drives”. *Poweg Electronics and Variable Speed Drives*, No. 456, pp. 335–340, 1998.
- [Arc 99] A.-M. Arcker. *Contrôle direct du couple électromagnétique des machines asynchrones de grande puissance*. PhD thesis, Institut National Polytechnique, Toulouse, 1999.
- [Bae 07] K.-s. Baek, K. Kyogoku, and T. Nakahara. “An experimental investigation of transient traction characteristics in rolling – sliding wheel / rail contacts under dry – wet conditions”. *Wear*, Vol. 263, pp. 169–179, 2007.
- [Bag 05] L. Bagheli, P. Poure, and A. Rezzoug. “Sensor Fault Detection for Fault Tolerant Vector Controlled Induction Machine”. In : *11th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2005*, pp. 1–10, Dresden, Allemagne, 2005.
- [Bar 82] P. Barret. *Régimes transitoires des machines électriques tournantes*. Paris, France, eyrolles Ed., 1982.
- [Bat 09] E. Batista. *Nouvelles structures électroniques pour le transport électrique : impacts des nouvelles contraintes d'intégration sur les interférences électromagnétiques et moyens de prévision de la compatibilité électromagnétique*. PhD thesis, Université de Toulouse, 2009.
- [Ben 96] S. Bennett, R. Patton, S. Daley, and D. Newton. “Torque and Flux Estimation for a Rail Traction System in the Presence of Intermittent Sensor Faults”. *UKACC international Conference on CONTROL '96 (Conf. publ.)*, Vol. 1, No. 427, pp. 2–5, 1996.
- [Ben 99] S. M. Bennett, R. J. Patton, and S. Daley. “Sensor fault-tolerant control of a rail traction drive”. *Control Engineering Practice*, Vol. 7, pp. 217–225, 1999.
- [Bid 08] D. Bidart, M. Pietrzak-David, P. Maussion, and M. Fadel. “Mono inverter dual parallel PMSM - structure and control strategy”. In : *IEEE Industrial Electronics*, pp. 268–273, Orlando, FL, USA, 2008.
- [Bid 11] D. Bidart. *Commande coopérative des systèmes monoconvertisseurs multimachines synchrones*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2011.
- [Bou 00] A. Bouscayrol, B. Davat, B. De Fornel, B. Francois, J. Hautier, F. Meibody-Tabar, and M. Pietrzak-David. “Multi-machine multi-converter system for drives : analysis of coupling by a global modeling”. In : *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, pp. 1474–1481, 2000.
- [Bou 02a] A. Bouscayrol, B. Davat, B. De Fornel, B. Francois, J. Hautier, F. Meibody-Tabar, E. Monmasson, M. Pietrzak-David, and H. Razik. “Control structure for multi-machine and multi-converter systems with downstream coupling”. In : *Electrimacs, 2002*, 2002.

- [Bou 02b] A. Bouscayrol, P. Delarue, E. Semail, J. Hautier, and J. Verhilles. “Application de la Représentation Energétique Macroscopique à un système de traction multimachines”. *Revue Internationale de Génie Electrique*, Vol. 5, No. 3-4, pp. 431–453, 2002.
- [Bou 03a] A. Bouscayrol, B. Davat, B. de Fornel, B. François, J. Hautier, F. Meibody-Tabar, E. Monmasson, M. Pietrzak-David, H. Razik, E. Semail, and F. Ben-khoris. “Control structures for multi-machine multi-converter systems with upstream coupling”. *Mathematics and Computers in Simulation*, Vol. 63, No. 3-5, pp. 261–270, Nov. 2003.
- [Bou 03b] A. Bouscayrol. “Formalisme de Représentation et de Commande Appliqués aux Systèmes Electromécaniques Multimachines Multiconvertisseurs”. *Rapport de synthèse en vue d’obtenir l’Habilitation à Diriger des Recherches à l’Université des Sciences et Technologies de Lille*, 2003.
- [Bou 06] A. Bouscayrol, M. Pietrzak-David, P. Delarue, R. Pena-Eguiluz, P. Vidal, and X. Kestelyn. “Weighted control of traction drives with parallel-connected AC machines”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 6, pp. 1799 –1806, 2006.
- [Bou 08] A. Bouscayrol. “Different types of hardware-in-the-loop simulation for electric drives”. In : *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008.*, pp. 2146–2151, IEEE, 2008.
- [Bou 09] K. Bouibed, A. Aitouche, and M. Bayart. “Sensor fault detection by sliding mode observer applied to an autonomous vehicle”. In : *ACTEA 2009*, pp. 621–626, Zouk Mosbeh, Lebanon, 2009.
- [Bou 10] K. Bouibed, A. Aitouche, and M. Bayart. “Sensor and actuator fault detection and isolation using two model based approaches : Application to an autonomous electric vehicle”. In : *18th Mediterranean Conference on Control & Automation*, pp. 1290–1295, Marrakech, Morocco, 2010.
- [Bou 95] A. Bouscayrol. *Structures d’alimentation et stratégies de commande pour des systèmes multimachines asynchrones Application à la motorisation d’un robot mobile*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1995.
- [Bri 08] D. Briginshaw. “AGV : The next generation”. *International Railway Journal*, Vol. 48, No. 3, pp. 23–24, 26, 2008.
- [Cap 02] S. L. Capitaneanu. *Optimisation de la fonction MLI d’un onduleur de tension deux-niveaux*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [Car 95] J. Caron and J. Hautier. *Modélisation et commande de la machine asynchrone*. technip Ed., 1995.
- [Cha 83] J. Chatelain and J. Neirynck. *Machines électriques*. Presses Polytechniques romandes, 1983.
- [Che 11] Y. Chen and V. Dinavahi. “Digital Hardware Emulation of Universal Machine and Universal Line Models for Real-Time Electromagnetic Transient

