

n° Aleph 153314

N°ordre : 3148

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

en vue d'obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

par

Joseph PIERQUIN

CONTRIBUTION A LA COMMANDE
DES SYSTEMES MULTIMACHINES MULTICONVERTISSEURS
Application à la résolution de problèmes en traction électrique

Soutenue le 05 juillet 2002, devant le jury composé de :

Francis PIRIOU	Président
Bernard DE FORNEL	Rapporteur
Bernard MULTON	Rapporteur
Jean-Paul HAUTIER	Directeur de thèse
Alain BOUSCAYROL	Co-encadrant
François BADIN	Examineur
Benoît ROBYNS	Examineur

AVANT-PROPOS

AVANT-PROPOS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille (L2EP). Il conclut trois années de recherche au sein de l'Equipe Commande des Processus Electriques sur les thèmes de la modélisation et de la commande des Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs (SMM). Débuté dans le cadre d'une allocation de recherche couplée à un monitorat à l'Université des Sciences et Technologies de Lille (USTL), il s'est achevé avec un statut de professeur agrégé détaché à l'Ecole des Hautes Industrielles (HEI Lille).

Je remercie Alain Bouscayrol, Maître de Conférences à l'USTL, pour avoir co-encadré cette thèse et m'avoir permis d'inscrire mes travaux dans le cadre de l'axe de recherche SMM qu'il anime au sein du laboratoire. Je le remercie également de son aide importante au moment de la rédaction et de l'impression de ce mémoire.

Je remercie Michel Vittu, Directeur de l'Ecole des Hautes Etudes Industrielles, et Benoît Robyns, responsable du département Génie Electrique, pour la qualité de l'environnement matériel mis à ma disposition et le contexte très favorable dans lequel s'est déroulée ma fin de thèse. Ce contexte a été moteur dans l'avancement de ce travail et satisfaisant dans ma volonté d'obtenir des résultats expérimentaux à l'issue de mes trois années de thèse.

Je remercie le Professeur Jean-Paul Hautier, Directeur du L2EP, pour tout le soutien et la caution scientifique qu'il a bien voulu m'accorder tout au long de ce travail. Une qualité rare et essentielle chez un chercheur est, me semble-t-il, relative à une certaine capacité d'enthousiasme : l'enthousiasme suscité par une idée, par un raisonnement ou par un résultat. Le temps et le recul nécessaire viennent alors souvent modérer l'optimisme initial : des travaux antérieurs mettent quelquefois l'originalité de l'idée à rude épreuve, l'apport scientifique n'est pas aussi important qu'espéré... Mais cet élan initial me semble primordial. Je remercie le Professeur Jean-Paul Hautier pour la qualité des discussions scientifiques qui ont ponctué ce travail, pour sa confiance sans cesse renouvelée et pour cette capacité d'enthousiasme sans laquelle ce travail n'aurait peut-être pas abouti.

Pour leur participation à l'évaluation scientifique de ces travaux, je tiens également à remercier :

- Francis Piriou, Professeur à l'USTL, qui m'a fait l'honneur de présider mon jury de thèse,
- Bernard Multon, Professeur à l'ENS de Cachan, qui a accepté d'être rapporteur dans des délais très contraignants et dont les nombreuses remarques ont fortement influé à la fois la forme et le fond de ce document, mais aussi le jugement scientifique que je porte aujourd'hui sur ce travail,
- Bernard de Fornel, Professeur à l'INP de Toulouse, rapporteur de travaux qu'il a suivis depuis leurs débuts. Je le remercie également, avec Maria Pietrzak-David, Professeur à l'INP de Toulouse, pour l'accueil chaleureux réservé lors des deux semaines de stage passées au LEEI en décembre 1999,
- François Badin, Directeur de Recherche à l'INRETS, pour sa participation au jury.

En dehors du contexte purement scientifique de ce travail, ces trois années ont été également l'occasion de rencontres, d'échanges et de moments de convivialité ; je tenais également à remercier tous ceux ayant contribué à cette bonne ambiance et particulièrement Frédérique Berthereau, Georges Marques, Christophe Millet et Bogdan Vulturescu.

Je remercie également toutes les personnes dont les qualités scientifiques, pédagogiques et/ou humaines servent pour moi aujourd'hui de références et ont largement contribué à ma volonté de poursuivre une carrière dans le domaine de la recherche : Stéphane Clénet, Nicolas Dubernard, Jean-Paul Hautier et Bernard Multon.

Enfin, pour la patience, le soutien et la compréhension qu'ils m'ont témoignés tout au long de ce travail, je remercie Laurence, Antoine, Clément et Florian. Ce mémoire leur est dédié.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
<u>CHAPITRE 1</u> – Formalisme pour les systèmes multimachines	5
INTRODUCTION	5
1.1. NÉCESSITÉ D'UN FORMALISME ADAPTÉ	6
1.1.1. LES FORMALISMES EXISTANTS ET LEURS LIMITATIONS	6
1.1.2. LE GRAPHE INFORMATIONNEL CAUSAL	7
1.1.2.1. <i>Représentation causale d'un processus physique</i>	7
1.1.2.2. <i>Modélisation d'une machine à courant continu</i>	8
1.1.2.3. <i>Principes d'inversion</i>	9
1.1.3. MACRO-DESCRIPTION ÉNERGÉTIQUE : CAHIER DES CHARGES	10
1.2. REPRÉSENTATION D'UN SYSTÈME MONOMACHINE	11
1.2.1. REPRÉSENTATION D'UNE STRUCTURE ÉLÉMENTAIRE DE CONVERSION ÉNERGÉTIQUE	11
1.2.2. STRUCTURE DE COMMANDE DÉDUITE D'UNE REPRÉSENTATION ÉNERGÉTIQUE MACROSCOPIQUE (REM)	12
1.2.2.1. <i>Inversion d'un élément d'accumulation</i>	12
1.2.2.2. <i>Inversion d'un élément de conversion</i>	13
1.2.3. REPRÉSENTATION D'UNE CHAÎNE DE CONVERSION ÉLECTROMÉCANIQUE	14
1.2.3.1. <i>Définition des sources</i>	15
1.2.3.2. <i>Représentations du convertisseur statique</i>	15
1.2.3.3. <i>Représentations de la machine à courant continu</i>	16
1.2.3.4. <i>Représentations de la transmission mécanique</i>	16
1.2.4. STRUCTURE MAXIMALE DE COMMANDE DE LA CHAÎNE DE TRACTION	18
1.3. REPRÉSENTATION D'UN SYSTÈME MULTIMACHINE	19
1.3.1. PROBLÉMATIQUE DES SYSTÈMES MULTIMACHINES	19
1.3.2. MODÉLISATION DES DIVERS COUPLAGES	19
1.3.3. STRUCTURE DE COMMANDE DÉDUITE D'UN SMM	21
1.3.3.1. <i>Inversion d'un couplage aval</i>	21
1.3.3.2. <i>Inversion d'un couplage amont</i>	21
1.3.4. REPRÉSENTATION D'UNE CHAÎNE DE CONVERSION ÉLECTROMÉCANIQUE SMM	22

1.3.5.	STRUCTURE DE COMMANDE SMM	23
1.4.	ETUDE D'UN SYSTÈME DE TRACTION PARTICULIER	23
1.4.1.	PRÉSENTATION DU SYSTÈME DE TRACTION ÉTUDIÉ	23
1.4.2.	REM DU SYSTÈME DE TRACTION	24
1.4.3.	MÉTHODOLOGIE DE RÉOLUTION DES COUPLAGES	25
1.4.3.1.	<i>Problèmes posés par le couplage mécanique</i>	26
1.4.3.2.	<i>Problèmes posés par le couplage électrique</i>	26
	CONCLUSIONS	27
<u>CHAPITRE 2</u>	– Outils et dispositifs de commande	29
	INTRODUCTION	29
2.1.	COMMANDE À MODÈLE DE COMPORTEMENT (CMC)	31
2.1.1.	ANALYSE GÉNÉRALE	31
2.1.2.	CHOIX DU BLOC D'ADAPTATION	32
2.1.3.	ANALYSE D'UN CAS NON LINÉAIRE PARTICULIER	33
2.1.3.1.	<i>Étude d'un système dynamique avec frottement sec</i>	34
2.1.3.2.	<i>Approche de type Commande à Modèle de Comportement (CMC)</i>	37
2.2.	CORRECTEUR RÉSONNANT	40
2.2.1.	APPLICATION DU PRINCIPE DE L'OPTIMUM SYMÉTRIQUE AU CORRECTEUR RÉSONNANT	41
2.2.2.	PERFORMANCES	42
2.3.	CORRECTION DE COURANT À MODE AUTO-OSCILLANT	44
2.3.1.	THÉORIE DE RÉGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT : PRINCIPE ET LIMITATIONS	44
2.3.2.	PRINCIPE DE LA CORRECTION DE COURANT À MODE AUTO-OSCILLANT	46
2.3.2.1.	<i>Position du problème</i>	46
2.3.2.2.	<i>Condition d'auto-oscillation</i>	48
2.3.3.	CORRECTION DE COURANT ANALOGIQUE	49
2.3.3.1.	<i>Calcul de la fréquence d'auto-oscillation ω_{osc}</i>	49
2.3.3.2.	<i>Influence du coefficient d'amortissement ξ</i>	51
2.3.3.3.	<i>Résultats expérimentaux</i>	53
2.3.4.	CORRECTION NUMÉRIQUE À MODE AUTO-OSCILLANT	54
2.3.4.1.	<i>Calcul de la fréquence d'auto-oscillation $\omega_{h,osc}$</i>	54
2.3.4.2.	<i>Résultats expérimentaux</i>	55
	CONCLUSIONS	57

CHAPITRE 3 – Résolution d'un couplage mécanique	59
INTRODUCTION	59
3.1. MODÉLISATION DE LA TRANSMISSION MÉCANIQUE D'UN VE	60
3.1.1. MODÉLISATION DU CONTACT ROUE/ROUTE	60
3.1.2. MODÉLISATION DE LA TRANSMISSION RÉDUCTEUR-ROUE	62
3.1.3. REM DU COUPLAGE MÉCANIQUE	63
3.1.4. MISE EN ÉVIDENCE DU PHÉNOMÈNE DE PATINAGE	64
3.2. STRATÉGIES DE COMMANDE	65
3.2.1. STRUCTURE DE COMMANDE MAXIMALE	65
3.2.1.1. <i>Inversion du couplage par éléments d'accumulation</i>	66
3.2.1.2. <i>Inversion du convertisseur CR</i>	67
3.2.2. STRATÉGIE D'ANTI-PATINAGE PAR ASSERVISSEMENT DU GLISSEMENT	68
3.2.2.1. <i>Inversion de la relation CRI</i>	68
3.2.2.2. <i>Résultats</i>	70
3.2.3. STRATÉGIE D'ANTI-PATINAGE PAR CMC	71
3.2.3.1. <i>Choix du modèle</i>	71
3.2.3.2. <i>Résultats</i>	73
3.3. APPLICATION DE LA DÉMARCHE À UN SYSTÈME DE TRACTION FERROVIAIRE	74
3.3.1. CONTEXTE DE L'ÉTUDE	74
3.3.2. PRÉSENTATION DU SYSTÈME DE TRACTION	75
3.3.3. REM D'UN BOGGIE	76
3.3.3.1. <i>Hypothèses de travail</i>	76
3.3.3.2. <i>Modélisation du contact roue-rail</i>	77
3.3.3.3. <i>REM du boggie</i>	79
3.3.3.4. <i>Comportement du système vis à vis d'un patinage</i>	79
3.3.4. MISE EN PLACE D'UNE COMMANDE À MODÈLE DE COMPORTEMENT	81
3.3.5. RÉSULTATS	82
3.3.5.1. <i>Analyse globale</i>	82
3.3.5.2. <i>Analyse détaillée</i>	83
CONCLUSIONS	84

CHAPITRE 4 – Résolution d'un couplage électrique	87
INTRODUCTION	87
4.1. MODÈLE ÉLECTROMAGNÉTIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	88
4.1.1. HYPOTHÈSES DE MODÉLISATION	88
4.1.2. MODÉLISATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE PAR MACHINES ÉLÉMENTAIRES	88
4.2. COMMANDE MONOMACHINE DÉDUITE DU MODÈLE AUX MACHINES ÉLÉMENTAIRES	91
4.2.1. ÉLABORATION DES RÉFÉRENCES DE COUPLE	91
4.2.2. SYNTHÈSE ET IMPLANTATION DES CORRECTEURS RÉSONNANTS	95
4.2.2.1. <i>Synthèse des correcteurs résonnants</i>	95
4.2.2.2. <i>Discretisation du correcteur</i>	95
4.2.3. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX	96
4.3. EXTENSION À UNE APPLICATION MULTIMACHINE	100
4.3.1. POSITION DU PROBLÈME	100
4.3.2. STRATÉGIES DE COMMANDE BASÉE SUR LE PRINCIPE D'INVERSION	101
4.3.2.1. <i>Contrôle Maître-esclave</i>	102
4.3.2.2. <i>Contrôle Moyen</i>	105
CONCLUSIONS	107
CONCLUSION GENERALE	109
BIBLIOGRAPHIE	113
ANNEXE 1 – Mise en évidence des contraintes imposées par l'utilisation d'un onduleur quatre bras pour l'alimentation de deux machines asynchrones	121
ANNEXE 2 – Méthode d'étude de systèmes non linéaires ou Méthode du Premier Harmonique	127
ANNEXE 3 – Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Concordia lié au stator	135

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le travail décrit dans ce mémoire se situe dans le domaine des entraînements à sources multiples tant au niveau de la fourniture de puissance que de la consommation. De tels ensembles se rassemblent aujourd'hui sous le vocable de Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs [SMM 00-1, SMM 00-2], paradigme désignant plusieurs dispositifs d'action coopérant pour réaliser un objectif commun au sein d'une même application électromécanique.

Une courte réflexion suffit à se rendre compte que le concept n'est pas nouveau, bien au contraire, et les exemples d'application sont nombreux : citons la traction ferroviaire [ESC 99-1], l'industrie sidérurgique (laminoirs et convoyeurs) [PAG 00], les machines du textile [HUA 99], etc... On peut alors se demander quel est l'intérêt, aujourd'hui, de définir une thématique de recherche SMM. De manière non exhaustive, plusieurs réponses peuvent être facilement données :

- Les contraintes nouvelles de productivité qui s'imposent de plus en plus à ces systèmes, alors exprimées en terme de performances (rapidité, précision), obligent à une reconsidération des stratégies du contrôle-commande.
- Les applications émergentes induites par l'évolution technologique des composants et des matériaux : les semi-conducteurs de puissance actuels permettent la construction d'équipements de réglage à hautes performances pour l'alimentation des machines électriques ; on assiste ainsi aujourd'hui à une tendance forte au "tout électrique" pour supplanter beaucoup de chaînes où les systèmes mécaniques ont longtemps fait recette. Des outils d'analyse structurés s'imposent comme nous le verrons.
- Les réseaux d'énergie deviennent une classe de SMM complexes dans le contexte de génération dispersée ; une ferme éolienne constitue déjà en elle-même un système de cette classe.

Concernant les aspects modélisation, la place tenue par les systèmes électromécaniques est particulière. Cette position privilégiée parmi les systèmes physiques est due principalement à la possibilité, pour le concepteur, de bâtir un modèle de connaissance grâce au "repérage" commode des composants. Toutefois, il faut bien comprendre que ce repérage s'exprime au sens énergétique, ce qui suppose une expertise suffisante, en d'autres termes que le concepteur doit également se révéler comme un bon technologue. Un exemple typique est donné, dans la chaîne cinématique, par l'accouplement d'un moteur à une charge ; hormis le modèle du moteur, on doit se poser la question relative à l'accumulation d'énergie dans l'accouplement : est-il élastique ? De plus, sa constitution technologique et la qualité de l'assemblage permettent-elles d'affirmer qu'il n'y a pas de frottements internes ? Une hypothèse, souvent formulée, est celle de la neutralité énergétique. Cette hypothèse est simplificatrice puisque l'élément est considéré comme "liaison rigide" : il conviendra alors, dans l'interprétation des performances, de se souvenir de l'hypothèse ainsi posée. Cette remarque s'applique constamment de sorte qu'un modèle de connaissance intègre forcément les hypothèses et la sensibilité du concepteur.

Dans le cadre qui nous concerne, il est difficilement concevable de recourir à la modélisation de type "boite noire" par identification d'un modèle de comportement entrées-sorties. En effet, certaines énergies mises en jeu sont telles qu'elles doivent être contrôlées, même si elles ne reflètent pas directement les variables à trajectoires asservies. Autant l'énergie mise en jeu dans l'accouplement précédent peut être négligeable, autant celle qui s'accumule dans l'enroulement inductif d'une machine doit très souvent être prise en compte. La résolution du problème posé passe donc par une représentation adaptée du processus : pour agir au mieux, il faut connaître ce sur quoi l'on agit. Ce principe est à la base d'outils graphiques de modélisation bien connus comme les Bond Graphs [PAY 61] ou le Graphe Informationnel Causal [HAU 96]. Cette problématique est encore plus délicate lorsque les systèmes électromécaniques sont composés de plusieurs machines électriques et/ou plusieurs convertisseurs statiques : c'est le cas des Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs (SMM) qui font l'objet de ce travail. Les SMM se caractérisent par la présence de couplages contraignants entre les différents éléments de conversion énergétique. Ils offrent cependant des avantages indéniables : ceux-ci sont relatifs à la mise en commun et au partage de ressources, aux possibilités de fonctionnement en marche dégradée, à la segmentation de puissance etc. [SMM 00-2]. L'utilisation de ces systèmes ne cesse ainsi de se répandre en milieu industriel [KET 98, ESC 99-1, KUR 99], mais ils ont souvent été traités, du point de vue de la commande, comme autant de systèmes dits "monomachines", négligeant les interactions entre éléments de puissance. L'importance accordée au développement de ces systèmes a été soulignée, au niveau national, par la volonté du GdR (Groupe de Recherche du CNRS) SDSE (Sûreté et Disponibilité des Systèmes Electrique, 1998-2001) de leur consacrer

un projet d'étude spécifique : le projet SMM. Dans ce cadre, un formalisme de représentation a été proposé afin de mieux caractériser ces systèmes, tout en gardant un aspect synthétique dans leur représentation [SMM 00-1]. Cette représentation synthétique est, en effet, difficile à obtenir avec les outils descriptifs classiques, eu égard au nombre élevé d'éléments mis en jeu (moteurs, convertisseurs, etc.). L'accent a ainsi été mis sur les éléments de couplage (électrique, magnétique ou mécanique), véritables nœuds de répartition de la puissance. Les premières études sur le sujet ont montré la nécessité de "résoudre" ces couplages du point de vue de la commande et ont proposé des premières solutions [SMM 01-1, SMM 01-2].

L'objectif de ce travail est de contribuer à la proposition de solutions pour la commande des SMM. L'application envisagée, de type véhicule électrique, possède un double couplage induit par l'utilisation d'une structure de traction particulière : celle-ci est constituée de deux machines asynchrones triphasées alimentées par un onduleur possédant quatre bras [BOU 95]. L'alimentation de puissance implique un couplage électrique entre les deux machines ; le châssis du véhicule impose, de son côté, un couplage mécanique entre les deux essieux [ARN 97, ROC 99]. La représentation de ce SMM particulier, la mise en évidence des interactions et des problèmes inhérents font l'objet du chapitre 1.

On montre que la résolution des couplages nécessite l'utilisation d'outils et dispositifs de commande spécifiques [VAN 98, VUL 02] qui sont présentés au chapitre 2. De manière générale, ces outils contribuent à l'amélioration de la robustesse des lois de commandes développées ; ils présentent de plus la particularité de bien s'adapter aux interactions en présence. La nature du couplage électrique fait apparaître la nécessité d'asservir les courants alternatifs des machines asynchrones : nous proposons ici deux solutions permettant de répondre à ce besoin, sans les dégradations de performances imposées par des outils plus classiques [MAL 97, LEC 98]. Une modélisation fine, de la partie mécanique, montre que la transmission de puissance est perturbée par des phénomènes non linéaires : une structure particulière de commande à modèle ou Commande à Modèle de Comportement (CMC) est présentée et ses performances évaluées sur un cas non linéaire classique.

Pour des raisons de simplicité, on se propose de considérer séparément les couplages électrique et mécanique.

La résolution du couplage mécanique fait l'objet du chapitre 3 : on s'attache ici à résoudre plus particulièrement les problèmes posés par un phénomène affectant la transmission de puissance et particulièrement pénalisant dans une chaîne de traction électrique : le phénomène de patinage [ARN 97, HIL 97, DEM 98]. Diverses structures de commande sont proposées

pour éviter ce phénomène : l'une d'elles est basée sur la CMC. On applique cette structure à un véhicule électrique ainsi qu'à une application de traction ferroviaire [PIE 00].

On évalue, chapitre 4, la capacité du convertisseur de puissance à imposer, malgré son nombre réduit de bras, des couples moteurs différents sur les deux machines pour éviter le patinage : de ce point de vue, le mode de fonctionnement envisagé est de type "marche dégradée". Cette marche dégradée est imposée par le partage de ressources dû à l'utilisation par les deux machines asynchrones de bras d'onduleurs communs. On s'attache ici à bien évaluer l'impact de ce fonctionnement particulier sur la chaîne de conversion d'énergie.

CHAPITRE 1

Formalisme pour les systèmes multimachines

CHAPITRE 1

Formalisme pour les systèmes multimachines

Introduction

Les enjeux économiques croissants demandent des systèmes toujours plus rentables et performants. La conversion électromécanique est ainsi assurée par des systèmes électrotechniques de plus en plus complexes : entraînements de chaînes cinématiques lourdes (machines outils, éoliennes...), systèmes multimachines (traction, papeterie, laminoirs...), systèmes multiconvertisseurs (redondance, alimentations distribuées...)... La commande de tels systèmes est un défi ambitieux ; en effet, elle doit répondre à la gestion de la transformation énergétique qui s'opère au travers de plusieurs composantes en interactions dans des domaines différents de la physique (électricité, mécanique...). L'étape précédant le développement d'un algorithme de commande, conditionnant souvent son bon fonctionnement, est celle relative à la modélisation du système : pour agir au mieux, il faut connaître ce sur quoi l'on agit, d'où la nécessité d'une représentation adaptée du processus.

Le travail présenté s'inscrit dans le cadre de la modélisation et de la commande de systèmes électromécaniques complexes faisant intervenir plusieurs machines et/ou plusieurs convertisseurs, systèmes que l'on regroupera sous le vocable de Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs (SMM). L'étude de ces systèmes a fait l'objet d'un projet dans le GdR "Sûreté et disponibilité des systèmes électrotechniques" de 1998 à 2001 [SMM 01-2]. De tels systèmes nécessitent une approche spécifique : nous montrerons la nécessité de l'utilisation d'un formalisme adapté dans la première partie de ce chapitre et nous détaillerons la mise en place de ce formalisme dans un contexte monomachine. Privilégiant les aspects liés aux échanges énergétiques au sein d'un système, un premier niveau de modélisation porte le nom de Représentation Énergétique Macroscopique (REM). Nous étendrons ensuite ces principes aux systèmes SMM et poserons enfin la problématique liée à l'application SMM faisant l'objet de ce travail : l'alimentation de deux machines asynchrones par un onduleur quatre bras dans une application de traction électrique.

1.1. Nécessité d'un formalisme adapté

1.1.1. Les formalismes existants et leurs limitations

La majorité des systèmes électromécaniques se distinguent des systèmes relevant d'autres domaines de la physique (chimie, thermodynamique...) en ce sens où le modélisateur, doté d'un esprit physique suffisamment averti, est capable d'y localiser les énergies afin de donner à leur représentation une structure en objets. Une telle structure désigne alors le modèle de connaissance apte à rendre compte de leur comportement, moyennant évidemment les hypothèses de l'analyse, notamment celles sur la localisation des énergies dans le système considéré. Toute tentative de modélisation passe donc, pour ces systèmes, par une *description mathématique* des phénomènes physiques régissant leur fonctionnement puis souvent, pour faciliter leur analyse, par une *représentation* sous la forme d'un dessin, d'un schéma ou d'un graphe répondant à des règles définies au préalable. Cette dernière étape est importante : elle permet notamment de mieux appréhender le système et d'aider à une meilleure compréhension des transferts énergétiques mis en jeu. Enfin, dans certains cas, et selon le formalisme utilisé, cette représentation est le support de la conception de lois de commande.

Une des premières approches sur ce thème est celle de S.J Mason [MAS 53] sur les graphes de fluences. Très proche du diagramme fonctionnel [BOR 92], le graphe de fluence se caractérise par sa facilité de manipulation : son utilisation permet notamment et surtout une simplification et réduction d'associations de diagrammes fonctionnels et permet une déduction directe d'une relation entrée sortie (règle de Mason) qu'il s'agisse de systèmes mono ou multi-variables.

L'outil Bond Graphs (ou graphes à liens ou graphe de liaisons) a été défini [PAY 61] et développé [KAR 91, ROS 83] plus tardivement. Il repose sur la représentation des phénomènes de puissance au sein d'un système pouvant faire intervenir des domaines différents de la physique [BOR 92, TAN 99]. Cette représentation est causale au sens large : elle met en évidence les relations de cause à effet au sein d'un système et se différencie ainsi des graphes de fluence par exemple. Par contre si la causalité dite "intégrale" est privilégiée dans la méthode [BOR 92], elle n'exclut pas, dans certains cas, de recourir à la causalité "dérivée" : nous reviendrons dans le paragraphe suivant sur les conséquences de ce choix. Un des inconvénients de cette méthode est qu'elle cadre mal avec l'utilisation de logiciels de simulation de grande diffusion (Simulink, Control C...) basés sur une représentation de type schéma blocs : l'adaptation nécessaire est une étape supplémentaire dans le processus de modélisation ne contribuant pas forcément à la simplicité de la méthode.

Une tentative d'adaptation du Bond Graph à cette problématique a été initiée sous le nom de ϕ -graph [ADE 94] : cette méthode vise à une représentation se rapprochant du schéma-bloc et envisage différents niveaux hiérarchiques de modélisation dans le cas de systèmes complexes. Conformément à la théorie des Bond Graphs, cette méthode admet l'utilisation de la causalité dérivée.

Une dernière approche relative à la représentation graphique de processus est celle initiée par le L2EP sur le Graphe Informationnel Causal (GIC) [HAU 96]. Les notions élémentaires du GIC sont présentées dans le paragraphe suivant afin d'introduire la Représentation Energétique Macroscopique.

De manière générale, l'utilisation des formalismes précédemment décrits (incluant le GIC) et la densité d'information dans le cas de systèmes complexes, risque de faire perdre ainsi la vision synthétique nécessaire pour l'analyse de tels systèmes.

1.1.2. Le Graphe Informationnel Causal

1.1.2.1. Représentation causale d'un processus physique

Le graphe informationnel causal organise les variables énergétiques d'un assemblage d'objets dont on possède la connaissance fonctionnelle. De manière simplifiée (une présentation du GIC est détaillée dans [HAU 99-2]), il s'agit de modéliser un processus en respectant d'emblée la causalité naturelle et physique propre à chacun des objets constitutifs. Cette causalité est forcément de type intégral et rend compte, pour les systèmes étudiés, du caractère nécessairement limité des bandes passantes des fonctions de transfert mises en jeu. Le choix de la causalité intégrale implique également une modélisation basée sur la résolution d'équations différentielles ordinaires par opposition aux équations différentielles algébriques nécessaires à la modélisation de systèmes représentés avec des causalités dérivées. Les problèmes numériques liés la résolution de ces équations sont bien connus [BOR 92, RUB 97] : temps de simulation plus longs, problèmes de convergence, risques de résultats erronés etc.

Ce choix initial étant posé, le graphe est alors formé de processeurs précisant pour chaque objet, son caractère *rigide* (indépendant du temps, *double flèche*) ou *causal* (dépendant du temps, *simple flèche*), de la relation liant le ou les vecteurs d'entrée au vecteur de sortie (Figure 1.1). Cet outil graphique permet ainsi de s'affranchir des relations entre les variables afin d'avoir une vision d'ensemble plus synthétique, ce qui justifie le terme "informationnel" dans sa désignation. Cette disposition est le premier niveau de modélisation qui, le cas

échéant, conduit au schéma fonctionnel classique : ce dernier est plus à considérer comme un modèle mathématique, donc permettant de séparer des opérateurs sans forcément respecter la causalité naturelle. Enfin, le GIC n'est pas limité aux relations linéaires continues : la méthode amène une représentation globale simplifiée et homogène du processus et de sa commande, indépendamment de la nature de la relation caractérisant chaque objet (fonctions non linéaires, non stationnaires, discrètes, séquentielles,...) et des domaines physiques considérés.

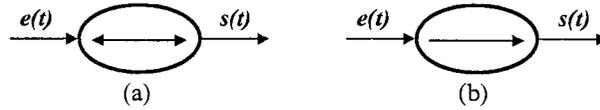


Figure 1.1 Processeurs élémentaires : rigide (a) et causal (b)

1.1.2.2. Modélisation d'une machine à courant continu

Pour illustrer le principe de construction d'un graphe (modèle GIC), nous choisissons volontairement un exemple simple : la machine à courant continu. En supposant cette dernière alimentée par un convertisseur électrique délivrant une tension u_{ce} , l'équation différentielle régissant l'évolution du courant d'induit i_m est donnée par :

$$L \frac{di_m}{dt} = u_{ce} - R i_m - e_m \quad (1.1)$$

où R , L et e_m désignent respectivement la résistance d'induit, l'inductance d'induit et la force électromotrice.

Le système d'équations décrivant la conversion électromécanique est donné par :

$$\begin{cases} e_m = k \phi \Omega_m \\ c_m = k \phi i_m \end{cases} \quad (1.2)$$

où Ω_m , c_m et ϕ désignent respectivement la vitesse de l'arbre, le couple électromagnétique et le flux inducteur.

Enfin, l'équation fondamentale de la mécanique permet d'exprimer la relation entre le couple d'entraînement c_m , le couple de charge c_r et la vitesse Ω_m selon l'équation :

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = c_m - c_r - f \Omega_m \quad (1.3)$$

où J et f désignent respectivement le moment d'inertie et le frottement visqueux ramenés sur l'arbre moteur.

Le GIC résultant de cette analyse basée sur les lois d'Ohm, de Faraday et d'Ampère, est donné Figure 1.2. Sur cette figure, la représentation est essentiellement informationnelle. Les processeurs causaux correspondent à des groupements d'objets (inductance, résistance et masse, frottement) ; ils peuvent être décomposés en association de processeurs accumulateurs et dissipateurs [DEG 97, HAU 99-2]. Les deux processeurs du centre caractérisent un groupement gyrateur de couplage, neutre au sens énergétique car assurant la transformation de puissance sans perte ni accumulation.

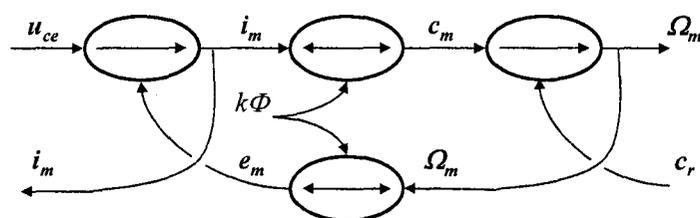


Figure 1.2 Modèle GIC d'une machine à courant continu

1.1.2.3. Principes d'inversion

A partir du graphe obtenu, une méthodologie d'inversion permet de déduire facilement une structure de commande en fonction du cahier des charges [HAU 99-2]. Une relation rigide (bijective) est inversible directement, ce type de relation ne possédant pas d'orientation particulière (Figure 1.3.a). Une relation causale n'est pas temporellement inversible ; elle est donc inversée indirectement, par le biais d'un asservissement (Figure 1.3.b). Cette opération nécessite une mesure (ou estimation) de la sortie réelle pour minimiser son écart avec la référence au moyen d'un correcteur (fonction de poursuite).

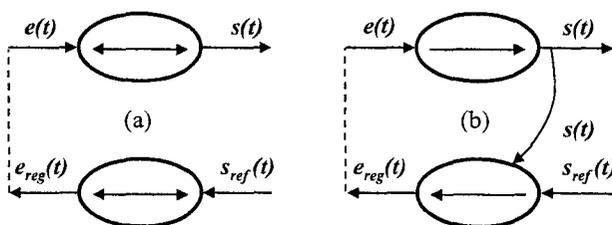


Figure 1.3 Principe d'inversion d'un processeur : rigide (a) et causal (b)

1.1.3. Macro-description énergétique : cahier des charges

Les outils de modélisation présentés dans ce chapitre ont été développés pour aider à l'analyse, à la compréhension et à l'élaboration de lois de commande de systèmes électromécaniques complexes. La principale difficulté, pour atteindre ces objectifs, est relative à la nécessité de hiérarchiser l'information. En effet, l'utilisation des outils présentés paragraphe § 1.1.1 pour modéliser de tels systèmes ne permet pas d'aboutir systématiquement à une représentation graphique synthétique eu égard au niveau de complexité des systèmes à modéliser : cette considération provient du nombre sensiblement accru de variables, lui-même induit par un nombre élevé d'objets de modélisation au sens où nous les avons définis précédemment (cf. § 1.1.1).

Avec le formalisme proposé, ces « grands » systèmes sont alors décomposés en sous-systèmes majeurs (facilement identifiables) intervenants dans la conversion d'énergie : sources, convertisseurs électriques et mécaniques etc. Il est important de noter que ce choix initial ne préjuge ni des modèles de connaissance choisis pour modéliser chacun des éléments, ni du formalisme graphique utilisé pour les représenter individuellement (Bond Graphs, GICs...). Un second choix est relatif à la représentation des interactions entre les différents éléments intervenant dans la conversion d'énergie : cette représentation se fait dans le strict respect de la causalité (intégrale ou naturelle) gérant les échanges énergétiques entre sous systèmes. Une première partie de ce chapitre est consacrée à la description d'un formalisme issu de ces choix initiaux : la Représentation Énergétique Macroscopique (REM) [BOU 00].

Ce formalisme est particulièrement bien adapté dans le cas des systèmes comportant plusieurs machines et/ou plusieurs convertisseurs. L'analyse plus détaillée montre que l'identification et la classification des différents éléments intervenant dans la conversion d'énergie ne sont pas triviales et se heurtent à la diversité et aux nombres des sous-systèmes susceptibles d'intervenir dans une chaîne de conversion électromécanique.

L'idée est ici de définir un nombre limité d'éléments intervenant dans la conversion d'énergie et de considérer les structures non classiques (machine multi-étoiles, convertisseurs à structures particulières...) comme l'association de ces éléments interagissant entre eux selon différents types de couplages génériques (électriques, magnétiques ou mécaniques) : c'est l'approche proposée dans le projet "Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs" (SMM) du GdR "Sûreté et disponibilité des systèmes électrotechniques" qui vise une caractérisation globale de ces systèmes [SMM 00-1].

1.2. Représentation d'un système monomachine

1.2.1. Représentation d'une structure élémentaire de conversion énergétique

Une conversion énergétique entre deux sources peut être représentée par une association de composantes de puissance (Figure 1.4) : deux sources S_1 et S_2 , un élément de conversion EC et deux éléments d'accumulation ea_1 et ea_2 .

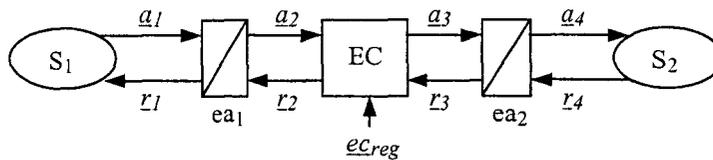


Figure 1.4 Schéma global d'une conversion énergétique

Les interactions entre chaque composante sont symbolisées par des vecteurs d'échanges. Ces vecteurs représentent les échanges énergétiques selon le principe de l'action (\underline{a}_i) et de la réaction (\underline{r}_i). Sur la Figure 1.4, la source S_1 est considérée arbitrairement comme source amont ; elle produit une action qui se transmet alors vers la source aval S_2 engendrant une réaction. C'est ainsi que l'on définit un axe de variables d'action (\underline{a}_i) et un axe de variables de réaction (\underline{r}_i). Ces variables peuvent être scalaires ou vectorielles. A un endroit quelconque de la chaîne de conversion, elles sont duales l'une de l'autre : si l'entrée d'action est potentielle, la sortie de réaction est cinétique. Leur produit représente la puissance instantanée échangée par les deux entités connectées (ex : $p_1 = \underline{a}_1^t \underline{r}_1$).

Source énergétique — Elle produit une variable qui, par nature, ne peut pas subir de discontinuité (sortie). La source est soit génératrice, soit réceptrice d'énergie. Elle est perturbée par la réaction de l'élément connecté (entrée) : le courant absorbé à réseau dans le cas d'une source électrique par exemple. Dans le formalisme proposé, les sources sont représentées par des symboles elliptiques.

Élément de conversion (EC) — Il assure une conversion énergétique (sans perte ni stockage énergétique) dont le réglage est assuré par un vecteur d'entrée \underline{e}_{Creg} qui, en pratique, consomme peu de puissance par rapport à la puissance transitée (théoriquement nulle). Lorsque la conversion est réalisée à taux fixe, cette entrée de réglage n'existe plus. Dans une chaîne de conversion électromécanique (cf. § 1.2.3), on différencie trois types d'éléments de conversion : les convertisseurs électriques (CE – représentés par des symboles carrés), les machines électriques (ME – représentées par des symboles ronds) et les convertisseurs mécaniques (CM) – représentés par des symboles triangulaires).

Élément d'accumulation (EA) — Il connecte une source et un élément de conversion, grâce à un stockage énergétique, ce qui induit au moins une variable d'état. Il ne possède pas de variable de réglage. Les éléments d'accumulation sont représentés par des symboles rectangulaires avec une barre oblique. Les enroulements de machines électriques, par exemple, sont des éléments classiques d'accumulation.

On trouvera dans [BOU 00-2] une description détaillée des règles d'association de ces différents éléments : de manière générale, ces associations se font dans le strict respect de la causalité intégrale définie précédemment.

1.2.2. Structure de commande déduite d'une Représentation Energétique Macroscopique (REM)

Par ses règles d'inversion, le GIC montre que la commande d'un processus consiste en l'inversion de son modèle : trouver la bonne cause pour produire le bon effet [HAU 99-2]. Ce principe est appliqué à la REM afin d'en déduire une structure de commande d'une chaîne de conversion électromécanique donnée.

1.2.2.1. Inversion d'un élément d'accumulation

Un élément d'accumulation est caractérisé par un stockage énergétique qui implique au moins une variable d'état (relation causale). Dans le cas d'une relation du premier ordre entre l'entrée d'action e_a et la sortie d'action s_a , cette dernière doit être asservie pour donner l'entrée d'action de réglage e_{a-reg} . L'entrée de réaction e_r doit être compensée pour minimiser son influence sur la sortie désirée. La REM issue de l'inversion de l'élément d'accumulation fait donc apparaître deux grandeurs à mesurer (ou à estimer) nécessaires pour réaliser un asservissement et une compensation (Figure 1.5). Dans le cas d'une relation d'ordre supérieur entre l'entrée et la sortie d'action, des asservissements et compensations de variables intermédiaires peuvent être nécessaires.

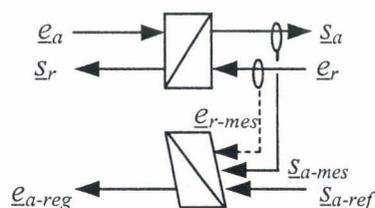


Figure 1.5 Inversion d'un élément d'accumulation

1.2.2.2. Inversion d'un élément de conversion

Un EC n'assurant pas de stockage énergétique, les relations entre ses sorties et ses entrées sont rigides, atemporelles et le modèle inverse s'obtient directement, à condition évidemment que ces relations soient bijectives.

Un EC (Figure 1.6.a) possède trois entrées (celles d'action e_a , de réaction e_r mais aussi de réglage $e_{C_{reg}}$) et deux sorties (celles d'action s_a et de réaction s_r). Il y a, de ce fait, deux manières de faire évoluer la sortie d'action : en agissant soit sur l'entrée d'action, soit sur celle de réglage (l'entrée de réaction étant a priori une entrée de perturbation) ; deux solutions d'inversion d'EC sont donc possibles. Il faut remarquer préalablement que, dans le cas idéal, la sortie d'action est indépendante de l'entrée de réaction.

La première solution consiste à agir sur l'entrée de réglage. Il s'agit d'un réglage paramétrique, donc a priori non linéaire, l'entrée d'action devenant alors une perturbation vis à vis de $e_{C_{reg}}$. La REM de cette inversion C-EC (Figure 1.6.a) est définie de la même manière que celle d'un élément d'accumulation. Elle utilise la mesure de l'entrée à compenser et contient une inversion directe. L'entrée de réglage obtenue $e_{C_{reg}}$ est alors appliquée à l'EC.

La seconde solution permet de définir l'entrée d'action à appliquer e_{a-reg} pour obtenir la sortie d'action désirée s_{a-ref} . L'entrée de réglage devient alors une perturbation. La Représentation Énergétique Macroscopique C-EC (Figure 1.6.b) issue de cette inversion est définie de manière identique. L'entrée obtenue e_{a-reg} peut servir de référence pour l'inversion d'un autre bloc. Dans ce cas, l'entrée de réglage $e_{C_{reg}}$, si elle existe, est souvent fixée à une valeur permettant d'optimiser le rendement de la conversion. Lorsqu'elle est invariante, cette entrée correspond à un simple paramètre (exemple d'une machine à courant continu à aimants permanents), qu'il n'est plus nécessaire de mesurer.

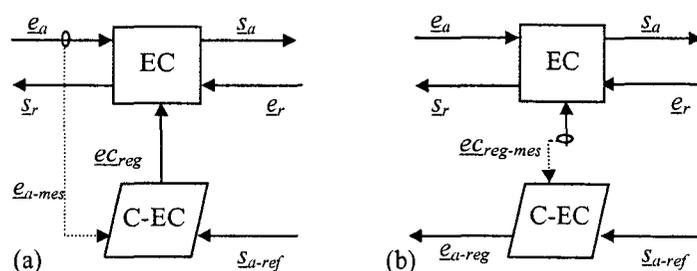


Figure 1.6 Inversions d'un élément de conversion : par $e_{C_{reg}}$ (a) et par e_a (b)

1.2.3. Représentation d'une chaîne de conversion électromécanique

La notion de REM est maintenant appliquée à une chaîne de conversion électromécanique qui relie une source électrique (SE) à une source mécanique (SM). L'exemple porte sur une application de traction de type véhicule électrique. On ne considère, dans un premier temps, que la solution monomachine donnée Figure 1.7.a : la chaîne de traction ne comporte qu'un moteur dont on répartit la puissance mécanique sur deux roues motrices via une transmission mécanique constituée d'un réducteur et d'un différentiel [MUL 01]. La solution multimachine présentée Figure 1.7.b. permet de s'affranchir de toute transmission mécanique : son étude fera l'objet du paragraphe suivant.

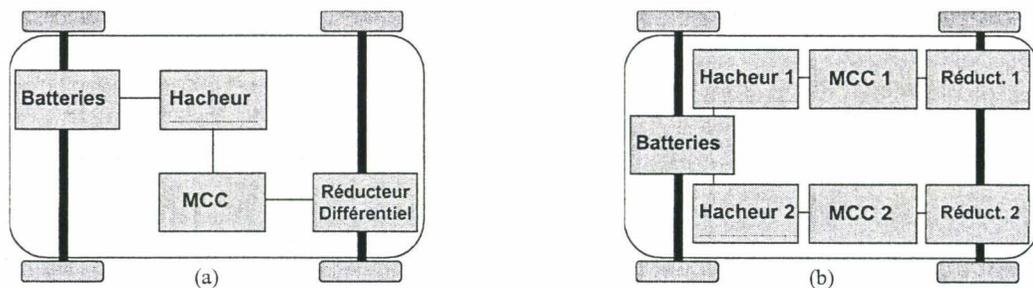


Figure 1.7 Solutions monomachine (a) et multimachine (b) dans une chaîne de traction électrique

On représente, Figure 1.8, la REM de la solution monomachine. Cette structure, relativement classique pour une application de traction électrique, comporte :

- une source électrique (notée SE, batteries),
- un convertisseur électrique (noté CE, de type hacheur) modulant les variables électriques,
- une machine électrique idéale (notée ME, machine à courant continu) constituant le convertisseur électromécanique,
- le convertisseur mécanique (noté CM, chaîne cinématique globalisée¹ comportant réducteur, transmissions et roues) qui module les variables mécaniques,
- deux éléments d'accumulation reliant les différents éléments de conversion entre eux,
- une source mécanique (notée SM, constituée par l'environnement dans lequel évolue la rame).

Les souplesses des arbres de transmission et des accouplements mécaniques ainsi que les jeux éventuels sont négligés dans cette première approche.

¹ Nous verrons par la suite qu'il est nécessaire de décomposer ce convertisseur mécanique en deux parties.

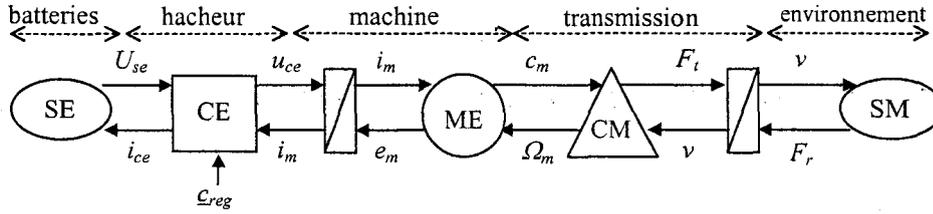


Figure 1.8 REM d'une chaîne de conversion électromécanique

1.2.3.1. Définition des sources

La source électrique (SE) impose une tension continue U_{se} délivrée par la batterie. La source mécanique (SM) est assimilée à l'environnement dans lequel évolue le véhicule : elle lui impose une force de résistance à l'avancement F_r . Cette dernière est fonction d'un nombre important de paramètres : la vitesse du véhicule v , la pente de la route... [EHS 97, MUL 01]. On détaillera son expression au chapitre 3. Nous nous contenterons ici de la relation approchée suivante :

$$F_r = a + bv^2 \quad (1.4)$$

1.2.3.2. Représentations du convertisseur statique

Le hacheur quatre quadrants est caractérisé par sa fonction de modulation m_{ce} , rapport entre la tension continue d'alimentation U_{se} et la tension modulée produite u_{ce} [GUI 94] :

$$\begin{cases} u_{ce} = m_{ce} U_{se} \\ i_{ce} = m_{ce} i_m \end{cases} \quad (1.5)$$

Cette fonction de conversion caractérise aussi la relation entre le courant d'induit i_m et le courant modulé i_{ce} , absorbé par la source continue. Les entrées de commande sont les états des interrupteurs (appelés fonctions de connexion [GUI 94]), c_{11} et c_{21} , composantes du vecteur de réglage \underline{c}_{reg} (Figure 1.9.a). La relation de conversion relie la fonction de modulation m_{ce} aux fonctions de connexion, pour un hacheur quatre quadrants :

$$m_{cs} = c_{11} - c_{12} \quad (1.6)$$

Le GIC et la REM du convertisseur statique (Figure 1.9.b) se déduisent rapidement des relations précédentes.