- Simulation". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 59, No. 2, pp. 1300–1309, 2011.
- [Col 06] C. Cole. "Longitudinal Train Dynamics". In : *Handbook of Railway Vehicle Dynamics*, Chap. 9, pp. 239–277, 2006.
- [Cos 96] G. Cosulich, P. Firpo, and S. SaVio. "Power Electronics Reliability Impact on Service Dependability for Railway Systems : a Real Case Study". In : *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '96*, pp. 996–1001, Warsaw, 1996.
- [Deb 10] M. Debruyne. "Apport de l 'électronique de puissance pour la traction électrique". *Techniques de l'ingénieur*, No. D3278, pp. 1–18, 2010.
- [Del 95] B. Délémontey, B. Jacquot, C. Iung, B. de Fornel, and J. Bavard. "Stability analysis and stabilisation of an induction motor drive with input filter". In : *EPE*, Seville, Spain, 1995.
- [Duf 03] M. Duffy. *Electric Railways 1880-1990*. Vol. 14, IET, Nov. 2003.
- [Esc 00] P. Escane, M. Pietrzak-David, and B. de Fornel. "Optimisation of a Railway Traction System Drive Control vs. Slip Perturbation". In : *Proceedings of IEEE-IAS'200*, pp. 1909 –1916, Rome, 2000.
- [Esc 99] P. Escané, C. Lochot, M. Pietrzak-David, and B. de Fornel. "Electromechanical interactions in a high speed railway traction system - Comparison between two drive control structures". In : *EPE*, Lausanne, Switzerland, 1999.
- [Esp 06] J. R. Espinoza. "Inverters". In : *Power Electronics Handbook*, Chap. 15, pp. 353–404, Elsevier publishing, 2006.
- [Fac 09] A. Facchinetto and M. Mauri. "Hardware-in-the-loop overhead line emulator for active pantograph testing". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 10, pp. 4071–4078, 2009.
- [Fen 07] C.-c. Feng. "Fault-Tolerant Control and Adaptive Estimation Schemes for Sensors with Bounded Faults". In : *16th IEEE International Conference on Control Applications Part of IEEE Multi-conference on Systems and Control*, pp. 1–3, Singapore, 2007.
- [Gal 08] E. Gallardo-Hernandez and R. Lewis. "Twin disc assessment of wheel / rail adhesion". *Wear*, Vol. 265, pp. 1309–1316, 2008.
- [Gan 03] G. Gandanegara. *Méthodologie de conception systémique en Génie Electrique à l'aide de l'outil Bond Graph Application à une chaîne de traction ferroviaire*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [Gar 98] G. Garcia Soto. *Etude et mise en oeuvre d'estimateurs et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine à induction à cage commandée vectoriellement*. PhD thesis, Université Paris XI, 1998.
- [GEN 07] S. GENTIL. *Supervision des procédés complexes (Traité IC2, série systèmes automatisés)*. lavoisier Ed., 2007.