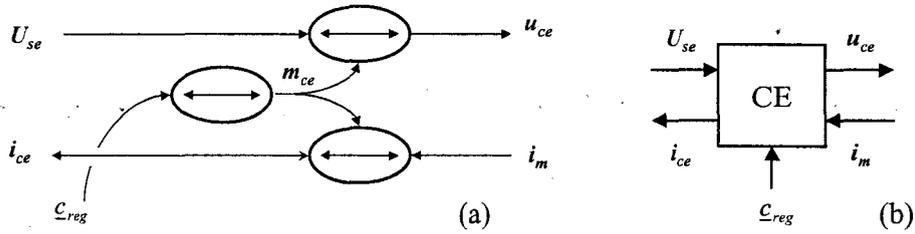


Figure 1.9 Représentations du convertisseur électrique : GIC (a) et REM (b)

1.2.3.3. Représentations de la machine à courant continu

Le modèle GIC de la machine à courant continu été développé au § 1.1.2.2. La Figure 1.10 donne, pour une machine isolée, la REM se déduisant du GIC. La machine se décompose en un élément d'accumulation électrique (enroulement d'induit), un élément de conversion électromécanique et un élément d'accumulation mécanique (arbre du rotor). L'entrée de réglage est constituée par le flux qui, dans cette application, est un paramètre invariant (aimants permanents) ; elle n'apparaîtra donc plus sur les représentations suivantes.

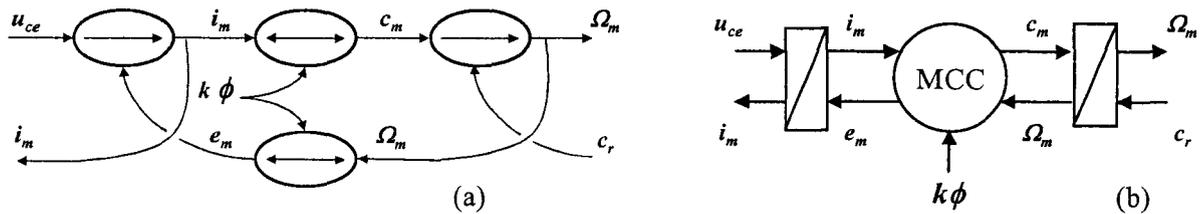


Figure 1.10 Représentations de la MCC : GIC (a) et REM (b)

1.2.3.4. Représentations de la transmission mécanique

Il s'agit d'un dispositif complexe pour lequel les hypothèses posées à propos des souplesses et des jeux conduisent à un modèle simplifié, ceci pour des raisons de clarté de présentation eu égard à l'objectif formel de cet exemple. Ainsi, l'effet du réducteur, du différentiel, du rotor du moteur, de la roue sont globalisés par une relation directe entre la vitesse de l'arbre Ω_m et celle de la voiture v d'une part, et la force globale de traction F_t et le couple moteur c_m d'autre part selon l'équation (1.7).

$$\begin{cases} \Omega_m = m_{cm} v \\ F_t = m'_{cm} c_m \end{cases} \quad (1.7)$$

Les paramètres m_{cm} et m'_{cm} rendent compte à la fois du rapport de transformation du réducteur, de l'effet de répartition du couple d'entrée du différentiel sur chaque roue, du rayon des roues et de la qualité de contact roue-route. Ces deux coefficients, composantes du vecteur \underline{m}_{cm} (cf. Figure 1.11), ne sont pas forcément égaux : dans ce cas, cette inégalité rend compte du caractère dissipatif, d'un point de vue énergétique, de la transmission mécanique. Nous affinerons ce modèle au chapitre 3, en prenant en compte notamment le contact glissant (très pénalisant du point de vue de la commande) entre la roue et la route.

Il y a en pratique un élément d'accumulation de part et d'autre du convertisseur mécanique : l'un, amont, est lié à l'énergie accumulée dans les arbres de transmission en rotation (représenté côté moteur Figure 1.10), l'autre, aval, est relatif à la masse du véhicule en mouvement. On note néanmoins que les variables d'états de chacun de ces accumulateurs d'énergie sont rigidement liées par le vecteur \underline{m}_{cm} . On ne représente alors qu'un seul de ces éléments d'accumulation : les hypothèses déjà citées permettent ici de globaliser au travers de la variable M_{tot} , les diverses inerties (moteur, différentiel, réducteur, roues) et la masse M du véhicule. L'équation fondamentale de la dynamique régissant le mouvement du véhicule est alors donnée par :

$$M_{tot} \frac{dv}{dt} = F_t - F_r \quad (1.8)$$

Le modèle GIC (Figure 1.11.a) et la REM (Figure 1.11.b) se déduisent facilement de ces équations. Ce convertisseur mécanique est ainsi composé d'un élément de conversion mécanique et d'un élément d'accumulation. Le vecteur \underline{m}_{cm} étant fixe, il n'apparaîtra plus par la suite.

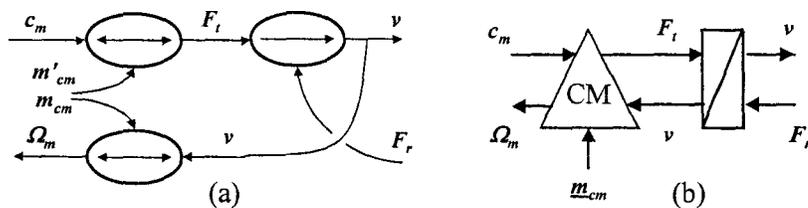


Figure 1.11 Représentations du convertisseur mécanique : GIC (a) et REM (b)

1.2.4. Structure maximale de commande de la chaîne de traction

La structure de commande de la chaîne de traction considérée est déduite des lois d'inversion définies au § 1.2.2.

Détermination de la chaîne de réglage — La chaîne de réglage relie le seul vecteur de réglage (fonctions de connexion du hacheur) à la vitesse du véhicule, au travers de variables intermédiaires qui sont des entrées d'action : tension de sortie du hacheur, courant de la machine, couple de la machine et force de traction. Par conséquent, les autres variables deviennent les entrées de réaction (perturbations).

Détermination de la structure de commande — La structure globale de commande se déduit des règles d'inversion REM, en considérant, dans un premier temps, que toutes les grandeurs sont mesurables (Figure 1.12). On remarque qu'à la chaîne des entrées d'action du processus correspond une même chaîne des entrées de référence dans la commande (REM inverse).

La structure de commande déduite est appelée *structure maximale de commande* car elle utilise un maximum d'opérations et de capteurs. Elle peut être ensuite simplifiée en fonction des contraintes d'implantation (rejet de certaines perturbations internes aux asservissements par exemple). Elle peut enfin être complétée par des estimations de grandeurs non mesurables. Tous les blocs de commande sont représentés par des pictogrammes semblables car ils ne manipulent que de l'information.

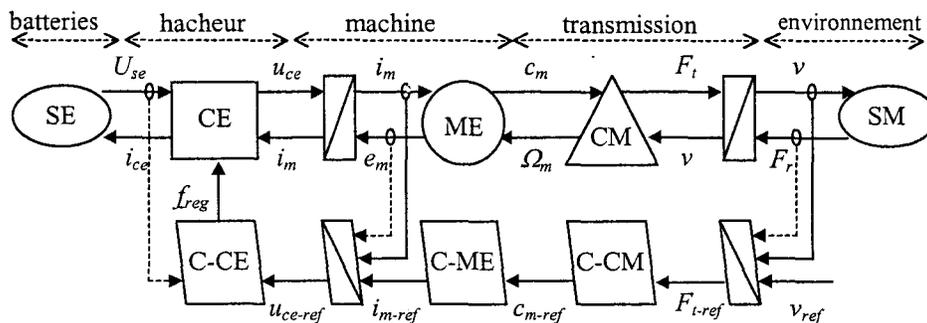


Figure 1.12 REM de commande de la chaîne de traction étudiée

1.3. Représentation d'un système multimachine

1.3.1. Problématique des systèmes multimachines

Les Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs (SMM) peuvent être considérés comme une extension des entraînements électriques classiques. Ils permettent en effet une augmentation des champs d'application de ces derniers en offrant des solutions plus flexibles et plus sûres. Un champ d'application des SMM est la forte puissance : la mise en commun de ressources physiques entre plusieurs éléments de la chaîne de conversion amène souvent un dimensionnement au plus juste, mais implique également des couplages qu'il convient de gérer correctement pour éviter toute dégradation de performances (surtensions, surintensités, problèmes de stabilité...). On présente ici l'extension de la REM aux SMM : cette extension se focalise sur l'analyse, la représentation et la gestion (du point de vue de la commande) de ces couplages.

1.3.2. Modélisation des divers couplages

Les systèmes multimachines sont caractérisés par la présence de couplages à différents endroits de la chaîne de conversion électromécanique. Un couplage est défini par la mise en commun d'une partie physique qui va induire une répartition énergétique. Dans le formalisme proposé, de telles structures sont représentées par des entités couplées. On représentera ainsi deux éléments de conversion couplés par deux symboles imbriqués (Figure 1.13).

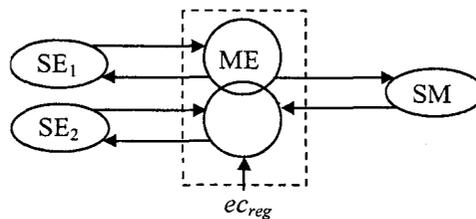


Figure 1.13 Eléments de conversion couplés

On différencie trois types de couplages :

- un couplage électrique (Figure 1.14.a) correspond à la mise en commun d'au moins une ressource électrique (composant, connexion...) entre plusieurs convertisseurs électriques ; il induit une ou plusieurs variables électriques communes (courant, tension...),

- un couplage magnétique (Figure 1.14.b) correspond à la mise en commun d'une ressource magnétique (carcasse, aimant...) entre plusieurs machines électriques ; il induit une variable magnétique commune (flux...),
- un couplage mécanique (Figure 1.14.c) correspond à la mise en commun d'une ressource mécanique (arbre, essieu...) entre plusieurs convertisseurs mécaniques ; il induit une variable mécanique commune (vitesse, couple, force...).

Ces notions de couplages ont été développées par le projet SMM du GdR SdSE [SMM 00-1] : le formalisme développé dans le cadre de ces travaux ne distinguant pas (contrairement à la REM) les éléments de conversion (EC) des éléments d'accumulation (EA), nous admettrons ici implicitement qu'à un couplage donné (électrique par exemple) peuvent être associés indifféremment un élément de conversion (EC) ou un élément d'accumulation (EA). Nous parlerons donc, dans le cas de la Figure 1.14.d, de couplage électrique, mécanique ou magnétique par élément d'accumulation selon la nature des variables mises en jeu.

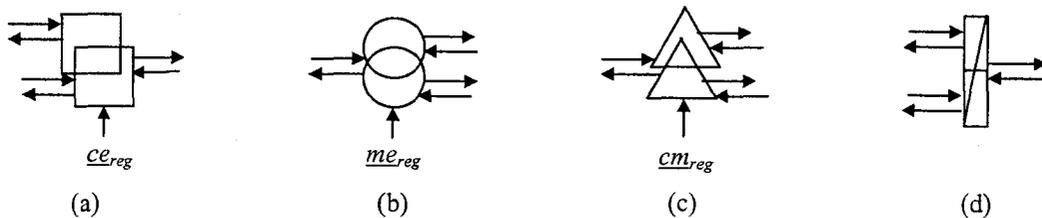


Figure 1.14 Différents types de couplages

Une dernière distinction entre ces différents couplages est relative au caractère amont ou aval du couplage. Le premier est lié à une distribution d'énergie d'une source génératrice amont vers plusieurs sources réceptrices en aval (Figure 1.15.a), le second correspond à une mise en commun énergétique de plusieurs sources génératrices amont vers une unique source réceptrice aval (Figure 1.15.b).

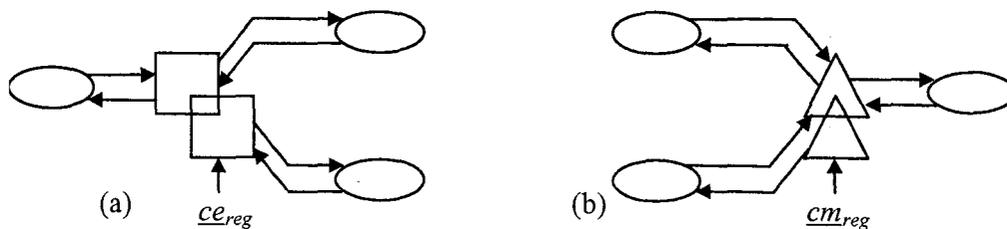


Figure 1.15 Notion de couplages amont et aval

1.3.3. Structure de commande déduite d'un SMM

De la même manière dont ont été définies les règles d'inversion pour la structure de commande d'un système monomachine (§ 1.2.2), on établit les règles d'inversion d'un SMM en prenant en compte ses couplages.

1.3.3.1. Inversion d'un couplage aval

Pour un tel couplage, l'inversion pose un problème car la sortie d'action générée (x_{3-cm} sur l'exemple de la Figure 1.16) est le fruit de plusieurs entrées d'action (x_{1-me} et x_{2-me}). Il y a plusieurs solutions pour obtenir la variable de sortie désirée : agir uniquement sur la première entrée, sur une combinaison des entrées... L'inversion mène de ce fait à une entrée équivalente globale qui donnera la sortie désirée. Un critère de répartition doit alors être introduit pour définir la part de chaque entrée pour produire l'effet souhaité (Figure 1.16) [SMM 01-1].

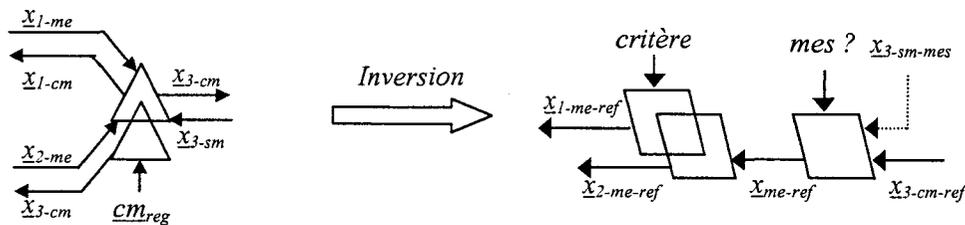


Figure 1.16 Inversion d'un couplage aval

1.3.3.2. Inversion d'un couplage amont

Pour un tel couplage, une seule entrée d'action (x_{se} sur l'exemple de la Figure 1.17) produit plusieurs variables de sortie (x_{2-ce} et x_{3-ce}). Dans la philosophie d'inversion, plusieurs entrées de référence arrivent donc sur le bloc de commande locale associé à cette structure de couplage. Un critère de pondération est utilisé pour définir une référence globale pour le bloc de contrôle (Figure 1.17) [SMM 01-2]. Deux cas extrêmes sont particulièrement utilisés. La référence globale correspond à l'une des références (les autres étant ignorées) : commande maître-esclave. La référence globale correspond à une moyenne des références initiales : commande moyenne. L'intérêt de ces deux commandes a été mis en évidence dans une application de traction ferroviaire [ESC 99-1].

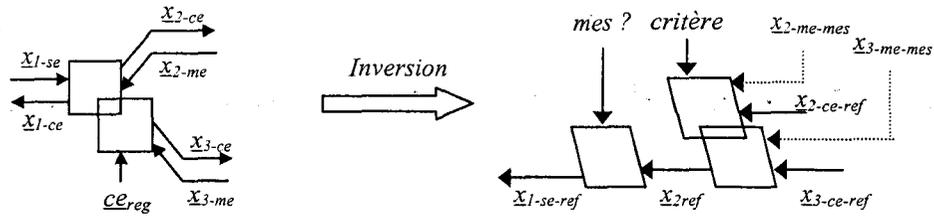


Figure 1.17 Inversion d'un couplage amont

1.3.4. Représentation d'une chaîne de conversion électromécanique SMM

On donne, Figure 1.18, la REM de la solution multimachine représentée Figure 1.7. De telles structures ont l'avantage, pour un véhicule électrique, de supprimer la plupart des organes de transmission mécanique comme la boîte de vitesses, les double joints de cardan ou le différentiel [MUL 01]. De plus, la possibilité de contrôler indépendamment le couple sur chaque moteur, donc sur chaque roue, permet d'améliorer notablement le contrôle de la stabilité du véhicule [ARN 97]. On ne reprend pas ici la modélisation de chaque élément (convertisseur statique, moteur et transmission mécanique) : les REM correspondantes sont identiques et les variables associées seront indicées 1 et 2 pour différencier les deux chaînes de conversion électromécanique. La seule différence est relative à la distinction de la contribution de chaque roue à l'avancement du véhicule à travers l'équation :

$$M_{tot} \frac{dv}{dt} = F_{t1} + F_{t2} - F_r \quad (1.9)$$

La REM de cette dernière équation est un couplage mécanique par élément d'accumulation (Figure 1.18).

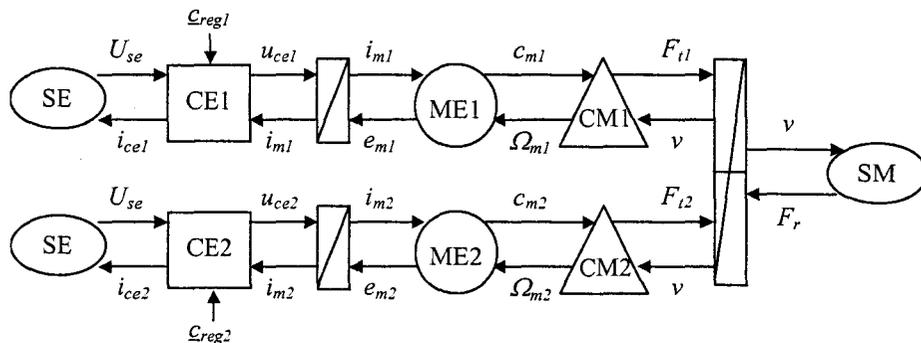


Figure 1.18 REM d'une chaîne de conversion électromécanique SMM

1.3.5. Structure de commande SMM

Par rapport à la structure de commande développée dans le cas monomachine (§ 1.2.4), la seule difficulté réside ici en l'inversion du couplage mécanique par élément d'accumulation (Figure 1.19). Ce couplage est un couplage aval dont le principe d'inversion a été décrit au § 1.3.3.1. Il est nécessaire, pour cette inversion, de définir un critère de répartition des efforts de traction par roue : ce critère est à rapprocher de la fonction assurée par le différentiel mécanique. Ce dernier assure une équi-répartition des couples sur chaque roue : si les conditions de contact roue-route sont identiques pour chaque essieu, cet équilibre des couples est strictement équivalent à un équilibre des forces de traction. Une limite du différentiel classique est justement relative à une dégradation du contact roue-route sur l'une des roues : cette dégradation peut engendrer, à couples identiques, des forces de traction différentes contribuant à une carence du contrôle longitudinal du véhicule [HOR 98]. Ces aspects seront développés au chapitre 3, mais un des mérites de la structure de commande définie est relatif au problème qu'elle soulève.

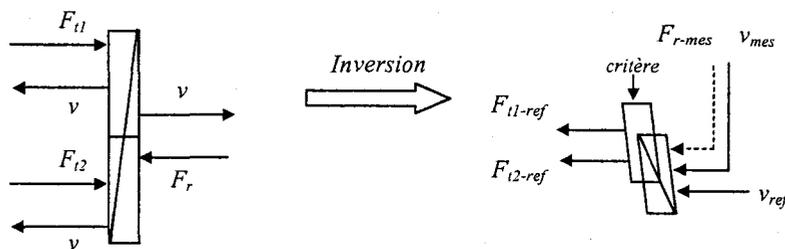


Figure 1.19 Principe d'inversion du couplage mécanique par élément d'accumulation

1.4. Etude d'un système de traction particulier

1.4.1. Présentation du système de traction étudié

La structure de puissance faisant l'objet de ce travail est composée de deux moteurs asynchrones, alimentés par un onduleur quatre bras, et entraînant les deux roues avant d'un véhicule via un réducteur (Figure 1.20.a). L'objectif de la structure est de reproduire au moins le comportement d'un différentiel mécanique en y ajoutant éventuellement des fonctions de sécurité supplémentaires comme l'anti-patinage. L'utilisation d'un onduleur par machine répondrait à ces objectifs : un tel découplage n'est pas toujours possible, notamment en cas de dysfonctionnement d'un ou des deux convertisseurs de puissance. Une reconfiguration possible du système d'alimentation peut être une structure utilisant quatre bras d'onduleur : cette solution est présentée Figure 1.20.b. Cette configuration a déjà fait l'objet d'études

antérieures [BOU 95] : l'application envisagée était la motorisation d'un robot mobile et cette structure particulière d'onduleur a permis des sens de vitesses de rotation opposés sur chacune des roues.

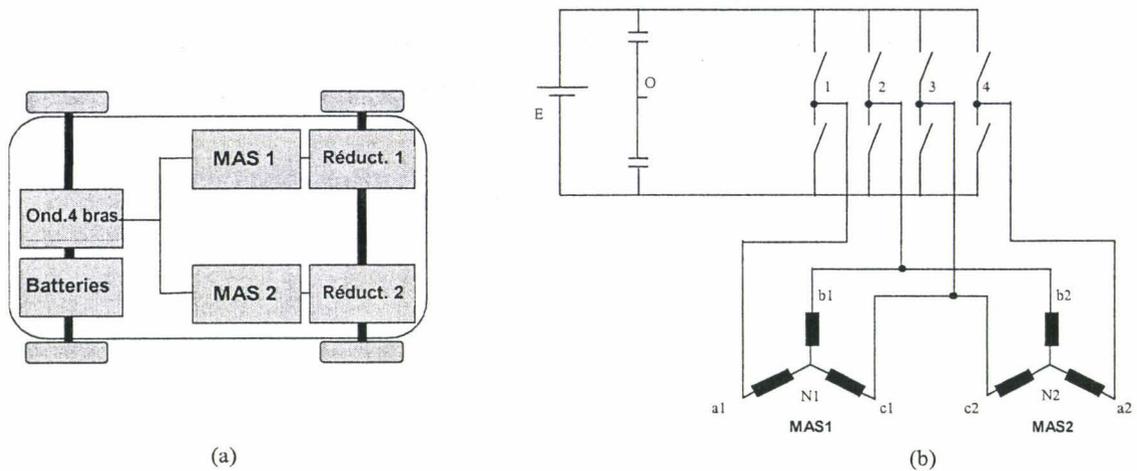


Figure 1.20 Système de traction étudié : synoptique (a) et structure de puissance (b)

Le fonctionnement envisagé ici est différent : l'utilisation du quatrième bras se justifierait dans le cas d'un éventuel déséquilibre mécanique transitoire (couples résistants différents sur les deux machines) survenant dans un régime de fonctionnement déséquilibré. On se propose alors de "compenser" ce déséquilibre mécanique par un déséquilibre électrique qui autorise le quatrième bras de l'onduleur.

1.4.2. REM du système de traction

La REM du système de traction étudié (Figure 1.21) fait apparaître l'existence de deux couplages l'un, amont, situé sur la partie électrique, l'autre, aval, sur la partie mécanique de la chaîne de traction.

L'utilisation par les machines de deux bras d'onduleurs communs induit un couplage électrique : les deux moteurs ont une tension composée commune (Figure 1.20.b). On montre (annexe 1) que cette association impose, dans le repère de Concordia lié au stator, une tension $v_{s\beta}$ identique sur les deux moteurs ($v_{s1\beta} = v_{s2\beta} = v_{s\beta}$). Une représentation causale des machines asynchrones sera détaillée au chapitre 4.

La contribution de chaque roue à l'avancement du véhicule est représentée par un couplage mécanique d'élément d'accumulation (châssis commun qui induit une vitesse de déplacement commune, cf. § 1.3.4).