- [Gre 11] L. Gregoire, K. Al-Haddad, and G. Nanjundaiah. “Hardware-in-the-Loop (HIL) to reduce the development cost of power electronic converters”. In : *International Conference on Power Electronics (IICPE)*, pp. 1–6, India, 2011.
- [Guz 08] J. Guzinski, M. Diguet, Z. Krzeminski, A. Lewicki, and H. Abu-Rub. “Application of Speed and Load Torque Observers in High Speed Train”. In : *13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC 2008)*, pp. 1382–1389, Poznan, 2008.
- [Hol 03] D. G. Holmes and T. A. Lipo. *Pulse Width Modulation for Power Converters : Principles and Practice*. Wiley-IEEE Press, 2003.
- [Hos 11] T. Hosen and K. Yanagisawa. “Fuji Electric’s Semiconductors : Current Status and Future Outlook”. *FUJI ELECTRIC REVIEW*, Vol. 57, No. 3, pp. 68–71, 2011.
- [Hou 08] J. Houldsworth and D. Grant. “The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase PWM inverter”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 5, pp. 1224–1228, 2008.
- [Ish 97] Y. Ishikawa and A. Kawamura. “Maximum Adhesive Force Control in Super High Speed Train”. In : *Proceedings of the Power Conversion Conference*, pp. 951–954, Nagaoka, 1997.
- [Jac 95] B. Jacquot. *Conception, étude et réalisation des algorithmes de commande des systèmes de traction asynchrone pour les TGV de nouvelle génération*. PhD thesis, Institut National Polytechnique, 1995.
- [Kal 80] J. Kalker. “Review of wheel-rail rolling contact theories”. *The General Problem of Rolling Contact*, Vol. 40, pp. 77–91, 1980.
- [Kao 03] L. Kaouane, M. Akil, and Y. Sorel. “An automated design flow for optimized implementation of real-time image processing applications onto fpga”. In : *EUROCON 2003. Computer as a Tool. The IEEE Region 8*, pp. 71–75, IEEE, 2003.
- [Kao 04] L. Kaouane, M. Akil, T. Grandpierre, and Y. Sorel. “A methodology to implement real-time applications onto reconfigurable circuits”. *The journal of supercomputing*, Vol. 30, No. 3, pp. 283–301, 2004.
- [Kaw 10] H. Kawai and Y. Tasaka. “Evaluation of the Energy-saving Performance of the PMSM Drive System”. In : *The 2010 International Power Electronics Conference*, pp. 1605–1608, 2010.
- [Kel 94] P. Kelecy and R. Lorenz. “Control Methodology for Single Inverter, Parallel Connected Dual Induction Motor Drives for Electric Vehicles”. In : *Proceedings of 1994 Power Electronics Specialist Conference - PESC’94*, pp. 987–991, Ieee, 1994.
- [Kel 95] P. Kelecy and R. Lorenz. “Control Methodology for Single Stator, Dual-Rotor Induction Motor Drives for Electric Vehicles”. In : *Proceedings of PESC ’95 - Power Electronics Specialist Conference*, pp. 572–578, Ieee, 1995.

- [Khe 09] A. Khedher, K. Benothman, D. Maquin, and M. Benrejeb. "State and Sensor Faults Estimation Via a Proportional Integral Observer". In : *6th International Multi-Conference on Systems , Signals and Devices*, Djerba, 2009.
- [Kim 98] H.-y. Kim, M.-h. Shin, and D.-s. Hyun. "On-Line Tuning of Parameter Variations of Induction Motor for High Performance Drives". In : *Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting*, pp. 431–437, 1998.
- [Kos 10] T. Koseki. "Technical trends of railway traction in the world". In : *Power Electronics Conference (IPEC), 2010*, pp. 2836–2841, 2010.
- [Kov 10] L. Kovudhikulrungsri, K. Yuki, T. Arai, and A. Hirahara. "Real time simulator for railway traction and auxiliary power unit control applications". In : *2010 International Power Electronics Conference (IPEC)*, pp. 244–247, IEEE, 2010.
- [Kri 91] R. Krishnan and A. S. Bharadwaj. "A Review of Parameter Sensitivity and Adaptation in Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive". *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, Vol. 6, No. 4, p. 1991, 1991.
- [Kum 96] S. Kumar, M. F. Alzoubi, and N. A. Allsayyed. "Wheel/rail adhesion wear investigation using a quarter scale laboratory testing facility". In : *The 1996 Joint Railroad Conference*, pp. 247–254, 1996.
- [Lac 01] F. Lacôte. "50 Years of Progress in Railway Technology". *Japan Railway & Transport Review*, Vol. 27, No. June, pp. 25–31, 2001.
- [Lac 05] F. Lacôte. "Alstom-Future trends in railway transportation". *Japan Railway & Transport Review*, No. December, pp. 4–9, 2005.
- [Lee 10] E. Lee. "Traction technologies for railways in Korea". In : *Power Electronics Conference (IPEC), 2010*, pp. 2849–2852, 2010.
- [Les 81] J. Lesenne, F. Notelet, and G. Séquier. *Introduction à l'électrotechnique approfondie*. Technique et documentation, 1981.
- [Lew 06] R. Lewis and R. S. Dwyer-Joyce. "Wear at the wheel / rail interface when sanding is used to increase adhesion". In : *IMechE*, pp. 29–41, 2006.
- [Lin 93] F.-j. Lin and C.-m. Liaw. "Control of Indirect Field-Oriented Induction Motor Drives Considering the Effects of Dead-Time and Parameter Variations". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 40, No. 5, pp. 486–495, 1993.
- [Loc 97] C. Lochot, X. Roboam, B. de Fornel, and F. Moll. "High speed railway traction system modelling for simulating electromechanical interactions". *WCRR'97*, 1997.
- [Loc 99] C. Lochot. *Modélisation et caractérisation des phénomènes couplés dans une chaîne de traction ferroviaire asynchrone*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 1999.
- [Mal 11] A. Malinowski and H. Yu. "Comparison of embedded system design for industrial applications". *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 7, No. 2, pp. 244–254, 2011.

- [Meh 10] F. Mehazzem. *Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique*. PhD thesis, Université Paris-Est et Université Mentouri de Constantine, 2010.
- [Mer 10] M. Mermet-Guyennet. “New Power Technologies for Traction Drives”. In : *Speedam 2010*, pp. 719–723, Ieee, June 2010.
- [Moh 08] H. A. F. Mohamed, S. S. Yang, and M. Moghavvemi. “Sliding Mode Sensor Fault Tolerant Control Structure for Induction Motor”. In : *SICE Annual Conference 2008*, pp. 2630–2635, The University Electro-Communications, Japan, 2008.
- [Mon 11] E. Monmasson, L. Idkhajine, M. N. Cirstea, I. Bahri, A. Tisan, and M. W. Naouar. “FPGAs in industrial control applications”. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Vol. 7, No. 2, pp. 224–243, 2011.
- [Mya 11] A. Myaing and V. Dinavahi. “FPGA-based real-time emulation of power electronic systems with detailed representation of device characteristics”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 1, pp. 358–368, 2011.
- [Naj 11] T. A. Najafabadi, F. R. Salmasi, and P. J. Maralani. “Detection and Isolation of Speed, DC-Link Voltage and Current Sensors Faults Based on an Adaptive Observer in Induction Motor Drives”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 5, pp. 1662–1672, 2011.
- [Nao 07] M.-w. Naouar, S. Member, E. Monmasson, S. Member, A. A. Naassani, I. Slama-belkhodja, N. Patin, and S. Member. “FPGA-Based Current Controllers for AC Machine Drives — A Review”. Vol. 54, No. 4, pp. 1907–1925, 2007.
- [NIE 97] E. NIEL. “Sécurité opérationnelle des systèmes de production”. *Techniques de l'ingénieur. Informatique industrielle*, pp. 1–13, 1997.
- [Ohi 06] K. Ohishi, S. Kadowaki, Y. Smizu, T. Sano, S. Yasukawa, and T. Koseki. “Anti-slip Readhesion Control of Electric Commuter Train Based on Disturbance Observer Considering Bogie Dynamics”. In : *Conference on the IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual*, pp. 5270–5275, 2006.
- [Pan 04] J. Pan, D. Westwick, and E. Nowicki. “Flux Estimation of Induction Machines with the Linear Parameter-Varying System Identification Method”. In : *CCECE*, pp. 2213–2216, Niagara Falls, 2004.
- [Par 08] S. H. Park, J. S. Kim, J. J. Choi, and H.-o. Yamazaki. “Modeling and Control of Adhesion Force in Railway Rolling Stocks Adaptive Sliding Mode Control for the Desired Wheel Slip”. *IEEE Control Systems Magazine*, No. October, pp. 44–58, 2008.
- [Par 09] S. H. Park, J. S. Kim, and J. J. Choi. “Reference Slip Ratio Generation and Adaptive Sliding Mode Control for Railway Rolling Stocks”. *International Journal of Precision Engineering and Manufacturing*, Vol. 10, No. 2, pp. 39–44, 2009.