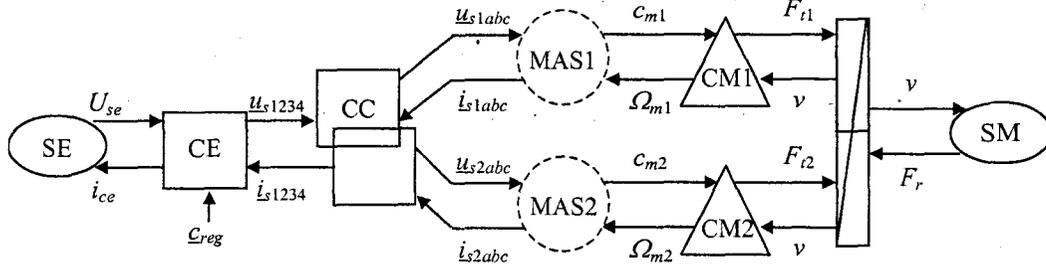


Figure 1.21 REM du système de traction étudié

Remarque : une représentation causale de la machine asynchrone sera développée au chapitre 4. Elle est ici résumée à sa fonction globale de convertisseur électromécanique.

1.4.3. Méthodologie de résolution des couplages

La présence et la nature des deux couplages dans la chaîne de traction obligent à une approche dissociée de leur résolution. Nous avons montré précédemment qu'une possibilité d'inversion du couplage mécanique par élément d'accumulation était une répartition équilibrée des forces de traction : nous verrons toute la difficulté, dans une première partie de ce travail, d'assurer cet équilibre eu égard au caractère non linéaire du contact roue-route qui n'a pas été abordé dans la modélisation précédente. Le problème du choix des couples de référence pour assurer un équilibre des forces n'est pas trivial et associer sa résolution à celle de l'inversion du couplage électrique est complexe et risqué. Nous envisageons donc, dans les chapitres 3 et 4, la résolution séparée de ces deux couplages (Figure 1.22) : le développement d'outils de commande particuliers pour les résoudre fait l'objet du chapitre 2.

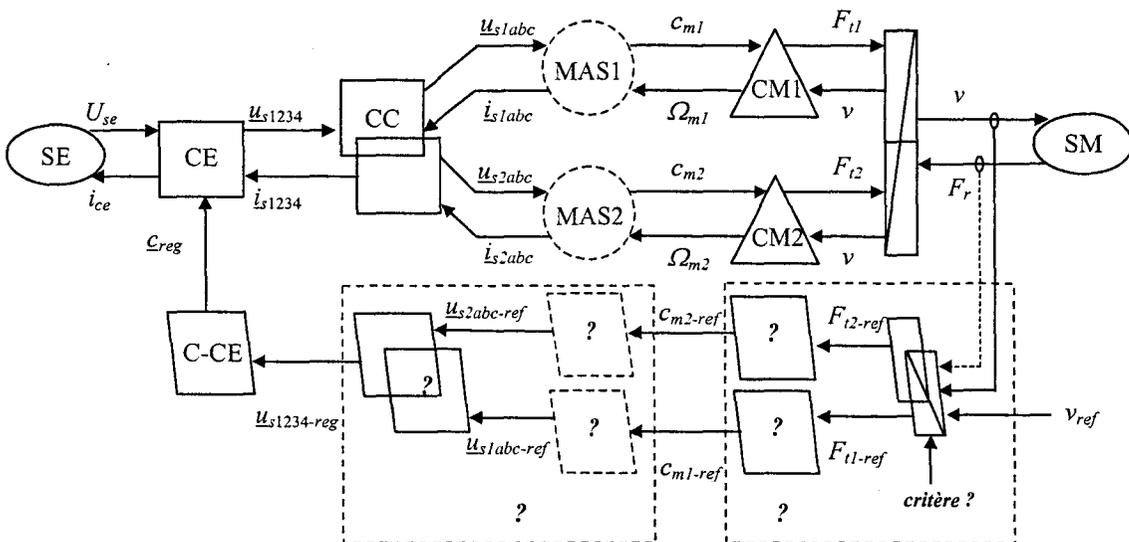


Figure 1.22 Structure de commande maximale : résolution séparée des couplages

1.4.3.1. Problèmes posés par le couplage mécanique

On fait le choix pour résoudre ce problème de couplage de s'affranchir du problème du couplage électrique : on suppose alors un contrôle total et dissocié des couples moteurs de chaque roue. Un tel fonctionnement est assuré par la solution SMM présentée au § 1.3.4. Sur la base de cette structure, nous développerons des solutions de commandes spécifiques prenant en compte le caractère fortement non linéaire et très pénalisant du contact roue-route. Nous évaluerons également l'intérêt de ces solutions sur un problème de traction ferroviaire comportant un couplage électrique (chapitre 3).

1.4.3.2. Problèmes posés par le couplage électrique

La contrainte électrique liée à l'utilisation commune de deux bras d'onduleurs apparaît très nettement dans le repère de Concordia lié au stator (cf. annexe 1). Ce repère est considéré comme naturel, puisque une simple transformation linéaire permet d'aboutir à une machine diphasée équivalente ou machine diphasée généralisée [DEG 97]. La principale difficulté à lever pour concevoir un algorithme de commande dans ce repère, est liée à l'asservissement de courants alternatifs : il est nécessaire de recourir à des techniques conférant aux boucles de courant un gain de valeur infiniment grande à la fréquence d'utilisation. Nous traiterons ce problème grâce à l'utilisation de correcteurs spécifiques (chapitre 2). Enfin nous montrerons que l'inversion du couplage électrique amont impose un système déséquilibré de tensions (chapitre 4) : de ce point de vue, les algorithmes développés sont à rapprocher des études relatives au fonctionnement dégradé de machines asynchrones [ELC 93, KAS 94, BOS 97].

Conclusions

Le formalisme de macro modélisation proposé permet d'offrir une représentation synthétique d'une chaîne de conversion électromécanique, tout en respectant les notions de cause à effet sous-jacentes. Mettant en évidence les relations d'action et de réaction entre les divers éléments, la Représentation Macroscopique Energétique (REM) montre les diverses possibilités offertes pour le réglage, le choix final étant déterminé par le cahier des charges. La démarche proposée ne permet pas forcément de produire toutes les stratégies de commande, mais d'en proposer au moins une qui est déduite d'un raisonnement simple et logique : l'inversion pas à pas des causalités. L'intérêt d'un tel outil ne se situe pas dans des domaines où l'expertise acquise a déjà démontré la puissance de commandes devenues classiques : les Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs (SMM) ne relèvent pas de cette dernière catégorie et semblent devoir offrir un champ d'application particulier à la méthodologie proposée. On peut noter que ce formalisme a déjà été appliqué (sous sa forme

initiale ou sous sa forme actuelle) avec succès pour un convertisseur AC-AC à 5 bras [FRA 99, FRA 00], des systèmes de traction ferroviaire [SMM 00-2], le métro VAL [BOU 02, VUL 02], des propulsions avec machines polyphasées [SMM 01], un système éolien [TOU 02], des alimentations en parallèle [SMM 01]...

Les SMM se caractérisent souvent par la mise en commun de ressources physiques *ou couplages* entre plusieurs éléments de la chaîne de conversion. La maîtrise de tels systèmes passe par une gestion spécifique de ces couplages. Nous nous proposons, dans le cadre de ce travail, de résoudre les couplages électrique et mécanique d'un système de traction de type véhicule électrique. L'exemple concerne un véhicule électrique possédant deux moteurs asynchrones entraînant deux roues motrices. Ce système est singulier par la structure de puissance alimentant les deux moteurs : un onduleur de tension comportant quatre bras [BOU 95]. La structuration de la commande maximale met en évidence les problèmes posés par les différents couplages : leur bonne résolution passe par des outils et dispositifs de commande spécifiques tels que ceux que nous développerons au chapitre 2. La résolution de ces deux couplages se fera de manière séparée : le chapitre 3 est consacré à la résolution du couplage mécanique et le chapitre 4 à celle du couplage électrique.

CHAPITRE 2

Outils et dispositifs de commande

CHAPITRE 2

Outils et dispositifs de commande

Introduction

Les problèmes posés par l'inversion des couplages du système multimachine multiconvertisseur envisagé dans le chapitre précédent, se heurtent aux limites des solutions apportées par les outils de commande classiques. Les problèmes rencontrés sont inhérents d'une part au caractère non linéaire du contact roue-route (ou roue-rail) et d'autre part à la gestion du couplage électrique induit par l'utilisation d'un convertisseur de puissance au nombre limité de cellules de commutation. Nous présentons, dans ce chapitre, des outils et des dispositifs de commande susceptibles de résoudre ces problèmes.

Tout processus réel appartient intrinsèquement à la classe des systèmes non linéaires et non stationnaires. Une première approche, pour structurer la commande, est de choisir un modèle simplifié de ce processus : ce modèle est lui, souvent choisi linéaire et stationnaire. Cette représentation lacunaire d'un processus est inévitable, eu égard au niveau non limité de complexité susceptible d'être retenu pour modéliser un système en vue de sa commande. Si cette approche s'avère finalement acceptable dans un grand nombre de cas, il peut en résulter, quelquefois, une carence du contrôle en termes de robustesse si des dispositions particulières ne sont pas prises lors de la conception des algorithmes. Dans le cas particulier d'une application de type traction, une modélisation linéaire des phénomènes mécaniques régissant le contact roue-route (ou roue-rail), se révèle souvent insuffisante pour synthétiser une commande efficace et satisfaisante : en effet, l'utilisation de modèles linéaires simples (roulement sans glissement, frottement visqueux à coefficient constant etc.) ne permet pas de rendre compte d'un phénomène non linéaire particulièrement pénalisant en traction : le phénomène de patinage [ARN 97, HIL 97]. Par contre, un modèle simplifié, *affranchi de toute modélisation mathématique du phénomène perturbant*, peut être qualifié d'*idéal* d'un point de vue *comportemental*. L'idée est alors de faire tendre, en permanence, le processus vers ce modèle idéal ou *modèle de comportement*. L'utilisation d'une commande à modèle d'un type particulier et ayant fait l'objet de différentes études au L2EP [BAR 97, PIE 00, VUL 00, VUL 02] est envisagée : on montre, dans la première partie de ce

chapitre, l'efficacité de la Commande à Modèle de Comportement (CMC) sur un exemple simple.

Le couplage électrique considéré, pose d'emblée le problème lié à l'asservissement de courants alternatifs (cf. chapitre 1). Ce problème est bien connu : il est nécessaire de recourir à des techniques conférant aux boucles de courant un gain de valeur infiniment grande à la fréquence d'utilisation. On différenciera ici, de manière simplifiée, deux classes d'asservissement de courants selon que les instants de commutations du convertisseur statique sont définis par une commande indirecte (commande en durée ou en valeur moyenne instantanée) ou par une commande directe (commande en amplitude ou en valeur instantanée, genèse des modes glissants) [HAU 99-2].

Pour les asservissements relevant de la première classe, les instants de commutations résultent d'une modulation de la valeur instantanée souhaitée pour la tension en sortie de convertisseur [HAU 99-2] ; on parle aussi de linéarisation par balayage [GIL 66]. Le contrôle de la valeur moyenne du courant sur une période de commutation est alors souvent assurée, de façon totalement découplée de l'action linéarisante, par un correcteur linéaire classique. Les limites de l'utilisation des correcteurs à actions proportionnelle et intégrale (PI) pour l'asservissement de courants alternatifs sont bien connues. Il apparaît alors un champ d'application particulier pour les correcteurs résonnants. Dans des travaux et articles précédents [VAN 98, HAU 99-1, WUL 00], les propriétés de poursuite et de régulation qu'offrent de tels correcteurs ont été mises en évidence : on rappelle, dans la seconde partie de ce chapitre, leurs principales caractéristiques et on propose une méthode de synthèse originale basée sur le principe de l'optimum symétrique de Kessler.

Pour la seconde classe d'asservissements de courants, un organe non linéaire définit directement la séquence de commutation en fonction de l'écart instantané entre la valeur de référence de la grandeur à contrôler et sa valeur instantanée. Les problèmes généralement rencontrés dans ces stratégies d'asservissement sont souvent liés à l'absence de maîtrise du spectre de commutation : on envisage, dans une troisième partie, différentes solutions pour y remédier. Celles-ci sont essentiellement basées sur l'introduction dans la boucle d'asservissement, d'un élément dont le comportement fréquentiel conditionne la fréquence de commutation.

2.1. Commande à Modèle de Comportement (CMC)

2.1.1. Analyse générale

L'objectif principal de cette structure de commande est d'imposer à un processus P de suivre le comportement d'un modèle de comportement M . Pour analyser la commande à modèle de comportement on utilise le schéma fonctionnel donné Figure 2.1. L'écart de sortie entre le processus et le modèle sert à définir, grâce au bloc d'adaptation, un terme de correction Δu_{reg} qui, ajouté à l'entrée du processus, fait tendre sa sortie y vers celle du modèle y_{mod} [HAU 97, VUL 02]. Ceci a bien pour effet de rendre l'évolution du processus conforme à son modèle : si ce modèle est choisi linéaire et stationnaire, alors l'asservissement des trajectoires de sortie par des outils linéaires bien maîtrisés, sera nécessairement robuste et présentera toutes les performances souhaitées en termes de stabilité et de précision pour tout point de fonctionnement. On notera également que l'écart modèle-processus agit directement sur le processus [VUL 02] : de ce point de vue, cette commande se différencie d'autres commandes à modèle (modèle interne, modèle de référence...).

Nous considérerons, dans une première approche, l'utilisation, pour le bloc d'adaptation, d'un correcteur linéaire classique dit *correcteur de comportement* et noté C_c : sa synthèse relève de la théorie des asservissements linéaires. Dans le cas particulier où l'on désire faire tendre un système non linéaire vers un modèle linéaire, on parlera à propos du terme Δu_{reg} de terme de correction *linéarisant*. Nous montrerons que, même dans ce cas, l'utilisation d'un correcteur linéaire s'avère souvent suffisante.

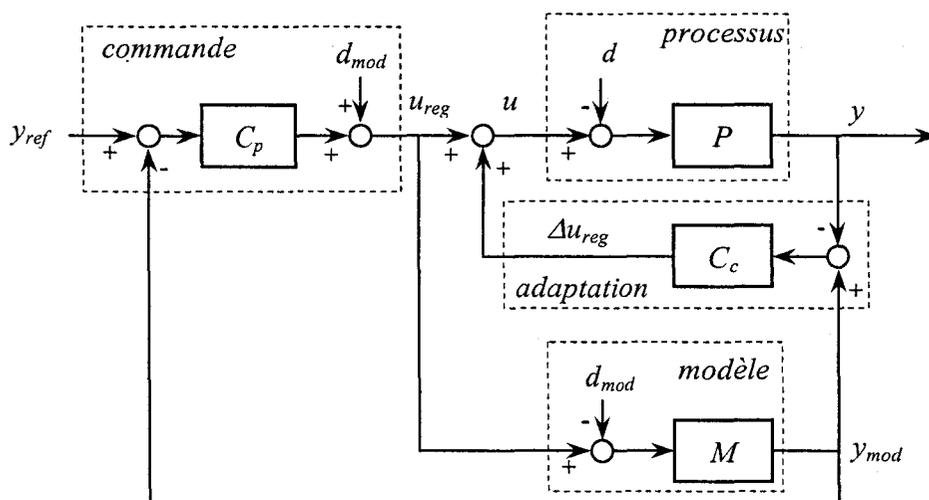


Figure 2.1 Commande à modèle de comportement (schéma fonctionnel)

Enfin l'asservissement de la trajectoire de y_{mod} est assuré par le correcteur principal C_p : ce choix revient *a priori* à asservir la sortie du processus y dès lors que le correcteur C_c remplit parfaitement la fonction définie précédemment : faire tendre en permanence y_{mod} vers y .

2.1.2. Choix du bloc d'adaptation

Les équations initiales permettant l'analyse du système sont :

$$\begin{cases} y(s) = P(s) \{ C_p(s) [y_{ref}(s) - y_{mod}(s)] + C_c(s) [y_{mod}(s) - y(s)] + d_{mod}(s) - d(s) \} \\ y_{mod}(s) = M(s) \{ C_p(s) [y_{ref}(s) - y_{mod}(s)] + d_{mod}(s) - d_{mod}(s) \} \end{cases} \quad (2.1)$$

Afin d'alléger ces expressions, on s'affranchit de l'utilisation de la variable de Laplace s dont sont fonctions, de manière implicite, les différentes grandeurs et fonctions de transfert. On définit, à partir de l'équation (2.1), les expressions de la sortie du processus et de celle du modèle :

$$y = \frac{P(1 + MC_c)}{M(1 + PC_c)} y_{mod} + \frac{P}{1 + PC_c} (d_{mod} - d) \quad (2.2)$$

$$y_{mod} = \frac{MC_p}{1 + MC_p} y_{ref} + \frac{M}{1 + MC_p} (d_{mod} - d_{mod}) \quad (2.3)$$

L'équation (2.3) met en évidence la notion de *boucle principale*. Le terme relatif à la perturbation est nul : dès lors la synthèse du correcteur C_p peut se faire sur la fonction de transfert du modèle M de manière à obtenir des performances optimales en poursuite.

La synthèse du correcteur C_c est moins aisée : les relations (2.2) et (2.3) servent à l'analyse de la boucle de comportement en asservissement et régulation. En asservissement, la fonction de transfert à considérer est donnée par l'équation (2.4) :

$$\left. \frac{y}{y_{mod}} \right|_{\substack{d=0 \\ d_{mod}=0}} = \frac{P(1 + MC_c)}{M(1 + PC_c)} \quad (2.4)$$

Le réglage du correcteur C_c et une étude de stabilité sur cette fonction de transfert se heurtent au principe même et aux objectifs de la structure CMC : il s'agit ici de faire tendre un processus vers son modèle ; l'écart processus-modèle, pouvant avoir des origines variées (non-linéarité, non-stationnarité, perturbations, bruits etc), devient difficilement quantifiable. On remarque néanmoins, de manière générale, que le choix d'un correcteur à grand gain

simplifie l'expression (2.4). Ce choix se traduit, sur la bande passante désirée, par la condition :

$$|MC_c| \gg 1 \quad (2.5)$$

Cette relation donne à l'équation (2.4) la forme suivante :

$$\frac{y}{y_{mod}} \Big|_{\substack{d=0 \\ d_{mod}=0}} = \frac{PC_c}{1+PC_c} \quad (2.6)$$

En régulation, la fonction de transfert à étudier est :

$$\frac{y}{d'} \Big|_{\substack{u_{reg}=0 \\ d_{mod}=0}} = -\frac{P}{1+PC_c} \quad (2.7)$$

avec $d' = d_{mod} - d$

Enfin, en faisant l'hypothèse supplémentaire $|PC_c| \gg 1$, la sortie du modèle et celle du processus sont reliées par la relation :

$$y = y_{mod} - \frac{1}{C_c} d' \quad (2.8)$$

La sortie du processus, y , est la même que celle du modèle, y_{mod} , à une perturbation près. Si cette perturbation équivalente $-d'/C_c$ est négligeable par rapport à la sortie du processus, on considérera que la sortie du processus égale la sortie du modèle. Si le processus est non linéaire, l'action du correcteur C_c a pour effet de linéariser le processus du point de vue de la commande : la synthèse du correcteur C_p peut alors se faire sur un modèle linéaire et stationnaire. Des résultats antérieurs [VUL 02] ont montré qu'une telle approche permet de rendre ce type de commande particulièrement robuste.

2.1.3. Analyse d'un cas non linéaire particulier

La plupart des processus sont non linéaires mais une grande partie d'entre eux est localement linéarisable. Les cas délicats sont ceux où une discontinuité locale des phénomènes physiques (saut, hystérésis, mémoire, retard ou changement de structure) rend cette linéarisation impossible [RIC 91] : c'est une non-linéarité de ce type que l'on se propose de traiter grâce à la commande à modèle de comportement (CMC).

2.1.3.1. Étude d'un système dynamique avec frottement sec

L'existence d'un frottement sec dans un système dynamique amène un comportement non linéaire fort à l'origine d'imprécisions en positionnement par exemple. Dans un mouvement rotatif, ce phénomène physique est à l'origine d'un couple résistant c_r , dépendant non linéairement de la vitesse angulaire Ω :

$$c_r(\Omega) = C_s \operatorname{sign}(\Omega) + f \Omega \quad (2.9)$$

Ce couple résistant est constitué d'un terme statique (C_s , coefficient de frottement sec ou coefficient de Coulomb) et d'un terme dynamique (f , coefficient de frottement visqueux) : il s'oppose au couple moteur c_m développé par un moteur électrique selon l'équation fondamentale de la dynamique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = c_m - c_r(\Omega) \quad (2.10)$$

Enfin, on représente l'évolution de c_r en fonction de Ω , Figure 2.2.

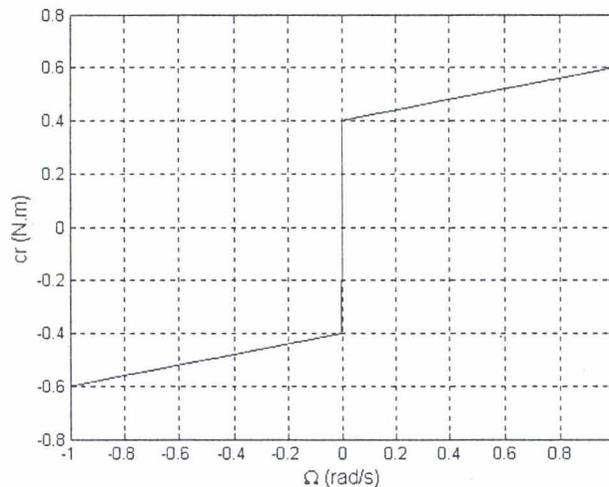
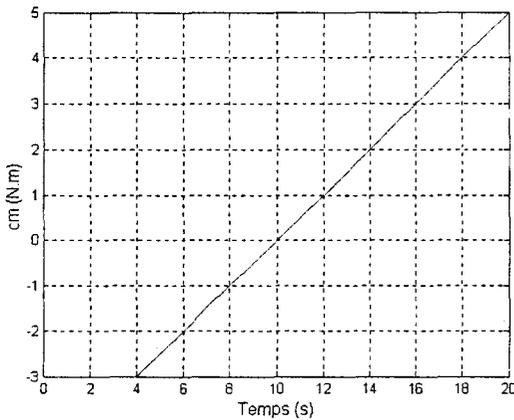
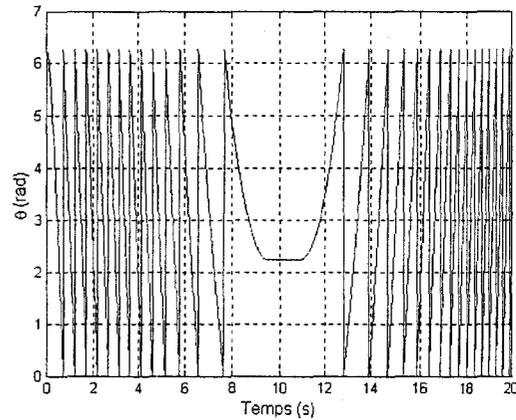


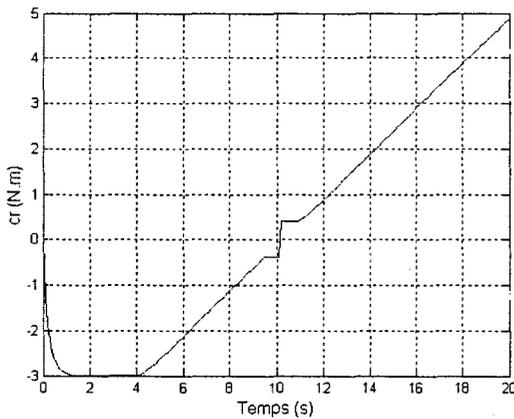
Figure 2.2 Couple résistant - $C_s = 0,4$ N.m ; $f = 0,2$ N.m.s/rad

Les problèmes posés par cette non-linéarité se situent essentiellement autour de la vitesse nulle. Pour les mettre en évidence, on soumet le processus à une rampe de couple moteur (Figure 2.3.a). La charge mécanique est supposée être entraînée par un moteur à courant continu. La constante de temps mécanique de l'ensemble moteur-charge est très supérieure à la constante de temps électrique de l'induit de la machine : on fait alors l'hypothèse, qu'à tout instant, le couple de référence égale le couple moteur ($c_m = c_{m \text{ ref}}$).