- [Pel 96] C. Pelissou. *Contrôle du couple d'une machine asynchrone pour la traction ferroviaire à moyenne et grande vitesse - Transitions des modes de commandes et de MLI*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1996.
- [Pen 00a] R. Pena-Eguiluz, M. Pietrzak-David, X. Roboam, and B. De Fornel. “Dead time effect in a Railway Traction System”. In : *Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. ISIE 2000*, pp. 151–156, Cholula, Puebla, Mexico, 2000.
- [Pen 00b] R. Pena-Eguiluz, M. Pietrzak-David, X. Roboam, and B. De Fornel. “Pan-tograph Detachment Perturbation on a Railway Traction System”. *8th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, IEE Conference Publication No. 475*, No. 475, pp. 437–442, 2000.
- [Pen 02] R. Pena-Eguiluz. *Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bi-machine asynchrone destiné à la traction ferroviaire*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2002.
- [Pie 00] J. Pierquin, P. Escané, A. Bouscayrol, M. Pietrzak-David, J. Hautier, and B. de Fornel. “Behaviour model control of a high speed railway traction system”. In : *Proceedings of the EPE-PEMC'2000*, pp. 197–202, Kocise, Slovak Republic, 2000.
- [Pie 02] J. Pierquin. *Contribution à la commande des systèmes multimachines multi-convertisseurs : Application à la résolution de problèmes en traction électrique*. PhD thesis, Université des Sciences et Technologies de LILLE, 2002.
- [Pie 07] M. Pietrzak-David, B. de Fornel, and A. Bouscayrol. “Estimateurs et observateurs linéaires d'une MA”. In : *Identification et observation des actionneurs électriques 1 : Mesures et identification*, Chap. 4, pp. 201–274, Lavoisier, 2007.
- [Pou 03] M. Pouliquen, L. Rossignol, J. Massieu, and M. M'Saad. “New Approach for Induction Motor Parameters Estimation”. In : *The 11th Mediterranean Conference on Control and Automation*, pp. 1–6, Rhodes, Greece, 2003.
- [Pro 09] M. Provoost and C. Courtois. “Traction électrique ferroviaire Dynamique ferroviaire et sous-stations”. *Techniques de l'ingénieur*, Vol. D5501, pp. 1–16, 2009.
- [Qin 99] S. J. Qin and W. Li. “Detection , Identification , and Reconstruction of Faulty Sensors with Maximized Sensitivity”. *AIChE Journal*, Vol. 45, No. 9, pp. 1963–1976, 1999.
- [Riz 02a] R. Rizzo and D. Iannuzzi. “Indirect friction force identification for application in traction electric drives”. *Mathematics and Computers in Simulation*, Vol. 60, pp. 379–387, 2002.
- [Riz 02b] R. Rizzo and D. Innuzzi. “Electrical Drives for Railway Traction : Observer for Friction Force Estimation”. *Poceedings of International Conference on Power System Technology*, Vol. 2, pp. 723–726, 2002.

- [Rob 92] X. Roboam, C. Andrieux, B. de Fornel, and J. Hapiot. “Rotor flux observation and control in squirrel-cage induction motor : reliability with respect to parameters variations”. *IEE Proceedings in Control Theory and Applications*, Vol. 139, No. 4, pp. 363–370, 1992.
- [Rom 10a] E. Romero and M. Seron. “Speed-sensorless control of induction motors with improved fault tolerance against current sensor failure”. In : *18th Mediterranean Conference on Control & Automation*, pp. 515–520, Marrakech, Morocco, 2010.
- [Rom 10b] M. Romero, M. Seron, and J. De Dona. “Sensor fault-tolerant vector control of induction motors”. *IET Control Theory and Applications*, Vol. 4, No. 9, pp. 1707–1724, 2010.
- [Sag 04] S. Sagareli. “Traction power systems reliability concepts”. In : *Proceedings of the 2004 ASME ASEE Joint Rail Conference*, pp. 35–39, Baltimore, Maryland, USA, 2004.
- [Sat 10] K. Sato and M. Yoshizawa. “Traction systems using power electronics for Shinkansen high-speed electric multiple units”. In : *Power Electronics*, pp. 2859–2866, 2010.
- [Sch 92] C. Schauder. “Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers”. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, Vol. 28, No. 5, pp. 1054 –1061, 1992.
- [Shi 07] Y. Shimizu, K. Ohishi, T. Sano, S. Yasukawa, and T. Koseki. “Anti-slip Re-adhesion Control Based on Disturbance Observer Considering Bogie Vibration”. In : *European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, 2007.
- [Smi 01] R. Smith. “Railway Technology — The Last 50 Years and Future Prospects”. *Japan Railway & Transport Review*, No. June, pp. 16–24, 2001.
- [Sor 94] Y. Sorel. “Massively parallel computing systems with real time constraints : the “Algorithm Architecture Adequation” methodology”. In : *Massively Parallel Computing Systems, 1994., Proceedings of the First International Conference on*, pp. 44–53, IEEE, 1994.
- [Sri 10] Y. Srinivasa Rao and M. C. Chandorkar. “Real-time electrical load emulator using optimal feedback control technique”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 4, pp. 1217–1225, 2010.
- [Ste 94] J. Stephan and M. Bodson. “Real-Time Estimation of the Parameters and Fluxes of Induction Motors”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No. 3, pp. 746–759, 1994.
- [Tah 06] F. Tahami and A. Shojaei. “A Novel Fault Tolerant Reconfigurable Concept for Vector Control of Induction Motors”. In : *EPE-PEMC*, pp. 1199–1204, Portoroz, Slovenia, 2006.