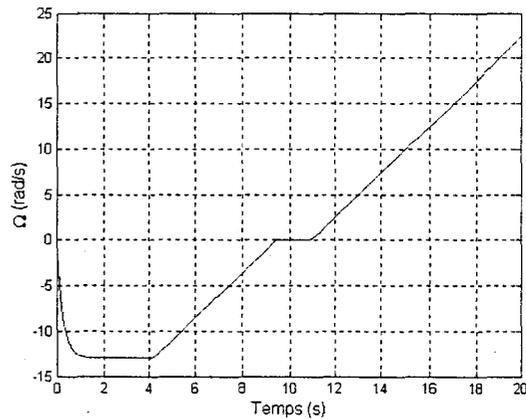
On visualise l'évolution de la position (Figure 2.3.b) et de la vitesse (Figure 2.3.d). L'effet du couple de frottement sec est visible au changement de sens de rotation : le couple moteur ne peut plus compenser ce couple résistant et le moteur s'arrête pendant 2 s environ.

(a) Couple moteur ; $c_m = 0.05 t - 3$ pour $t > 4$ s

(b) Position angulaire



(c) Couple résistant



(d) Vitesse angulaire

Figure 2.3 Effet du couple de frottement sec au changement du sens de rotation

Une approche courante est de considérer que ce couple résistant particulier intervient sur le processus comme une perturbation notée c_s (Figure 2.4). Cependant, cette démarche ne rend pas compte du caractère intrinsèquement non linéaire du phénomène physique considéré : elle ne peut, par exemple, traduire d'une manière satisfaisante certains phénomènes susceptibles d'être provoqués par le frottement sec dans une structure d'asservissement de position comme celle représentée Figure 2.4. Ainsi, lorsque le correcteur C_p est choisi de type proportionnel, l'effet du couple de frottement sec se traduit par une erreur statique (malgré l'intégration naturelle du système) et diminue le dépassement [MAI 74]. On montrera l'effet oscillatoire provoqué par ce frottement sur la position lorsque C_p comporte une action intégrale.

Le choix d'une telle structure, pour commander la position d'un moteur, n'est pas en accord avec la structure de commande que proposerait le Graphe Informationnel Causal (GIC) [HAU 96]. La compensation systématique des perturbations (internes ou externes) que suggère une telle méthode aboutirait ici à la compensation du couple résistant. On peut légitimement penser qu'une telle compensation serait susceptible de résoudre les problèmes posés à condition de disposer d'une estimation fidèle de la perturbation considérée : on propose alors la commande CMC pour montrer l'action *linéarisante* de la boucle secondaire.

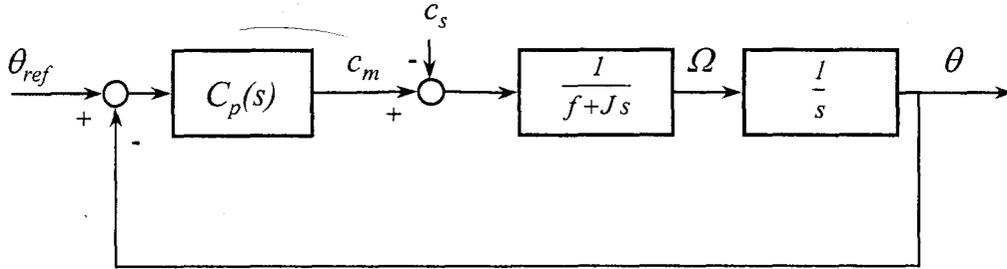


Figure 2.4 Structure classique d'asservissement de position

Pour cela, on met dans un premier temps en évidence les phénomènes oscillatoires évoqués : ceux-ci sont dus à l'ordre 3 que confère le correcteur de type PI à la boucle de régulation, associé à la présence de la non-linéarité induite par le frottement sec. Le réglage du correcteur principal C_p est obtenu grâce à la méthode de l'optimum symétrique (OS) de Kessler [KES 58]. Cette méthode est reconnue pour sa robustesse vis à vis des perturbations. Elle vise à obtenir une fonction en boucle ouverte du système de la forme :

$$H_{BO}(s) = \frac{\omega^2 (2s + \omega)}{s^2 (s + 2\omega)}, \quad \omega = \frac{1}{2\tau_\Sigma} \quad (2.11)$$

où τ_Σ désigne la plus petite constante du système. Ce choix est motivé par la volonté d'aplatir à l'origine la fonction de transfert en boucle fermée. La méthode de synthèse se ramène alors à un placement de pôle avec $(s + \omega)(s^2 + \omega s + \omega^2)$ comme polynôme caractéristique. Cette méthode donne en poursuite une réponse avec un dépassement relativement élevé : pour y palier, on introduit un filtre sur la consigne pour compenser le zéro du système. Cette synthèse aboutit, pour le correcteur PI, au réglage suivant :

$$C_p(s) = K_i \frac{(1 + \tau_i s)}{\tau_i s}, \quad K_i = \frac{f^2}{2J}, \quad \tau_i = 4 \frac{J}{f} \quad (2.12)$$

On représente, Figure 2.5.a, la réponse du système asservi à un échelon de position ($\theta_{ref} = 1$ rad). Cette réponse est de type oscillante non amortie, et l'écart observé avec la

réponse d'un système ne comportant pas de frottement sec (Figure 2.5.b) montre que celui-ci est bien à l'origine de l'oscillation basse fréquence observée. On se propose donc, pour remédier à ce problème, d'utiliser une structure de commande de type CMC.

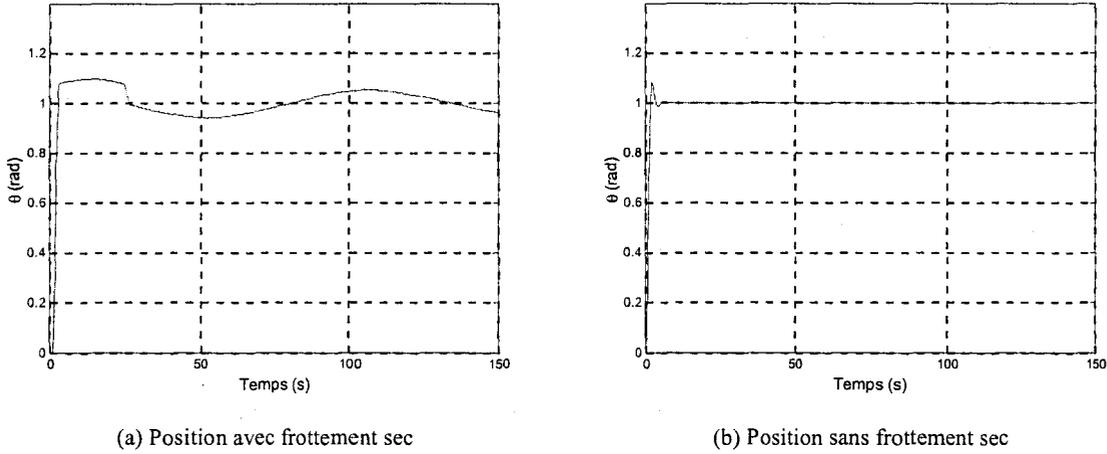


Figure 2.5 Structure classique d'asservissement en position

2.1.3.2. Approche de type Commande à Modèle de Comportement (CMC)

La commande à modèle de comportement a déjà été utilisée pour la commande d'un certain nombre de processus non linéaires, comme une inductance saturable [HAU 99-2] ou un moteur asynchrone entraînant une charge mécanique non linéaire [STE 98]. On se propose d'utiliser cette structure de commande sur un système dynamique avec frottement sec (Figure 2.6.a).

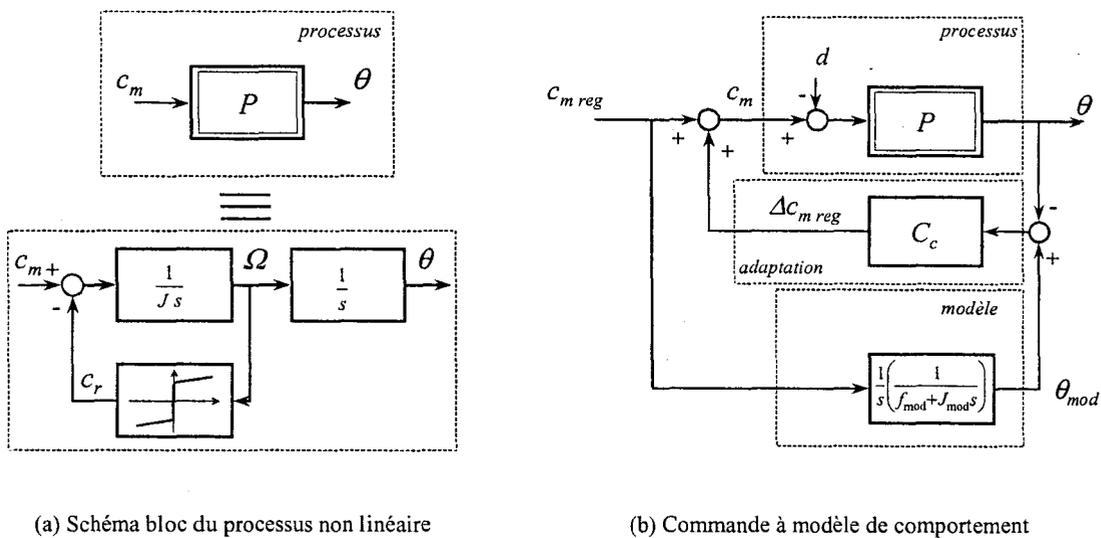


Figure 2.6 Commande à Modèle de Comportement – Application à un processus non linéaire

L'impossibilité de linéariser $c_r(\Omega)$ en 0 nous amène à considérer un modèle linéaire affranchi de tout frottement sec et possédant un frottement visqueux f_{mod} et une inertie J_{mod} de valeurs proches de ceux du processus (identiques dans la simulation dont les résultats sont présentés ci-après).

On soumet la structure CMC (Figure 2.6.b) au même essai que précédemment (inversion du sens de rotation). Le correcteur choisi est de type correcteur à avance de phase dont la transmittance est donnée par l'équation (2.13).

$$C_c = K_c \frac{1 + a \tau_c s}{1 + \tau_c s} \quad (2.13)$$

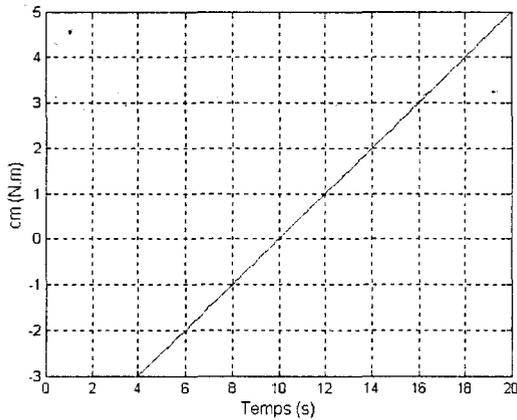
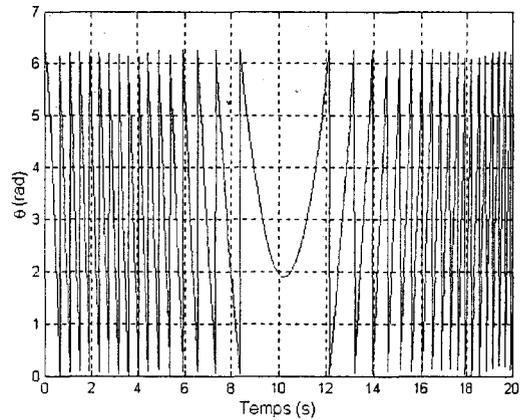
La synthèse de ce correcteur est délicate (cf. § 2.1.2) à cause, principalement, du caractère non linéaire du processus P . Le choix du correcteur à avance de phase se justifie par la volonté de donner à la boucle interne une dynamique supérieure à celle de la boucle principale [VUL 00]. On effectue le réglage du correcteur en deux temps :

- On suppose que le processus et le modèle sont identiques. On considère alors la fonction de transfert (2.5). On calcule le gain K_c de manière à obtenir une erreur de traînage (y_{mod} en rampe) inférieure à 1%. Le choix de a et τ_B se fait de manière à obtenir une marge de phase de 45° . Les valeurs obtenues sont les suivantes :

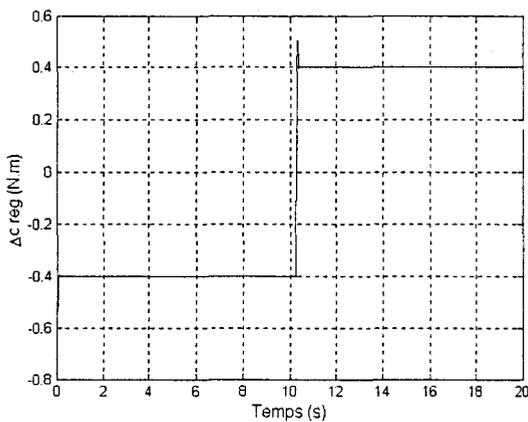
$$K_c = 100, \quad \tau_c = 33 \cdot 10^{-3} s, \quad a = 5 \quad (2.14)$$

- On vérifie ensuite, expérimentalement ou par analyse dans le plan de phase [MAI 74, CHA 94], que le choix du correcteur n'est pas à l'origine d'un phénomène oscillatoire.

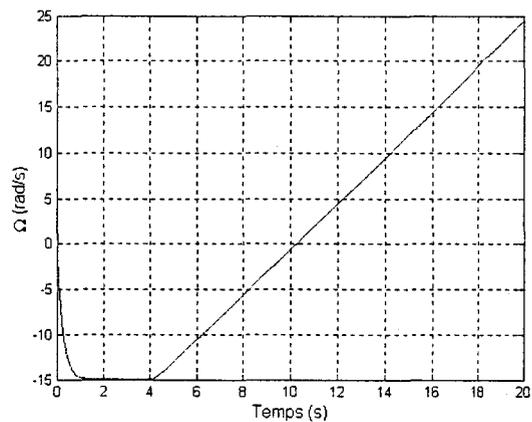
On visualise la réponse du système Figure 2.7. La vitesse de la charge mécanique ne subit plus de discontinuité (Figure 2.7.a). Le terme de correction $\Delta c_{m reg}$ vient juste compenser l'effet du couple de frottement sec : pour une vitesse Ω positive, le couple moteur c_m se voit augmenter de 0,4 N.m de manière à annuler l'effet de C_s .

(a) Couple moteur – $c_m = 0.05t - 3$ pour $t > 4s$ 

(b) Position angulaire



(d) Terme de correction couple moteur



(d) Vitesse angulaire

Figure 2.7 Structure CMC – Inversion du sens de rotation

Ces courbes montrent que la réponse du système est conforme à celle d'un système linéaire. Dès lors, un asservissement de position sur la position donnée par le modèle est possible : il se fait selon la structure donnée Figure 2.8.a en choisissant un correcteur C_p de type PI, réglé de manière identique à celui proposé § 2.1.3.1 (méthode de l'optimum symétrique).

On représente alors, Figure 2.9.a, la réponse du système asservi à un échelon de position ($\theta_{ref} = 1$ rad). Cette réponse est à comparer avec la réponse fournie par un système ne possédant pas de couple de frottement sec (cf. Figure 2.5.b) : elles sont toutes deux identiques et conformes à la réponse attendue d'un système linéaire. On évite ainsi le phénomène oscillatoire observé sur une structure classique d'asservissement de position (cf. Figure 2.5.a).

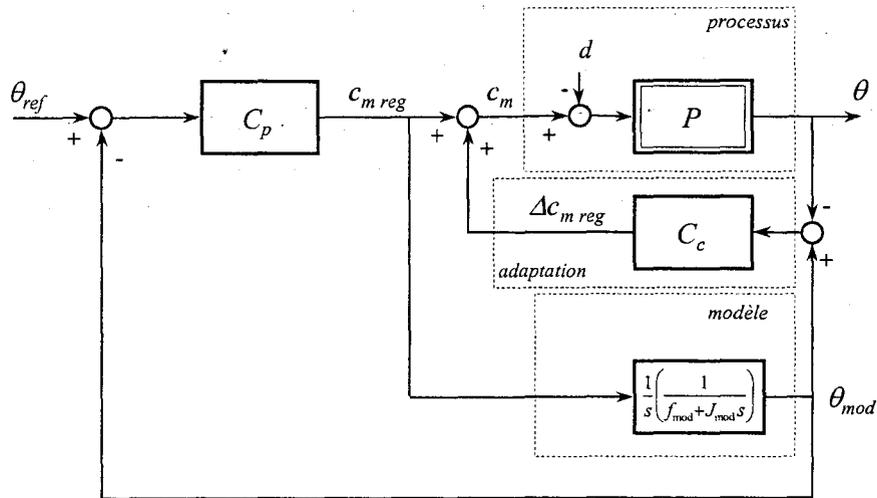
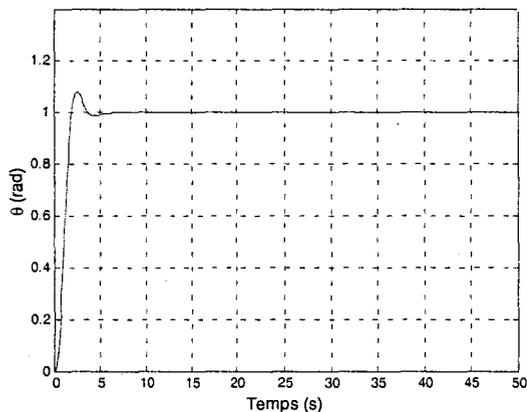
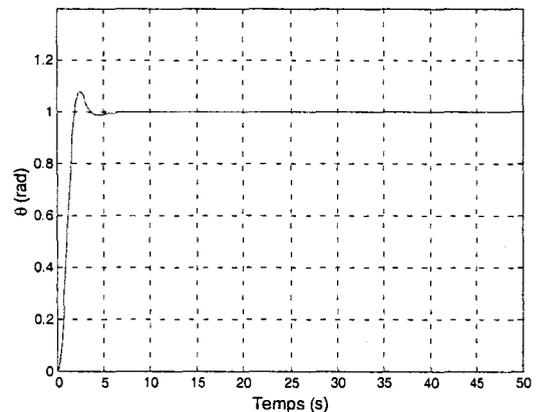


Figure 2.8 Structure CMC d'asservissement de position

Pour confirmer la robustesse de la méthode (déjà démontrée dans [VUL 02]), on évalue l'effet d'une mauvaise estimation des paramètres mécaniques du modèle J_{mod} et f_{mod} , de sorte que la constante de temps mécanique réelle soit quatre fois supérieure à celle estimée (1 s réellement contre 0,25 s pour le modèle). La réponse du système dans ce cas (Figure 2.9.b) reste conforme à celle obtenue en l'absence d'erreurs paramétriques (Figure 2.9.a).



(a) $J = J_{mod} = 0,05 \text{ kg.m}^2$; $f = f_{mod} = 0,2 \text{ N.m.s/rad}$



(b) $J = 2 J_{mod} = 0,1 \text{ kg.m}^2$; $f = f_{mod}/2 = 0,1 \text{ N.m.s/rad}$

Figure 2.9 Asservissement de position – Réponse indicielle

2.2. Correcteur résonnant

Le principe du correcteur résonnant a fait l'objet, ces dernières années, de nombreux travaux [SAT 98, VAN 98, HAU 99-1]. Ce principe de correction est venu combler les lacunes liées à l'utilisation de correcteurs continus classiques pour l'asservissement de

courants alternatifs : pour ceux-ci, l'exigence d'une grande dynamique pour minimiser le traînage est souvent associée à une sensibilité marquée aux bruits et aux variations paramétriques. Basé sur le phénomène de résonance, le correcteur résonnant confère à la boucle du système un module de gain infiniment grand à une fréquence privilégiée de sorte qu'il efface les effets des non-linéarités et des perturbations agissant à cette même fréquence.

2.2.1. Application du principe de l'optimum symétrique au correcteur résonnant

Le schéma bloc relatif à l'asservissement de courant alternatif dans une charge inductive monophasée est donné Figure 2.10 :

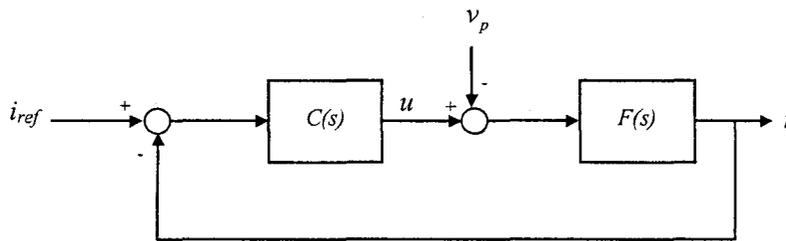


Figure 2.10 Asservissement du courant dans une charge inductive

La transmittance du correcteur [VAN 98] est donnée par l'équation (2.15) :

$$C(s) = \frac{K (1 + \tau_1 s) (1 + \tau_2 s)}{\omega_o^2 + s^2} \quad (2.15)$$

Cette transmittance se comporte comme un circuit résonnant qui, à la pulsation ω_o , présente un gain très élevé. Le correcteur résonnant est, en fait, le résultat d'une transposition fréquentielle de correcteurs classiques munis d'une double intégration. De ce fait, on retrouve autour de la fréquence de résonance les mêmes propriétés dynamiques que celles d'une double action intégrale pour un signal sinusoïdal de fréquence infiniment petite (annulation de l'erreur de traînage).

En considérant que la charge est de type RL , la fonction de transfert de l'ensemble convertisseur-charge peut se mettre sous la forme :

$$F(s) = \frac{G}{(1 + \tau_e s)(1 + \tau_s s)} \quad (2.16)$$

où τ_e désigne la constante de temps électrique de la charge, τ_s le retard moyen introduit par la commande du convertisseur [LOU 88] et G le gain statique du système.

On fait le choix de compenser le pôle dominant (pôle lent) : on impose donc $\tau_1 = \tau_e$. La fonction de transfert du système en boucle ouverte devient alors :

$$T_{BO}(s) = \frac{KG(1 + \tau_2 s)}{(\omega_o^2 + s^2)(1 + \tau_s s)} \quad (2.17)$$

Cette expression peut être comparée à l'expression (2.11) de la fonction de transfert en boucle ouverte souhaitée pour une synthèse de type optimum symétrique (OS) : à la double intégration de $H_{BO}(s)$ se substitue le terme $(\omega_o^2 + s^2)$ de $T_{BO}(s)$. Ce terme donne, à la fonction de transfert en boucle fermée, un gain unitaire à la fréquence ω_o .

Cette méthode de réglage aboutit aux choix de K et de τ_2 :

$$\tau_2 = 4 \tau_s, \quad K = \frac{1}{8G\tau_s^2} \quad (2.18)$$

On remarquera que le choix de K , τ_1 , et τ_2 est *indépendant* de la pulsation ω_o . et que le réglage proposé permet de tenir compte du *modèle dynamique* du convertisseur.

2.2.2. Performances

On souhaite asservir le courant dans une charge ayant pour paramètres $R = 50 \Omega$ et $L = 0,2 \text{ H}$. La charge RL est alimentée par un onduleur de tension monophasé (pont "en H") commutant à 1500 Hz. La tension E sur le bus à courant continu est de 150 V. La consigne de courant est une grandeur sinusoïdale de fréquence égale à 50 Hz ($\omega_o = 314 \text{ rad/s}$) ayant pour expression :

$$\begin{cases} 0 \leq t < 0,01 & \rightarrow i_{ref} = 0 \\ 0,01 \leq t < 0,02 & \rightarrow i_{ref} = \sin(\omega_o t) \end{cases} \quad (2.19)$$

Pour évaluer les performances en régulation, le système est soumis à une grandeur de perturbation v_p que l'on veut représentative des forces électromotrices (f.e.m), grandeurs de perturbations que l'on retrouve fréquemment dans bon nombre de systèmes électrotechniques : celles-ci ont pour caractéristiques d'être toujours à la même fréquence que celles des courants régulés et d'amplitudes proches de celles des tensions de réglage. Ainsi, l'analyse du comportement en régulation pour une charge inductive se fait en considérant un signal de perturbation v_p choisi de fréquence égale à celle du courant de référence ω_o ; son amplitude maximale est, quant à elle, fixée à une valeur proche de celle de la tension aux bornes de la charge (une centaine de volts).

La référence de courant garde l'expression donnée équation (2.19) et l'évolution de perturbation v_p est donnée par :

$$\begin{cases} 0 \leq t < 0,07 & \rightarrow v_p = 0 \\ 0,07 \leq t < 0,1 & \rightarrow v_p = 150 \sin(\omega_o t - \frac{\pi}{4}) \end{cases} \quad (2.20)$$

On représente la réponse du système en poursuite et en régulation Figure 2.11. Les résultats obtenus confirment les bonnes performances du correcteur (déjà connues) en termes de rapidité et de robustesse : le temps de réponse en poursuite est d'un quart de période environ (Figure 2.11.a) et l'effet de la perturbation n'est quasiment pas visible (Figure 2.11.b).

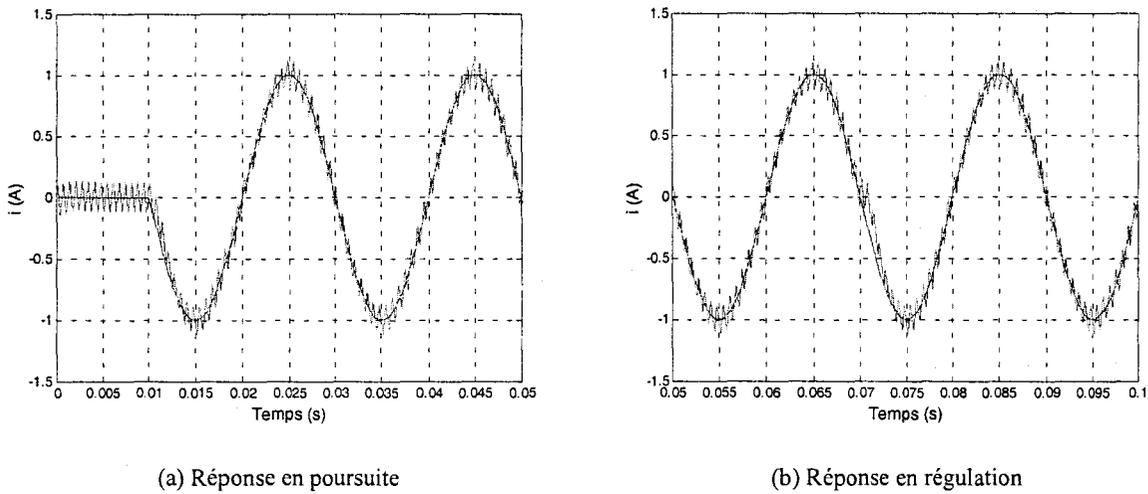


Figure 2.11 Réponses en poursuite et en régulation

On analyse ces résultats grâce à l'étude de $H_p(s)$ et de $H_r(s)$, respectivement fonction de transfert en poursuite et fonction de transfert en régulation :

$$H_p(s) = \frac{i(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{T_{BO}(s)}{1 + T_{BO}(s)} \quad (2.21) \quad H_r(s) = \frac{i(s)}{v_p(s)} = \frac{F(s)}{1 + T_{BO}(s)} \quad (2.22)$$

L'étude des courbes de gain et de phase tracées à la Figure 2.12 permet de justifier de la qualité de l'asservissement observé en régime établi : le gain à la pulsation de résonance est bien unitaire et le déphasage nul. La bande passante du système est légèrement plus importante que celle obtenue par le réglage proposé dans [VAN 98] : cette constatation explique le temps de réponse plus petit obtenu par la méthode de l'OS.

La courbe de gain de $H_r(s)$ montre une atténuation très importante autour de ω_o : les perturbations autour de cette pulsation sont donc bien rejetées.

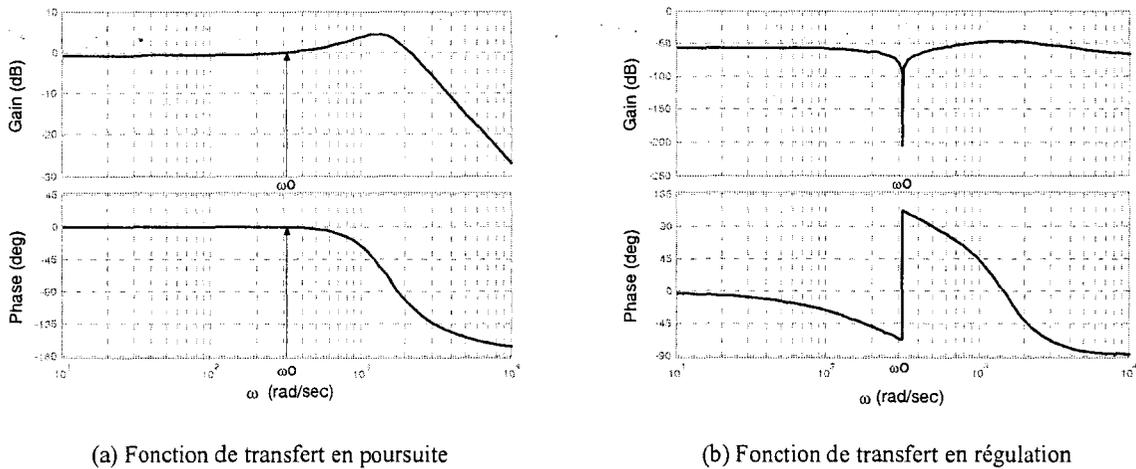


Figure 2.12 Diagrammes de Bode

Les résultats expérimentaux relatifs à cette synthèse particulière sont donnés chapitre 4. Obtenus dans le cas du contrôle en couple d'une machine asynchrone, ils montrent les excellentes propriétés du correcteur résonnant dans le cas d'un fonctionnement à *fréquence variable*. Il convient, dans cette configuration, d'ajuster en temps réel les paramètres du correcteur en fonction de sa fréquence d'utilisation : il s'agit ici notamment du terme résonnant ($\omega_0^2 + s^2$) du dénominateur de la fonction de transfert du correcteur [VAN 98].

2.3. Correction de courant à mode auto-oscillant

L'asservissement de courants alternatifs requiert l'utilisation de techniques conférant aux boucles de courant un gain de valeur infiniment grande à la fréquence d'utilisation. L'une de ces techniques, issue de l'inversion du modèle de commande naturel, est la commande directe [HAU 99-2] : elle fait partie, de manière plus générale, des techniques de commandes dites à mode de glissement dont on rappelle le principe dans une première partie.

2.3.1. Théorie de réglage par mode de glissement : principe et limitations

La Figure 2.13 montre la configuration d'un réglage par mode de glissement avec loi de commutation par contre-réaction d'état [BÜH 86].

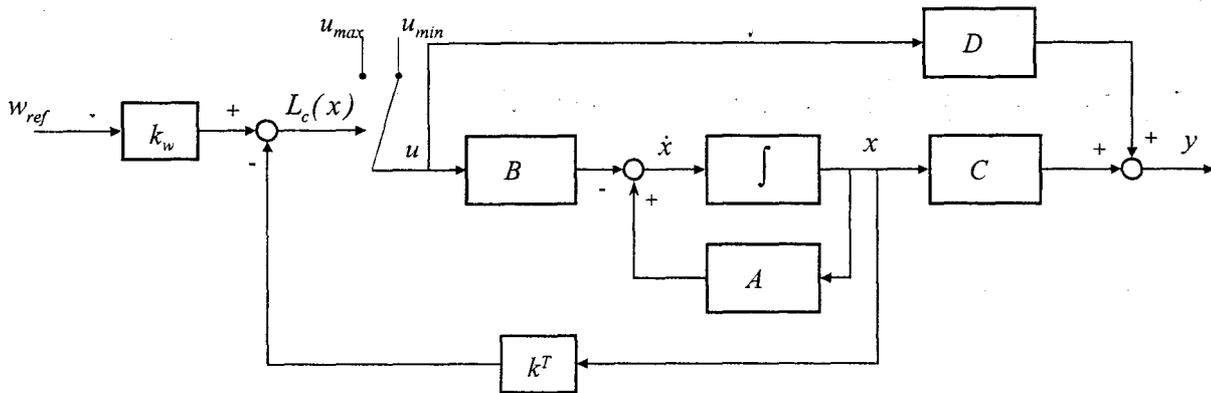


Figure 2.13 Structure de réglage par mode de glissement

La grandeur de commande u , fournie par un organe non linéaire, ne peut prendre que deux valeurs : u_{max} et u_{min} . La commutation se fait alors par un dispositif non linéaire en fonction d'une loi de commutation $L_c(x)$, souvent définie dans le cas idéal par l'équation (2.23) et représentée Figure 2.14.a.

$$u = \begin{cases} u_{max} & \text{si } L_c(x) > 0 \\ u_{min} & \text{si } L_c(x) < 0 \end{cases} \quad (2.23)$$

Le principe de ce réglage est basé sur le choix du vecteur de contre réaction k^T de telle manière que les variables d'état du système évoluent dans une zone appelée hyperplan de commutation déterminé par la loi de commutation :

$$L_c(x) = -k^T x + k_w w = 0 \quad (2.24)$$

On dit alors que la trajectoire d'état *glisse* sur l'hyperplan de commutation d'où l'appellation « mode glissant ». Une fois sur cet hyperplan, la dynamique du processus ne dépend plus que de la commande qui lui est appliquée ce qui confère au système une robustesse vis à vis de certaines variations paramétriques. Cependant, l'hypothèse intrinsèque est que le contrôle peut être commuté librement et infiniment rapidement : la fréquence de commutation est alors théoriquement infinie.

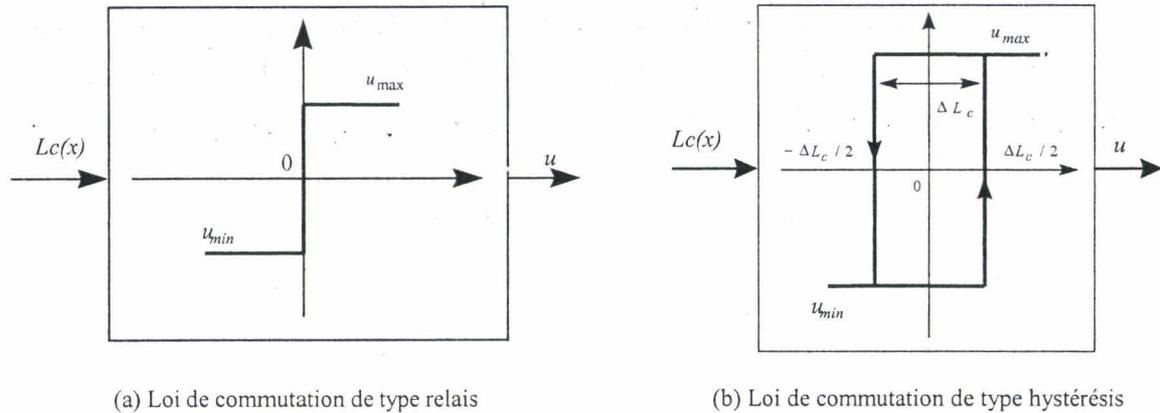


Figure 2.14 Loïs de commutation

Ce type de structure s'adapte bien à la commande de convertisseurs statiques dont le fonctionnement est intrinsèquement non linéaire et discontinu. Malheureusement une fréquence de commutation infinie cadre mal avec les contraintes technologiques imposées par l'utilisation de semi-conducteurs de puissance dans le cadre d'un asservissement de courant.

Dans le but de limiter la fréquence de commutation, des lois de type hystérésis (Figure 2.14.b) peuvent être introduites. Malheureusement, cette fréquence reste néanmoins fortement dépendante des paramètres de l'équation d'état et des commandes u_{min} et u_{max} [BÜH 86]. Diverses solutions ont été envisagées dans la littérature pour remédier à ce problème : la plus courante (et la plus intuitive) est d'envisager une action en temps réel sur la largeur de la bande d'hystérésis de manière à maintenir la fréquence constante [ELS 94, MAL 97]. D'autres solutions basées sur l'adjonction d'un signal de commutation ont été étudiées [HAU 92, GUF 99]. Un dernier principe est lié à l'insertion dans la boucle de retour, en plus du vecteur de contre réaction d'état, d'un élément dont le comportement fréquentiel va imposer la fréquence de commutation : ce principe est l'objet de l'étude menée ci-après.

2.3.2. Principe de la correction de courant à mode auto-oscillant

2.3.2.1. Position du problème

L'insertion d'un élément noté β (Figure 2.15), dans la boucle de retour, qu'il soit linéaire ou non, rend délicate l'étude du système par la méthode des modes glissants [LEC 99]. Une méthode d'étude des systèmes non linéaires bien connue est celle dite "du premier harmonique". Cette méthode possède l'avantage de bien se prêter à une étude fréquentielle, nécessaire ici pour montrer l'effet induit par l'ajout d'un élément dans boucle de régulation

sur le spectre de commutation. En supposant l'existence de deux domaines fréquentiels distincts, l'étude menée dans [LEC 99] fait l'hypothèse du premier harmonique sans jamais l'expliciter.

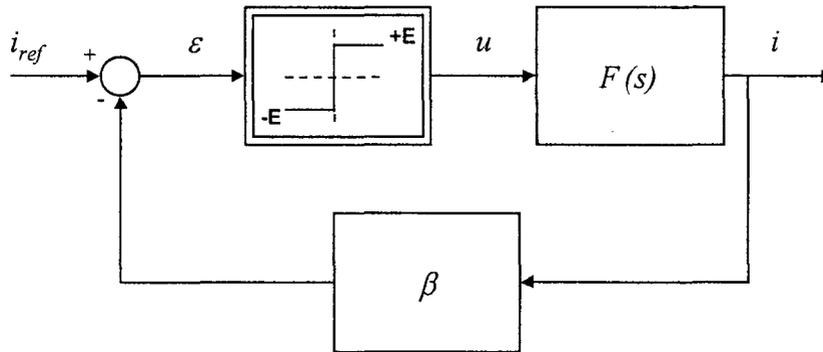


Figure 2.15 Correction de courant à mode auto-oscillant – Schéma de principe

Le choix de β dans les études précédentes se porte sur un filtre linéaire d'ordre deux au moins [HAU 92] qui impose au système une fréquence de découpage maximale [LEC 00]. Le principal problème lié à l'utilisation de cette stratégie est l'absence de contrôle fin de la répartition du spectre de commutation : la fréquence de commutation reste bornée (amélioration par rapport à une loi de commande de type hystérésis) mais n'est pas constante. Un second problème est relatif à l'implantation, a priori délicate, de la structure d'asservissement proposée dans une architecture numérique : la fréquence de coupure du filtre étant directement liée à la fréquence de modulation [LEC 00], la numérisation d'un tel filtre imposerait une fréquence d'échantillonnage cadrant mal avec les contraintes imposées par l'utilisation de microprocesseurs et de DSP courants.

On propose deux structures prenant en compte ces différentes contraintes et se différenciant par la nature de l'élément β introduit dans la chaîne de retour :

- une première structure entièrement analogique à base de filtres programmables : on résout partiellement le problème de la variation de fréquence par un choix adapté du coefficient d'amortissement,
- une seconde structure, numérique, où l'élément permettant d'entretenir l'auto-oscillation est l'échantillonneur-bloqueur d'ordre zéro nécessaire à la conversion analogique numérique.

2.3.2.2. Condition d'auto-oscillation

L'étude du système au premier harmonique suppose le système *autonome* (ou à entrée nulle). Appliquée au système représenté Figure 2.15, cette hypothèse est contraignante et restrictive : elle suppose que le courant de référence est nul. Or l'influence de ce dernier sur le spectre de commutation est couramment admis dans ce cas d'étude particulier [LEC 99], et de manière générale dans les synthèses de réglage par mode de glissement [BÜH 86].

Afin de prendre en compte l'influence du courant de référence, on ramène l'étude de ce système non linéaire soumis à une entrée en échelon i_{ref} à l'étude d'un asservissement non linéaire autonome en remplaçant la non-linéarité de type "plus-moins" par une non-linéarité asymétrique [GIL 66] (Figure 2.16).

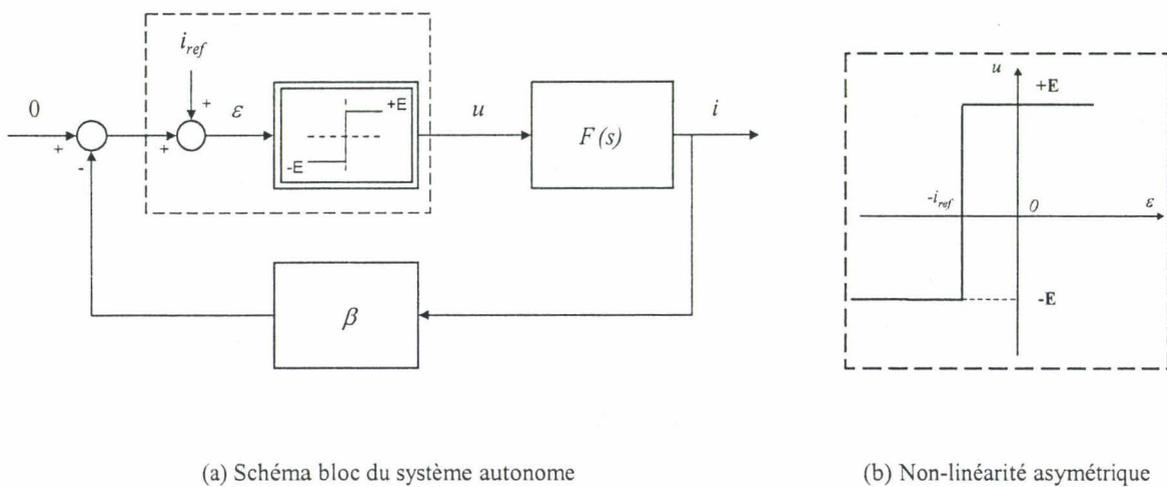


Figure 2.16 Mise en évidence d'une non-linéarité asymétrique

Le gain équivalent complexe de la non-linéarité (cf. annexe 2) peut alors se mettre sous la forme :

$$N(\varepsilon_1) = \frac{4E}{\pi} \cos(\alpha) \quad (2.25)$$

avec (cf. annexe 2) :

$$\alpha = -\arcsin\left(\frac{i_{ref}}{\varepsilon_1}\right) \quad (2.26)$$

On remarque alors que sa partie imaginaire est nulle. Une première conséquence (cf. annexe 2) est que la valeur de la pulsation de l'auto-oscillation ω_{osc} est indépendante de cette non-linéarité au sens du premier harmonique. Elle est alors donnée par la formule :

$$\arg[L(j\omega_{osc})] = -\pi \quad (2.27)$$

avec :

$$L(j\omega) = F(j\omega) \beta(j\omega) \quad (2.28)$$

L'équation (2.27) montre clairement, qu'en l'absence de β et en considérant une fonction de transfert $F(s)$ représentative d'une charge RL , la fréquence de commutation est infinie *en théorie*. En effet le maximum de phase qu'est susceptible d'apporter la charge est de $-\pi/2$ (système du 1^{er} ordre). *En pratique*, ce sont tous les retards parasites du système (temps de propagation, temps d'ouverture des semi-conducteurs etc.) qui fixeront la période de commutation.

L'oscillation est donc bien entretenue par la présence de l'élément β : cette oscillation n'étant pas forcée (cas d'une Modulation de Largeur d'Impulsions classique), ce mode de fonctionnement est alors dit "auto-oscillant".

On notera que le phénomène d'auto-oscillation n'est pas propre à l'existence d'une fréquence de résonance particulière : l'élément d'insertion ne doit pas forcément posséder de fréquence de résonance pour satisfaire à la condition (2.27).

2.3.3. Correction de courant analogique

2.3.3.1. Calcul de la fréquence d'auto-oscillation ω_{fosc}

L'élément d'insertion β_f considéré est un filtre du second ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$\beta_f(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad (2.29)$$

où ξ et ω_n désignent respectivement le coefficient d'amortissement et la pulsation naturelle du filtre d'ordre 2.

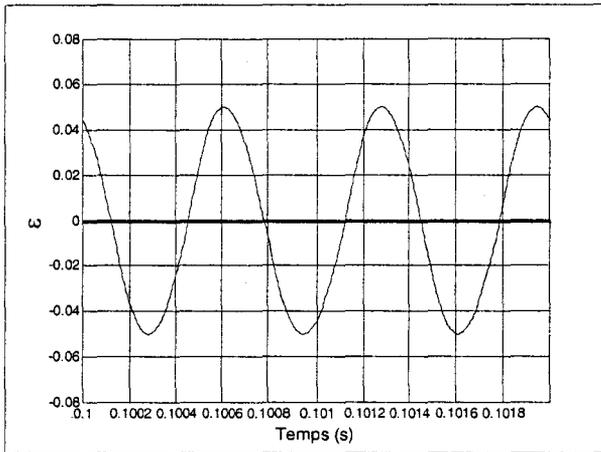
En supposant une fonction de transfert $F(s)$ caractéristique d'une charge RL (identique à celle considérée au § 2.2), la pulsation ω_{fosc} est donnée (cf. annexe 2) par [LEC 00] :

$$\omega_{fosc} = \omega_n \sqrt{1 + \frac{2\xi}{\omega_n \tau}} \quad (2.30)$$

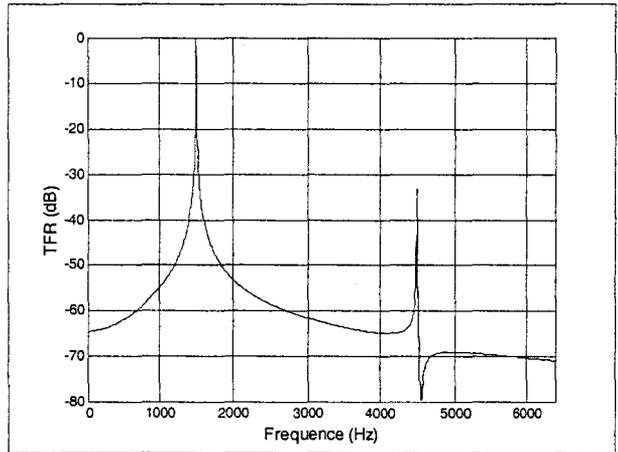
Les valeurs respectives de ω_n et de τ font qu'en première approximation :

$$\omega_{f\text{osc}} \approx \omega_n \quad (2.31)$$

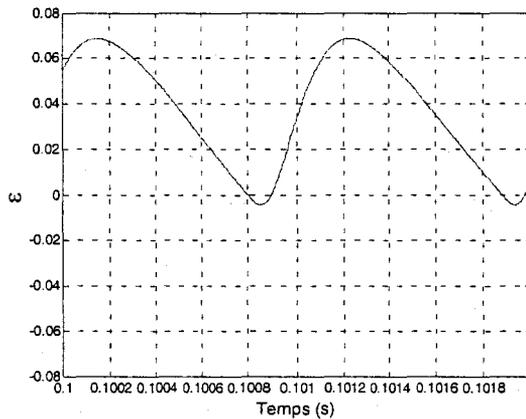
Cette approximation revient à supposer que la charge déphase le signal d'environ $-\pi/2$ à la pulsation d'auto-oscillation. Cette hypothèse est d'ailleurs relative à la distinction classique de deux domaines fréquentiels distincts pour l'asservissement de courant de charges couramment rencontrées en électrotechnique : l'un de ces domaines est relatif à l'évolution basse fréquence du courant (soit à sa valeur moyenne instantanée), l'autre à la fréquence de commutation. Les équations (2.30) et (2.31) ne donnent cependant pas l'explication attendue quant à la variation de fréquence couramment observée [LEC 00]. On met en évidence cette variation de fréquence pour $\xi = 1$ et $\omega_n = 2 \pi 1500$ rad/s (Figure 2.17). On visualise le signal d'erreur ε et son spectre (Transformée de Fourier Rapide) pour deux valeurs de i_{ref} .