- [Taz 99] K. Tazi, E. Monmasson, and J. P. Louis. “Description of an entirely reconfigurable architecture dedicated to the current vector control of a set of AC machines”. In : *Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE*, pp. 1415 –1420 vol.3, 1999.
- [Ter 12] K. Teramoto, K. Ohishi, S. Makishima, K. Uezono, and S. Yasukawa. “Co-operative control of regenerative brake and mechanical brake for a two coach train”. In : *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1707–1712, 2012.
- [Tol 03] H. A. Toliyat, E. Levi, and M. Raina. “A Review of RFO Induction Motor Parameter Estimation Techniques”. *IEEE TRANSACTIONS ON ENERGY CONVERSION*, Vol. 18, No. 2, pp. 271–283, 2003.
- [Uzu 11] T. Uzuka. “Trends in high-speed railways and the implications on power electronics and power devices”. In : *Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD)*, pp. 23–26, 2011.
- [Ver 07] J. Verhille. *Représentation énergétique macroscopique du métro VAL206 et structures de commande déduites par inversion*. PhD thesis, École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 2007.
- [Vin 08] Z. Vintr and M. Vintr. “Safety management for electromechanical systems of railway vehicles”. In : *2008 Annual Reliability and Maintainability Symposium*, pp. 155–160, Ieee, Las Vegas, NV, 2008.
- [Wat 01] T. Watanabe and M. Yamashita. “A Novel Anti-Slip Control without Speed Sensor for Electric Railway Vehicles”. In : *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1382–1387, 2001.
- [Yam 05] H.-o. Yamazaki, Y. Karino, M. Nagai, and T. Kamada. “Wheel Slip Prevention Control by Sliding Mode Control for Railway Vehicles (Experiments Using Real Size Test Equipment)”. In : *The 2005 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics*, pp. 24–28, Monterey, California, USA, 2005.
- [Yan 93] G. Yang and T.-H. Chin. “Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 29, No. 4, pp. 820 –825, 1993.
- [You 11] A. B. Youssef, S. Khojet, E. Khil, I. Slama-belkhodja, T. El, and E.-l. S. E. T. Belvédère. “DC Bus Sensor Fault Tolerant Control of Single Phase PWM Rectifier for Electrical Traction”. In : *8th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices*, pp. 1–6, Sousse, Tunisia, 2011.
- [Zar 02] A. Zaremba and A. Pavlov. “Real-Time Identification of an Induction Motor using Sinusoidal PWM Voltage Signals”. In : *Proceedings of the American Control Conference*, pp. 3082–3087, Anchorage, AK, 2002.
- [Zha 08] Y. Zhang and J. Jiang. “Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems”. *Annual Reviews in Control*, Vol. 32, No. 2, pp. 229–252, Dec. 2008.

- [Zid 07] F. Zidani, D. Diallo, M. Benbouzid, and E. Berthelot. “Diagnosis of Speed Sensor Failure in Induction Motor”. In : *Electric Machines & Drives Conference, IEMDC '07*, pp. 1680–1684, Antalya, 2007.

Acronymes

A^3	Adéquation Algorithme Architecture
AGV	Automotrice à Grande Vitesse
CI	Commande Individuelle
CMS	Commande Moyenne Simple
CM2	Commande Moyenne Double
CME	Commande Maître Esclave
CMD	Commande Moyenne Différentielle
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CEM	Compatibilité électromagnétique
DC	Direct current
DSP	Digital Signal Processor
EEA	Agence Européenne pour l'Environnement
EMU	Electric Multiple Units
EAP	Estimateur basé sur la relation d'autopilotage
FEM	Force électromotrice
FKM	Filtre de Kalman
FPGA	Field Programmable Gate Array
FDI	Fault Detection and Isolation
GTO	Gate TurnOff Thyristor
HIL	Hardware-In-the-Loop
IGBT	Insulated-Gate Bipolar Transistor
ICE	InterCity Express
IHM	Interface Homme-Machine

M1	Premier moteur
M2	Deuxième moteur
MAS	Machine asynchrone
MLI	Modulations de Largeur d'Impulsion
MRAS	Model Reference Adaptative System
MPCS	Massively Parallel Computing Systems
MTE	Société Matériel de Traction Electrique
OMSV	Observateur Mécanique à Structure Variable
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
PPC	PowerPC
PHS	Peripheral High Speed
REM	Représentation Energétique Macroscopique
SVM	Space Vector Modulation
SMM	Systèmes Multi-machine, Multi-convertisseur
SPA	Sans Perte d'Adhérence
SNCF	Société Nationale des Chemins de Fer français
TGV	Train à Grande Vitesse
THD	Taux de distorsion d'harmonique