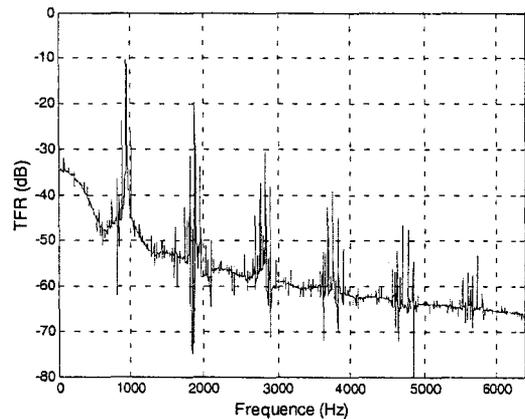
(a) Evolution de l'erreur ε pour $i_{ref} = 0$ A



(b) TFR de ε pour $i_{ref} = 0$ A



(c) Evolution de l'erreur ε pour $i_{ref} = 2,8$ A



(d) TFR de ε pour $i_{ref} = 2,8$ A

Figure 2.17 Effet du courant de référence i_{ref} sur l'erreur ε

On se place strictement dans les mêmes conditions que celles ayant servi à l'évaluation des qualités du correcteur résonnant ($R = 50 \Omega$, $L = 0,2 \text{ H}$, $E = 150 \text{ V}$).

Pour un courant de référence nul, le signal d'erreur est quasiment sinusoïdal (Figure 2.17.a) : sa fréquence est de 1500 Hz (Figure 2.17.b) et correspond bien à la fréquence naturelle du filtre du second ordre.

Pour un courant de référence s'approchant de la limite de courant admissible par la charge dans cette configuration ($i_{max} = E/R$), le signal d'erreur n'est plus sinusoïdal (Figure 2.17.c) : sa fréquence fondamentale est de 900 Hz et l'analyse de son contenu harmonique (Figure 2.17.d) invalide, a posteriori, l'hypothèse du premier harmonique faite sur ε .

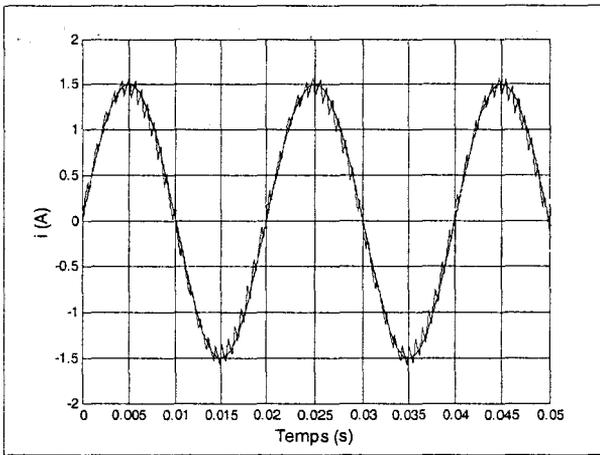
Cette dernière constatation donne l'explication de la variation de fréquence observée : l'hypothèse du premier harmonique cesse d'être valable avec l'augmentation de i_{ref} et la fréquence d'auto-oscillation ne vérifie plus l'équation (2.31). On notera qu'il existe des méthodes d'études rigoureuses (méthode de Cypkin et dérivées [GIL 66]) permettant un calcul exact de la fréquence de commutation : elles permettent, dans ce cas, de quantifier la variation de fréquence, notamment dans le cas de filtres peu sélectifs.

Pour remédier à cette variation de fréquence, on envisage une solution basée sur le choix d'un filtre suffisamment sélectif pour obtenir un signal ε quasi-sinusoïdal et ainsi maintenir constante la fréquence de commutation : on retrouve ici une hypothèse propre aux oscillateurs quasi-sinusoïdaux utilisés en électronique [MOR 95].

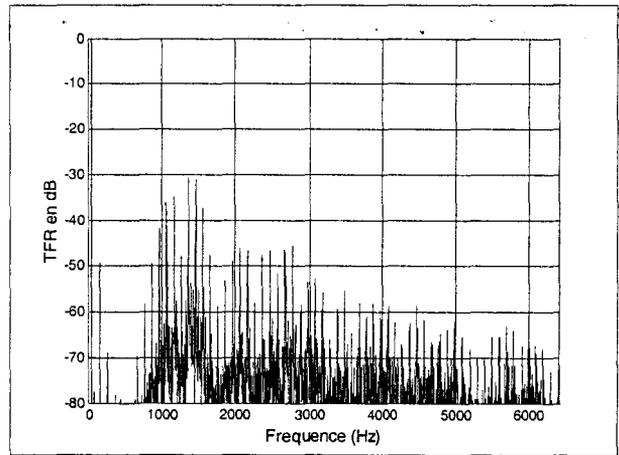
2.3.3.2. Influence du coefficient d'amortissement ξ

On discute, dans cette partie, de l'influence du coefficient d'amortissement ξ sur le spectre de commutation. Pour cela, on fait varier la sélectivité du filtre en choisissant successivement 1, 0,1 et 0,07 pour valeurs de ξ . L'effet sur le spectre de commutation est graduel : pour un filtre relativement amorti ($\xi = 1$), le courant dans la charge suit parfaitement la consigne (Figure 2.18.a). La contrepartie est un spectre de commutation relativement étalé (Figure 2.18.b). A l'inverse un filtre très sélectif ($\xi = 0,07$) a un effet négatif sur la qualité du suivi de consigne (Figure 2.18.e), mais bénéfique sur le spectre de commutation (Figure 2.18.f). On met ainsi en évidence le compromis entre le suivi de consigne et la maîtrise du spectre de commutation. Ce compromis n'est d'ailleurs pas propre à l'utilisation de ce principe de régulation de courant : il se retrouve dans les problèmes relatifs à la gestion de la saturation d'une Modulation de Largeur d'Impulsions classique. Par contre, la possibilité ici de disposer d'un paramètre permettant de gérer ce compromis de manière graduée (selon

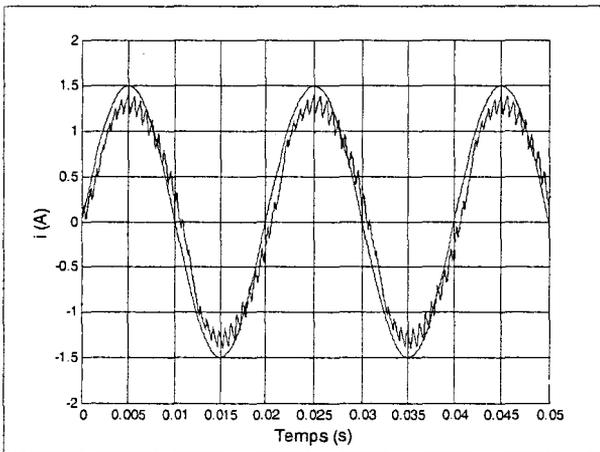
l'application envisagée) semble être un avantage supplémentaire de la méthode de régulation proposée.



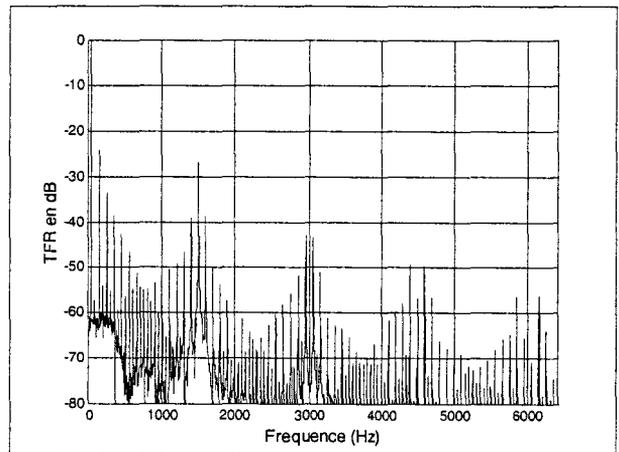
(a) Courants pour $\xi = 1$



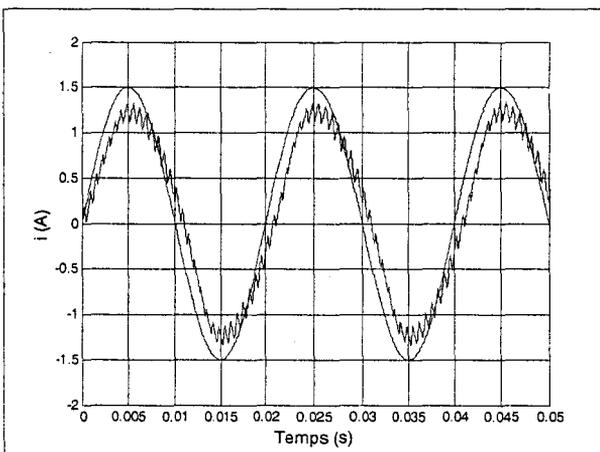
(b) T.F.R pour $\xi = 1$



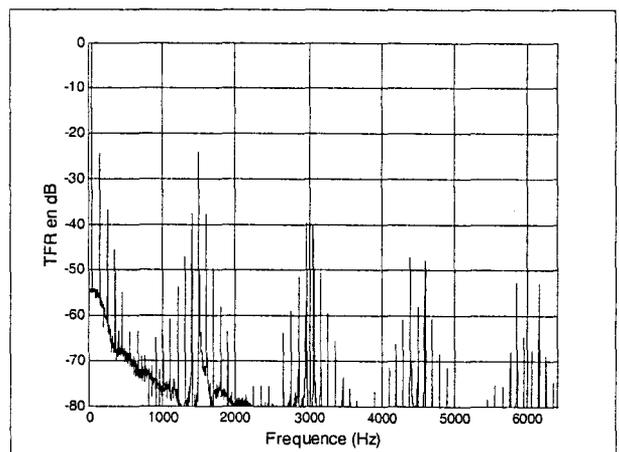
(c) Courants pour $\xi = 0,1$



(d) T.F.R pour $\xi = 0,1$



(e) Courants pour $\xi = 0,07$



(f) T.F.R pour $\xi = 0,07$

Figure 2.18 Influence de ξ sur le spectre de commutation

2.3.3.3. Résultats expérimentaux

On implante le filtre d'ordre deux sous la forme d'un filtre programmable à capacités commutées. La charge et les conditions d'expérimentation sont les mêmes que celles évoquées précédemment. On fixe le coefficient d'amortissement à 0,25 pour s'affranchir partiellement des phénomènes d'étalement de spectre.

On retrouve expérimentalement les résultats déjà obtenus lors de l'analyse de la structure d'asservissement (Figure 2.19).

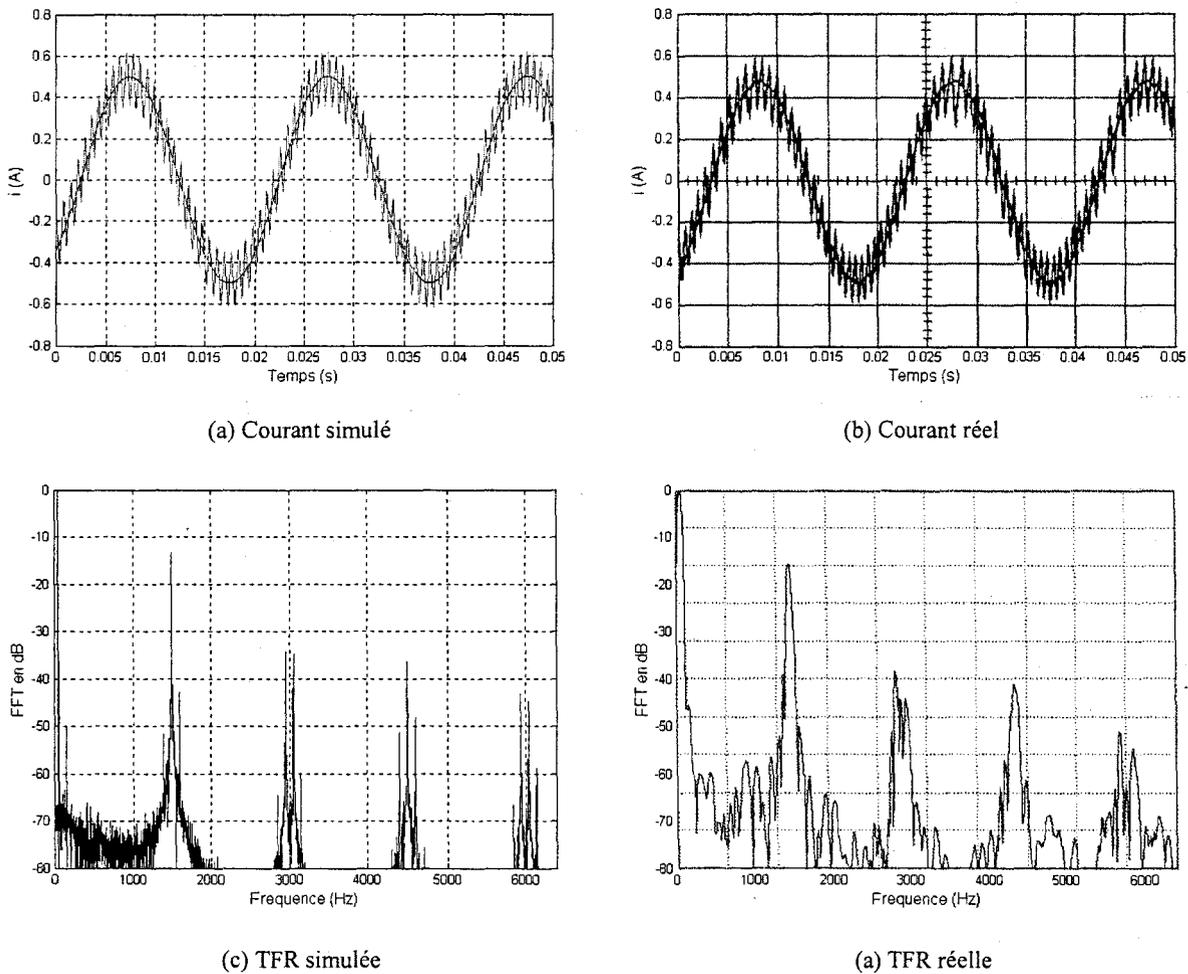


Figure 2.19 Structure analogique / Comparaison simulation – expérimentation

2.3.4. Correction numérique à mode auto-oscillant

2.3.4.1. Calcul de la fréquence d'auto-oscillation $\omega_{h\ osc}$

La condition d'auto-oscillation établie précédemment (cf. (2.27)), montre qu'il est nécessaire, pour l'élément introduit dans la chaîne de retour, d'apporter $-\pi/2$ de déphasage à la pulsation d'auto-oscillation. Cette condition est une condition nécessaire et suffisante. La mise en œuvre de ce principe dans une architecture numérique n'est pas aisée a priori : la version discrétisée du filtre du second ordre nécessiterait une période d'échantillonnage nettement supérieure à la fréquence de pulsation naturelle du circuit qui est aussi la fréquence de découpage (cf. (2.27)). L'idée est ici d'utiliser l'échantillonneur bloqueur, présent dans toute chaîne de traitement numérique du signal, pour introduire le déphasage supplémentaire de $-\pi/2$. On remplace donc, par rapport à la structure analogique précédente, le filtre du second ordre par un échantillonneur bloqueur d'ordre 0 et de transmittance :

$$\beta_h(s) = \frac{1 - e^{-T_e s}}{s} \quad (2.32)$$

ou T_e désigne la période d'échantillonnage.

On cherche alors à déterminer la pulsation $\omega_{h\ osc}$ vérifiant l'équation (2.27), c'est-à-dire :

$$\arg[F(j\omega_{h\ osc})\beta_h(j\omega_{h\ osc})] = -\pi \quad (2.33)$$

En supposant que la fonction de transfert associée à la charge apporte $-\pi/2$ de déphasage à la pulsation d'auto-oscillation, on cherche $\omega_{h\ osc}$ telle que :

$$\text{Arg}(\beta_h(\omega_{h\ osc})) = -\frac{\pi}{2} \quad (2.34)$$

Les calculs menés en annexe 2 montrent que cette équation permet de lier T_e et $\omega_{h\ osc}$ par la relation :

$$\omega_{h\ osc} = \frac{\pi}{T_e} \quad (2.35)$$

En associant respectivement à T_e et $\omega_{h\ osc}$ les variables f_e (fréquence d'échantillonnage) et $f_{h\ osc}$ (fréquence d'auto-oscillation), cette relation équivaut à :

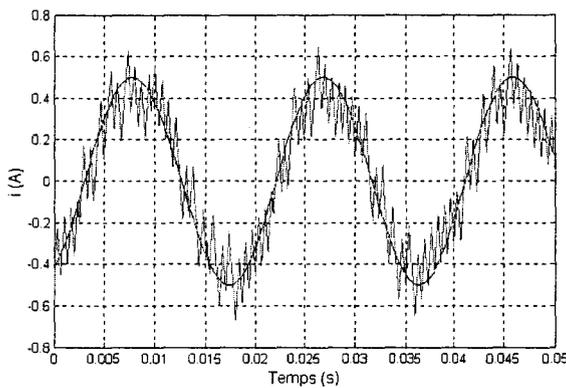
$$f_e = 2 f_{h\ osc} \quad (2.36)$$

La relation (2.36) nous permet d'aboutir à la conclusion suivante :

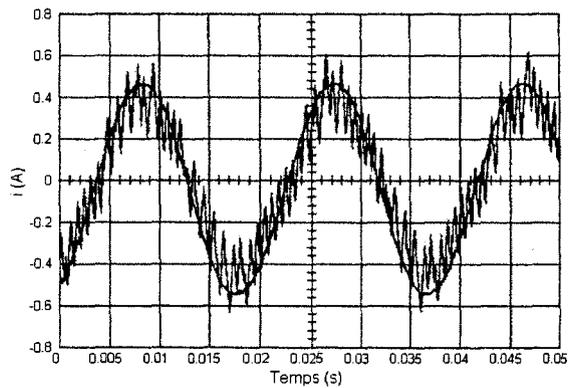
La fréquence d'échantillonnage minimale d'un système numérique fonctionnant sur le principe d'auto-oscillation doit être au moins deux fois supérieure à la fréquence de commutation souhaitée.

2.3.4.2. Résultats expérimentaux

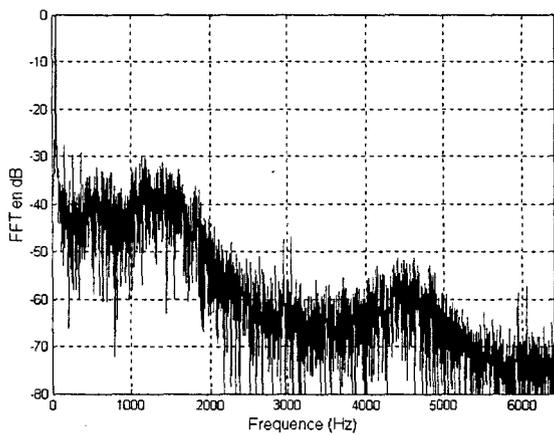
On représente Figure 2.20 les résultats obtenus en utilisant un échantillonneur-bloqueur. La période d'échantillonnage est choisie de manière à obtenir une fréquence de d'oscillation en régime libre ($i_{ref} = 0$) égale à 1500 Hz : on détermine alors $T_e = 3,33$ ms.



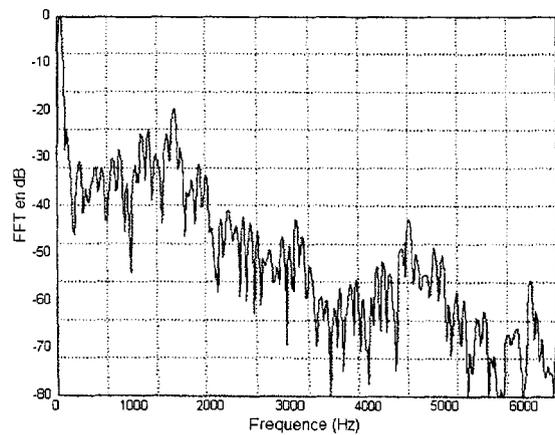
(a) Courant simulé



(b) Courant réel



(c) TFR simulée



(d) TFR réelle

Figure 2.20 Structure numérique / Comparaison simulation – expérimentation

Comme on pouvait le supposer (en l'absence de paramètre assurant la qualité spectrale du signal d'erreur ε), le spectre de commutation est étalé et ne présente pas de fréquence privilégiée. Ceci ne nuit pas au suivi de consigne (Figure 2.20.a) et peut même constituer, en fonction de l'application et du problème posé, un avantage par rapport aux spectres obtenus avec un filtre sélectif.

Conclusions

Divers outils et dispositifs de commande ont été présentés dans ce chapitre. Appliqués dans un contexte monomachine simple, ils ont été validés par des résultats de simulation et d'expérimentation.

La Commande à Modèle de Comportement (CMC) a montré sa capacité à résoudre un problème non linéaire classique. Les résultats obtenus résultent du choix d'un modèle linéaire, affranchi de toute modélisation du phénomène non linéaire perturbant, et d'une synthèse adaptée du correcteur de comportement.

Pour répondre au besoin d'asservissement de grandeurs sinusoïdales, on propose, dans un premier temps, l'utilisation d'un correcteur résonnant. La synthèse de ce correcteur se fait par la méthode de l'optimum symétrique : celle-ci permet d'augmenter sensiblement la dynamique de poursuite. Dans le même contexte, on propose ensuite une méthode alternative basée sur l'insertion d'un élément dans la boucle de retour du système. Cet élément permet de limiter la fréquence de modulation ou *fréquence d'auto-oscillation*. Une version analogique et une version numérique de cette structure d'asservissement sont validées par des résultats expérimentaux.

Ces divers outils seront mis à profit dans les chapitres 3 et 4 pour résoudre les problèmes de couplages de notre système multimachine multiconvertisseur (véhicule électrique). En dehors de ce contexte particulier, les perspectives d'évolution de ces outils sont réelles quel que soit le type d'application envisagé (mono- ou multimachine).

Pour la commande CMC, ces perspectives sont relatives, entre autres, à l'analyse plus approfondie de cette structure pour la commande de systèmes non linéaires. Nous nous sommes contentés, dans ce chapitre, de l'utilisation d'un correcteur de comportement linéaire. Or celui-ci se doit de traiter de manière satisfaisante l'écart entre le modèle et le processus : si cet écart est caractéristique des non-linéarités affectant le processus, on conçoit aisément l'intérêt d'un correcteur non linéaire. Des techniques floues ou neuronales pourraient servir de

support à la réalisation d'un tel correcteur. Enfin, il conviendrait d'évaluer l'intérêt de cette structure pour des systèmes à retard.