Liste des symboles

α_i	Rapports cycliques du bras i
C	Diamant
CO_2	Dioxyde de carbone
C_f	Condensateur du filtre d'entrée
Γ_{em}	Couple électromagnétique
Γ_c	Couple de charge résistant
Γ_{mi}	Couple du moteur i
Γ_{ri}	Couples de charge aux niveaux de la roue i
c_i	Ordre de commande de l'interrupteur i
\bar{c}_i	Complément à un de c_i
\mathbf{E}_{dq}	Force électromotrice dans le repère (d, q)
E_d	Force électromotrice sur l'axe d
E_q	Force électromotrice sur l'axe q
F	Coefficient d'amortissement de la transmission
f_m	Coefficient des frottements visqueux du moteur
f_{dec}	fréquences de découpage
f_{ref}	fréquences de la modulante
$F_{ri/rail}$	force tangentielle entre le rail et la roue motrice i
F_f	Force résistive à l'avancement du train
GaN	Nitrure de Gallium
\mathbf{I}_s	Vecteurs des courants statoriques
\mathbf{I}_r	Vecteurs des courants rotoriques
\mathbf{I}_{sdq}	Vecteurs des courants du système biphasé (S_d, S_q)
\mathbf{I}_{rdq}	Vecteurs des courants du système biphasé (S_d, S_q)

\mathbf{I}_{mr}	Courant magnétisant rotorique dans le repère (d, q)
\mathbf{I}	Matrice identité $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
\mathbf{J}	Matrice antisymétrique $\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$
J_m	Inertie mécanique du moteur
J_{mi}	Moment d'inertie du moteur i
J_{ri}	Moment d'inertie de l'essieu i
K	Coefficient de raideur de la transmission
k_d	Coefficient gérant la contribution de l'axe d dans la commande CMD
k_q	Coefficient gérant la contribution de l'axe q dans la commande CMD
L_f	Inductance du filtre d'entrée
\mathbf{L}_s	Matrice d'inductances statoriques
\mathbf{L}_r	Matrices d'inductances rotoriques
\mathbf{L}_{sr}	Matrices des mutuelles inductances
L_{sr}	Inductance mutuelle maximale entre phases statorique et rotorique
L_s	Inductance cyclique statorique
L_r	Inductance cyclique rotorique
L_{mr}	Inductance cyclique rotorique ramené au stator
l_s	Inductance propre de phase statorique
l_r	Inductance propre de phase rotorique
l_{sab}	Inductance mutuelle entre phases statoriques
l_{rab}	Inductance mutuelle entre phases rotoriques
M	Masse fictive réduite aux jantes
M_i	Masse supportée par l'essieu i
M_{sr}	Inductance mutuelle cyclique
m	Rapport de l'amplitude des oscillations du couple par rapport à sa valeur moyenne
m_a	Amplitude ou profondeur de modulation
m_f	Rapport de fréquence de modulation

μ_{\max}	Coefficient d'adhérence maximal
μ_i	Coefficients d'adhérence de la roue i
ν_{si}	coefficient de glissement de la roue i
Ω_{mi}	Vitesse angulaire du moteur i
Ω_{ri}	Vitesse angulaire de l'essieu i
Ω_n	Vitesse mécanique nominale
Ω_{mi}	Vitesse mécanique du moteur i
ω_a	Vitesses angulaires du repère (S_d, S_q, S_o)
ω_e	Vitesses angulaires électriques du rotor
ω_p	Pulsation propre
ω_s	Pulsations statorique
ω_r	Pulsations rotorique
Φ_s	Vecteurs des flux statoriques
Φ_r	Vecteurs des flux rotoriques
Φ_{sdq}	Vecteurs des flux du système biphasé (S_d, S_q)
Φ_{rdq}	Vecteurs des flux du système biphasé (S_d, S_q)
g	Accélération de la gravité
R_t	Rapport de transmission
R_{ri}	Rayon de la roue i
R_f	Résistance du filtre d'entrée
R_a	Axe de la phase rotorique a
R_b	Axe de la phase rotorique b
R_c	Axe de la phase rotorique c
R_s	Résistances statorique
R_r	Résistances rotorique
SiC	Silicium
S_a	Axe de la phase statorique a
S_b	Axe de la phase statorique b
S_c	Axe de la phase statorique c

S_d	Axe direct du repère de Park
S_q	Axe en quadrature du repère de Park
S_o	Axe homopolaire du repère de Park
\mathbf{T}	Matrice de transformation
T_{dec}	Période de découpage
T_r	Constante de temps rotorique
T_s	Constante de temps statorique
θ_a	Angle que fait l'axe S_d par rapport à l'axe S_a
θ_e	Angle électrique entre les phases Sa et Ra
θ_{mi}	Position angulaire du moteur i
θ_r	Angle que fait l'axe S_d par rapport à l'axe R_a
θ_{ri}	Position angulaire de l'essieu i
V_t	Vitesse linéaire du train
V_{dc}	Tension DC de l'alimentation
\mathbf{V}_s	Vecteurs des tensions statoriques
\mathbf{V}_r	Vecteurs des tensions rotoriques
\mathbf{V}_{sdq}	Vecteurs des tensions du système biphasé (S_d, S_q)
\mathbf{V}_{rdq}	Vecteurs des tensions du système biphasé (S_d, S_q)
v_{xo}	Tension simple de la phase x par rapport au point milieu o
v_{xn}	Tension simple de la phase x par rapport au neutre de charge n
v_{no}	Tension du neutre de charge n par rapport au point milieu o
\mathbf{X}_{abc}	Grandeur X représentée dans le système triphasé (a, b, c)
\mathbf{X}_{dqo}	Grandeur X représentée dans le repère de Park (d, q, o)
\hat{X}	Variable X estimée
X^*	Référence de la variable X
X_{ref}	Référence de la variable X
\bar{X}	Valeur moyenne des grandeurs X_1 et X_2
$\overline{\Delta X}$	Valeur moyenne différentielle des grandeurs X_1 et X_2

Author : Mr. Tahar ACHOUR

Title : Service Continuity of a Distributed Induction Machine Railway Traction System.

Supervisor : Mrs. Maria PIETRZAK-DAVID

Place and date of defense : Toulouse May 7, 2013

Abstract

This study focuses on the benefits that can be induced by a Distributed Induction Machine Railway Traction. This is obtained through the additional degrees of freedom it provides, on the one hand across the cooperative controls of the multi-converter/multi-machine systems which constitute the distributed traction and on the other hand by exploiting the Natural Structural Redundancy available in this system. The main objective we want to reach through these two aspects, cooperative controls and structural redundancy, is to ensure service continuity of the distributed railway traction. This study leads to design a supervising automaton which allows ensuring service continuity of the studied system in the case of external disturbances by making the necessary adjustments and drive control commutation. The analysis of cooperative controls leads to the improvement of the Average Differential Control and to propose a new anti-slip strategy. The structure redundancy advantage of a multi-converter/multi-machine system is used in order to compensate the speed sensor fault. Finally, the different strategies which have been proposed are experimentally validated on a test bench that emulates a traction bogie composed by a dual-inverter/dual-motor system.

Keywords Railway Traction, Multi-converter/Multi-machine System, Cooperative Controls, Continuity of Service, Loss of Adherence, Stick-Slip Perturbations, Sensor Fault, Supervising Automaton.

Discipline : Electrical Engineering

Université Toulouse III Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier)

LABORATOIRE PLASMA ET CONVERSION D'ENERGIE (UMR 5213)
INP ENSEEIHT - 2, rue Camichel - BP 7122 - 31071 Toulouse cedex 7 (France)

Tél. : (33) (0)5 34 32 24 03 - Télécopie : (33) (0)5 34 32 24 41

<http://www.laplace.univ-tlse.fr>

Auteur : M. Tahar ACHOUR

Titre : Continuité de service d'une chaîne de traction ferroviaire asynchrone répartie

Directeur de thèse : Mme. Maria PIETRZAK-DAVID

Lieu et date de soutenance : Toulouse le 07 Mai 2013

Résumé

Cette étude s'intéresse principalement aux avantages que peut offrir une architecture d'une traction ferroviaire électrique asynchrone répartie. Ceci est obtenu à travers les degrés de liberté additionnels qu'elle apporte, d'une part, par la commande des systèmes multi-convertisseurs/multi-machines la constituant, d'autre part, par l'exploitation de la redondance structurelle qu'elle offre naturellement. L'objectif principal qu'on cherche à atteindre au travers de ces deux aspects, commande et redondance structurelle, permet d'assurer la continuité de service de la chaîne de traction répartie en présence de différentes perturbations. Cette étude nous amènera à la conception d'un organe décisionnel qui apporte les adaptations, les reconfigurations de commandes voire d'observateurs nécessaires pour maintenir le bon fonctionnement du système en modes nominal et perturbé. L'analyse des différentes structures de commandes coopératives d'un système biondulateur/bimoteur nous a conduit à l'évolution de la Commande Moyenne Différentielle pour proposer une stratégie d'anti-patinage. Les différentes stratégies ainsi proposées ont été validées expérimentalement sur une plate-forme émulant la charge mécanique d'un bogie de traction composé d'un système biondulateur/bimoteur.

Mots clefs Traction électrique, Système Multi-onduleur/Multi-machine, Commandes coopératives, Continuité de service, Perte d'adhérence, Broutement, Défaut de capteur, Organe décisionnel.

Discipline : Génie Electrique

Université Toulouse III Paul Sabatier (UT3 Paul Sabatier)

LABORATOIRE PLASMA ET CONVERSION D'ENERGIE (UMR 5213)

INP ENSEEIHT - 2, rue Camichel - BP 7122 - 31071 Toulouse cedex 7 (France)

Tél. : (33) (0)5 34 32 24 03 - Télécopie : (33) (0)5 34 32 24 41

<http://www.laplace.univ-tlse.fr>