Le développement des correcteurs résonnants fait l'objet d'études en cours : leur version multifréquentielle semble devoir encore élargir sensiblement leur champ d'application [WUL 00].

Enfin, en proposant une approche d'étude commune à des techniques d'asservissements ayant fait l'objet d'études précédentes [HAU 92, DEL 95, LEC 99], l'étude relative à la correction de courant à mode auto-oscillant semble ouvrir de nouvelles perspectives. Basée sur l'insertion d'un élément dans la chaîne de régulation, cette méthode a permis, dans le cadre de ce chapitre, d'envisager l'utilisation de deux éléments distincts. On résout ainsi partiellement (spectre de commutation) ou totalement (implantation numérique) des problèmes inhérents à l'utilisation de systèmes de réglage à mode de glissement. Le choix de l'élément d'insertion et l'extension de ce principe à des charges de natures différentes semblent pouvoir également faire l'objet de développements ultérieurs.

CHAPITRE 3

Résolution d'un couplage mécanique

CHAPITRE 3

Résolution d'un couplage mécanique

Introduction

Le contrôle de l'effort de traction transmis par chaque roue est à la base des stratégies de commande visant à améliorer la stabilité d'un véhicule automobile [ARN 97, DEM 98, ROC 99]. Le contrôle indépendant de chaque roue est rendu possible par l'utilisation d'une motorisation tout électrique. En effet, les motorisations thermiques classiques nécessitent toujours l'utilisation d'un différentiel mécanique pour assurer la répartition de puissance sur chaque roue. Par nature, le différentiel mécanique impose un équilibre des couples transmis. Pour un système de traction électrique, cet équilibre peut également être obtenu grâce à la structure multimoteur présentée Figure 3.1 : on impose, dans ce cas, un couple identique sur chaque moteur à l'aide d'une classique commande en couple. Le problème de ce type de contrôle est dans le caractère fortement non linéaire des expressions des forces de traction : la perte d'adhérence d'une des deux roues est susceptible de déstabiliser le véhicule. C'est ce problème particulier que nous nous proposons de résoudre dans ce chapitre.

La Représentation Énergétique Macroscopique (REM) de la partie mécanique du véhicule électrique (VE) ne rend pas compte des phénomènes énoncés : une modélisation fine du contact roue-route est nécessaire et sera détaillée dans la première partie de ce chapitre.

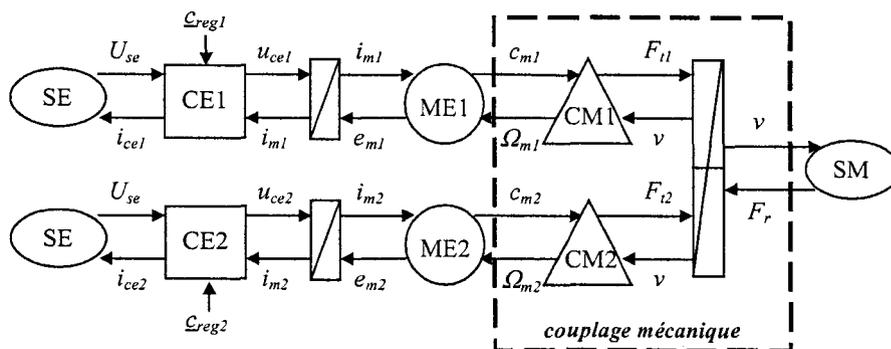


Figure 3.1 REM de la chaîne de traction étudiée

On considère de plus une source électrique idéale peu perturbée par les courants des convertisseurs : elle peut ainsi être représentée par deux sources identiques [SMM 00-2]. Enfin, nous ne nous intéresserons ici qu'au contrôle *longitudinal* du véhicule. En effet, la plupart des problèmes relatifs au contrôle *transversal* ont été résolus sur les véhicules à moteurs électriques grâce à une action adéquate sur l'angle de braquage [HOR 98].

Dans une seconde partie, nous établirons deux stratégies de commande : l'une déduite des principes d'inversion systématiques définis au chapitre 1, l'autre mettant en œuvre une Commande à Modèle de Comportement (CMC). Nous avons montré au chapitre 2 la capacité de la CMC à résoudre un problème non linéaire simple : l'idée est ici d'utiliser cette structure pour gérer au mieux la non-linéarité induite par le contact roue-route (ou roue-rail dans une application de traction ferroviaire). Cette dernière est souvent traitée à l'aide de dispositifs non linéaires comme les réseaux de neurones ou la logique floue [BRO 97, HIL 97, DEM 98]. Nous montrerons que la CMC offre ici une alternative intéressante et trouve ainsi un champ d'application nouveau.

Enfin, dans une troisième partie, nous appliquerons ces principes à une application de type traction ferroviaire : nous montrerons en effet que les problèmes rencontrés en traction ferroviaire sont très similaires, par certains aspects, à ceux rencontrés pour un VE. Nous nous inspirerons des stratégies développées dans la seconde partie pour y remédier. Ce travail correspond à une collaboration avec le LEEI dans le cadre du projet SMM du GdR SDSE [PIE 00].

3.1. Modélisation de la transmission mécanique d'un VE

3.1.1. Modélisation du contact roue/route

L'expression de la force de contact longitudinale entre une roue et le sol (Figure 3.2.a) est donnée par :

$$F_t = \mu N \quad (3.1)$$

où N désigne la réaction du sol sur la roue et μ le coefficient d'adhésion. Ce coefficient est fonction de plusieurs facteurs. Il dépend en particulier du glissement λ et des caractéristiques du contact roue-route. On définit le glissement λ en phase d'accélération par [HOR 98] :

$$\lambda = \frac{v_\Omega - v}{v_\Omega} \quad (3.2)$$

où $v_\Omega = r\Omega$ et v désignent respectivement les vitesses linéaires instantanées de la roue et du véhicule.

La non-linéarité principale affectant la stabilité du véhicule est la fonction d'adhérence :

$$\mu = f_a(\lambda) \quad (3.3)$$

On représente les caractéristiques $f_a(\lambda)$ Figure 3.2.b.

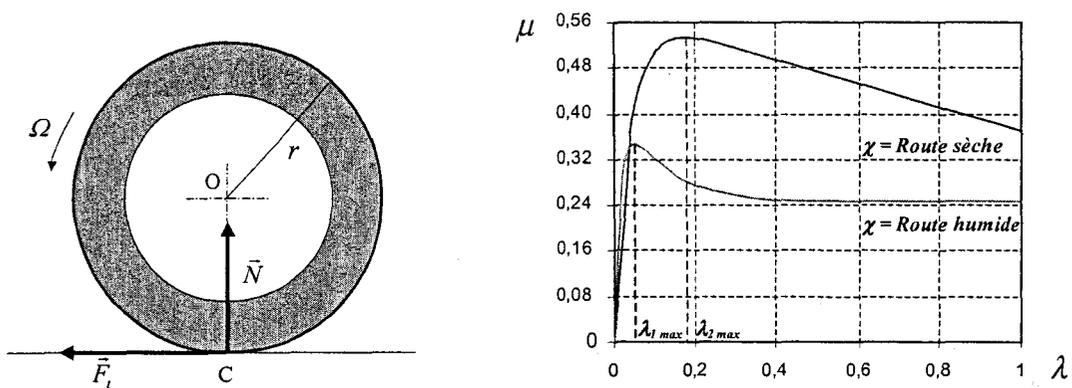


Figure 3.2 Bilan des forces appliquées à la roue (a) – Caractéristiques $f_a(\lambda)$ (b)

Les caractéristiques $f_a(\lambda)$, paramétrées en fonction de l'état de la route, résultent essentiellement de constatations empiriques. Leur analyse montre que :

- en l'absence de glissement ($\lambda = 0$), la force transmise par la roue au véhicule est *nulle*,
- une valeur de glissement λ_{\max} délimite une zone de fonctionnement stable du véhicule ou zone de *pseudo-glissement*,
- au-delà de cette valeur, la force transmise à la roue décroît en fonction du glissement. La partie du couple non transmise ne sert alors qu'à accélérer l'ensemble moteur-réducteur-roue : *c'est le phénomène de patinage*.

On modélise, sous la forme d'un GIC (Figure 3.3.a) et d'une REM (Figure 3.3.b), la conversion mécanique induite par le contact roue route.

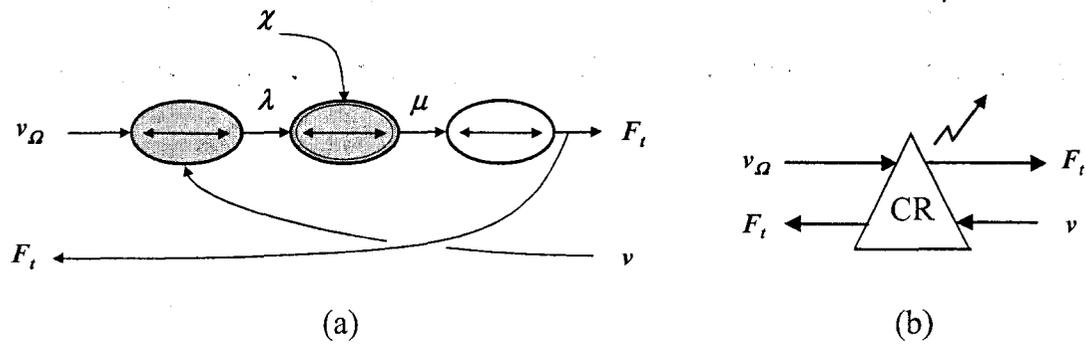


Figure 3.3 Modélisation du contact roue-route : GIC (a) et REM (b)

Cette conversion mécanique s'accompagne d'une dissipation d'énergie que l'on peut directement lier (de la même manière qu'un frottement visqueux) à la différence de vitesses entre v et v_Ω intervenant dans le bilan de puissance donné par l'équation (3.4).

$$\begin{cases} P_e = F_t v_\Omega \\ P_s = F_t v \end{cases} \quad \text{et} \quad v_\Omega > v \Rightarrow P_e > P_s \quad (3.4)$$

Le caractère singulier de cet élément de conversion (relations rigides associées à une perte énergétique) est à l'origine de la représentation particulière donnée Figure 3.3.b.

3.1.2. Modélisation de la transmission réducteur-roue

De manière très classique on modélise la transmission réducteur-roue par les équations (3.5) et (3.6) où r et m_{red} désignent respectivement le rayon de la roue et le rapport de transformation du réducteur :

$$\begin{cases} v_\Omega = r \Omega \\ c_r = r F_t \end{cases} \quad (3.5)$$

$$\begin{cases} \Omega = m_{red} \Omega_m \\ c_{rm} = m_{red} c_r \end{cases} \quad (3.6)$$

où c_r et c_{rm} désignent respectivement le couple résistant ramené sur l'arbre de la roue et le couple résistant ramené sur l'arbre moteur.

Le GIC et la REM de cette transmission sont donnés Figure 3.4. Ces représentations sont neutres au sens énergétique : on considère que la conversion mécanique se fait sans perte. On justifie cette approximation en considérant que les effets des phénomènes associés à une perte énergétique dans ce cas (élasticités arbres...) sont secondaires par rapport au caractère contraignant du contact roue-route.

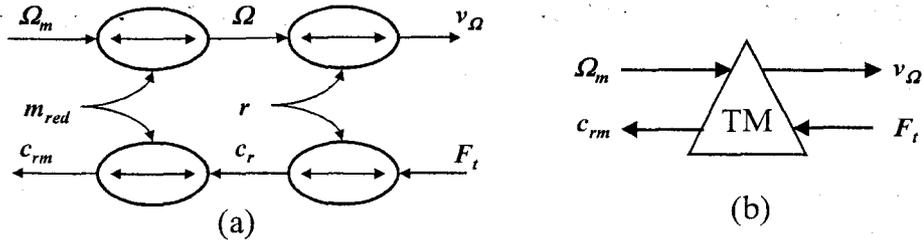


Figure 3.4 Modélisation de la transmission mécanique : GIC (a) et REM (b)

3.1.3. REM du couplage mécanique

La modélisation des phénomènes liés au contact roue-route nous permet de séparer les accumulateurs d'énergie du processus de part et d'autre du point de contact entre la roue et la route. Les accumulateurs d'énergie sont représentés par les moments d'inertie des éléments en rotation ramenés et totalisés sous la forme d'une inertie J_Ω sur l'axe moteur d'une part, et par la masse M du véhicule d'autre part.

Les équations mécaniques associées sont :

- pour chaque moteur en globalisant les inerties des pièces de la transmission en rotation :

$$J_\Omega \frac{d\Omega_m}{dt} = c_m - c_{rm} - f \Omega_m \quad (3.7)$$

- pour le véhicule en considérant la contribution de chaque roue à l'avancement du VE :

$$M \frac{dv}{dt} = F_{t1} + F_{t2} - F_r \quad (3.8)$$

où F_r désigne la force globale de résistance à l'avancement. Cette force prend en compte, la résistance de l'air, la résistance au roulement et la pente de la route (notée $p_\%$) au travers de la relation approchée [EHS 97, MUL 01] :

$$F_r = F_{aéro} + F_{roul} + M g p_\% \quad (3.9)$$

$F_{aéro}$ est proportionnelle à la masse volumique de l'air ρ , au carré de la vitesse relative par rapport à l'air (compte tenu du vent), à la section frontale du véhicule S_f et à son coefficient C_x de pénétration dans l'air (compris habituellement entre 0,3 et 0,4) :

$$F_{aéro} = \frac{1}{2} \rho C_x S_f v^2 \quad (3.10)$$

La force de résistance au roulement F_{roul} est liée au coefficient de roulement des pneus. Indépendante de la vitesse, cette force sera négligée dans la simulation. La modélisation fine de l'ensemble de la transmission mécanique aboutit à la REM de la Figure 3.5 ; CR1 et CR2 apparaissent ainsi comme des éléments de couplage indispensables à la séparation des masses (éléments en rotation et masse du véhicule).

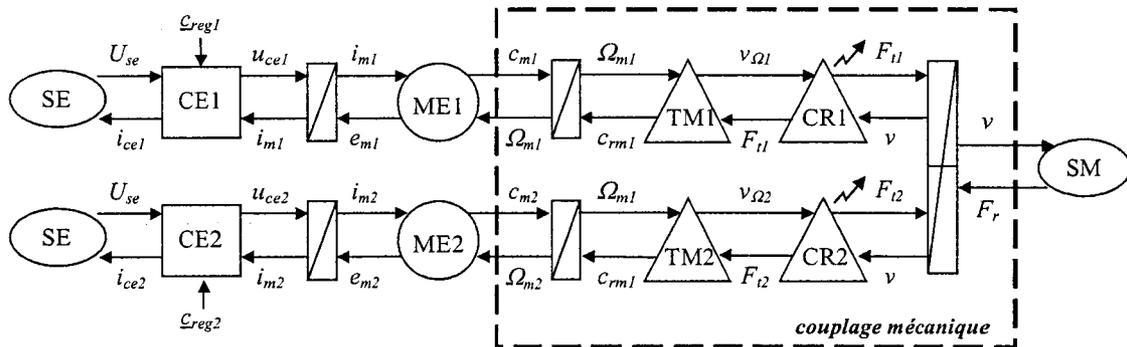


Figure 3.5 REM détaillée du véhicule électrique

Remarque : pour des raisons de simplicité, nous considérons ici des machines à courant continu disposant chacune d'une alimentation séparée. La résolution du couplage électrique impliquant les deux machines asynchrones évoquées au chapitre 1 est traitée au chapitre 4.

3.1.4. Mise en évidence du phénomène de patinage

On se propose ici de mettre en évidence le phénomène de patinage. La commande retenue pour les moteurs est une commande en couple conférant au véhicule un comportement dynamique similaire à celui imposé par un différentiel mécanique [ARN 97]. L'essai consiste, dans ces conditions, à simuler le passage de la roue 1 du VE d'une route sèche à une route humide (à $t = 6$ s) en phase d'accélération et en maintenant un couple constant sur chaque roue ($c_{m-ref} = 30$ N.m). Les paramètres de simulation (paramètres moteurs, transmission mécanique etc.) sont reportés en fin de chapitre.

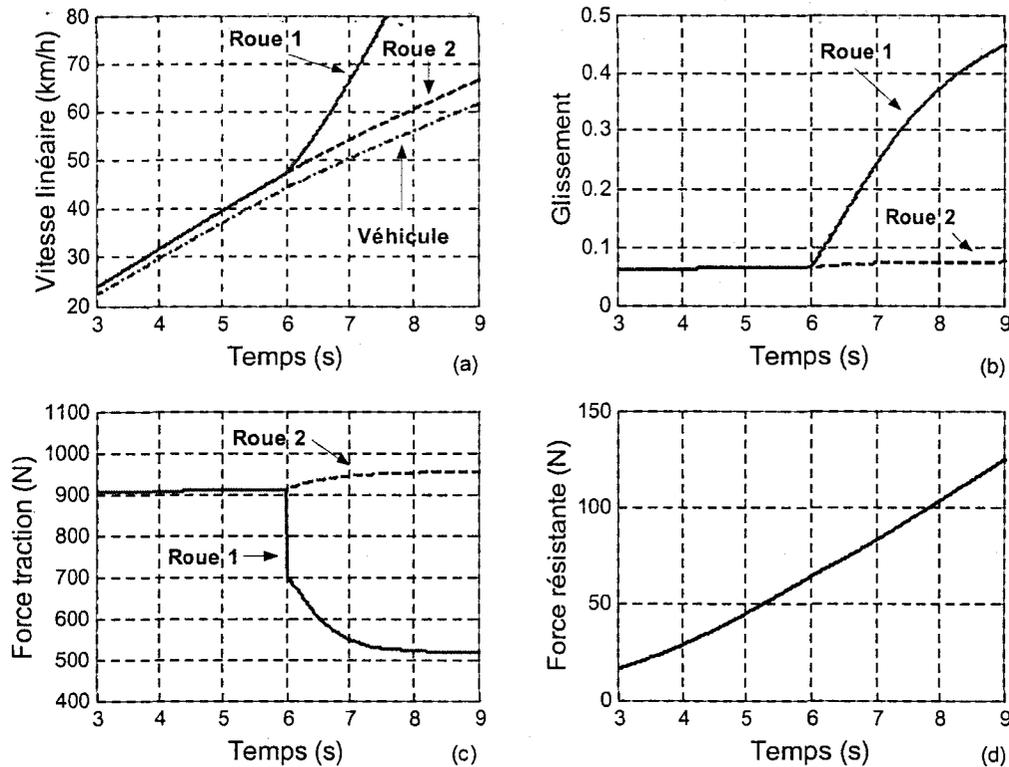


Figure 3.6 Commande en couple – Phénomène de patinage

A partir de l'instant de perturbation, la vitesse de la roue perturbée (roue 1) s'écarte de celle du véhicule (Figure 3.6.a). Le glissement augmente alors fortement : c'est le phénomène de patinage (Figure 3.6.b). Ce phénomène peut entraîner l'instabilité du véhicule pour deux raisons :

- le déséquilibre des forces de traction (Figure 3.6.c) induit par la perte d'adhérence [ROC 99],
- l'augmentation du glissement engendrant une diminution des forces latérales nécessaires au maintien du véhicule sur sa trajectoire [ARN 98].

3.2. Stratégies de commande

3.2.1. Structure de commande maximale

La structure de la commande maximale s'obtient de manière systématique en appliquant les principes d'inversion au modèle REM du processus. Nous ne détaillerons pas ici la structure de commande de l'ensemble convertisseur-machine devenue classique et dont la

variable d'entrée est un couple de référence à transmettre noté c_{m-ref} : cet ensemble est ainsi considéré comme une source mécanique équivalente associée à sa commande (Figure 3.7). En revanche, on définit par cette méthode la structure de commande relative au modèle mécanique du véhicule. Dans notre application, la grandeur à maîtriser est la vitesse du véhicule par action sur les couples moteurs des deux roues ; on suppose, dans un premier temps, l'ensemble des grandeurs du processus accessible. On ne considère qu'une roue pour ne pas alourdir la présentation : la structure de commande maximale est représentée Figure 3.7.

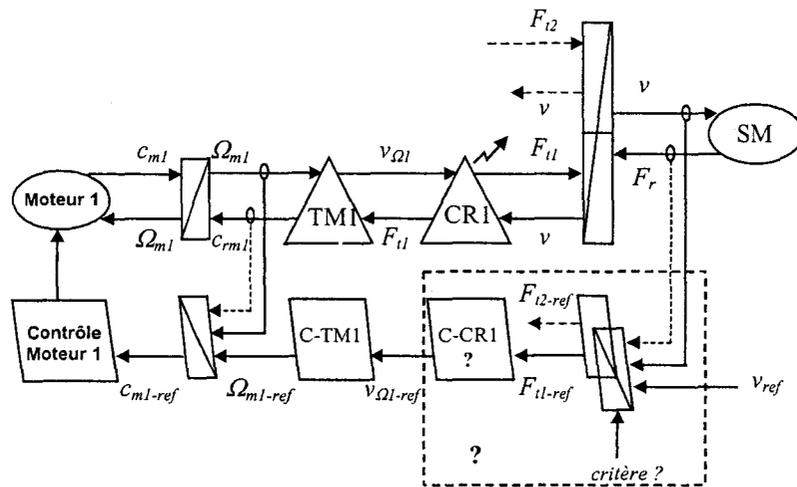


Figure 3.7 REM de la commande maximale du véhicule

Cette structure fait apparaître les problèmes liés aux inversions du couplage mécanique par élément d'accumulation et de la non-linéarité relative au contact roue-route. L'inversion de cette dernière passerait, en toute rigueur, par l'utilisation d'outils non linéaires : des techniques floues ou neuronales sembleraient bien adaptées au caractère rigide de la relation à inverser.

3.2.1.1. Inversion du couplage par éléments d'accumulation

La grandeur à maîtriser est la vitesse du véhicule. L'inversion de la relation (3.8) montre que cette maîtrise se fait par réglage d'un effort global de traction ($F_{t1} + F_{t2}$) rendant compte de la contribution de chacune des roues motrices à l'avancement du véhicule. L'inversion du GIC suggère que ce réglage se fasse selon le principe d'asservissement nécessitant l'utilisation d'un correcteur. Or des analyses ergonomiques [BID 98] ont montré que le conducteur souhaite garder la maîtrise l'effort de traction (i.e. le couple moteur dans des conditions normales d'adhérence) en vue de moduler lui-même (par action sur une pédale d'accélération) la vitesse du véhicule. La synthèse du correcteur remplissant cette fonction ne

poserait pas de problème particulier dans le cas d'un véhicule entièrement automatisé : la relation à inverser est linéaire du premier ordre. Dans la suite de ce travail, nous admettrons à juste titre que l'action du conducteur (Figure 3.8) se fait directement sur la consigne de l'effort global de traction noté $(F_{t1} + F_{t2})_{ref}$.

La seconde difficulté est alors relative à la répartition des efforts de tractions élémentaires F_{t1-ref} et F_{t2-ref} à partir de l'effort global désiré. La singularité de la relation rigide à inverser nous oblige à ajouter une condition à la relation de commande. Cette condition est celle relative à la stabilité du véhicule et concerne le nécessaire équilibre des forces transmises à chaque roue ou $F_{t1-ref} = F_{t2-ref}$. Cette relation est à rapprocher fortement de l'égalité des couples imposée par le traditionnel différentiel mécanique. L'hypothèse de conditions de routes identiques sur chaque roue rend ces deux relations strictement équivalentes. Or, nous avons montré au § 3.1.4 les limites d'une commande en couple (et donc du différentiel mécanique) en termes de stabilité lorsque cette hypothèse n'est pas vérifiée.

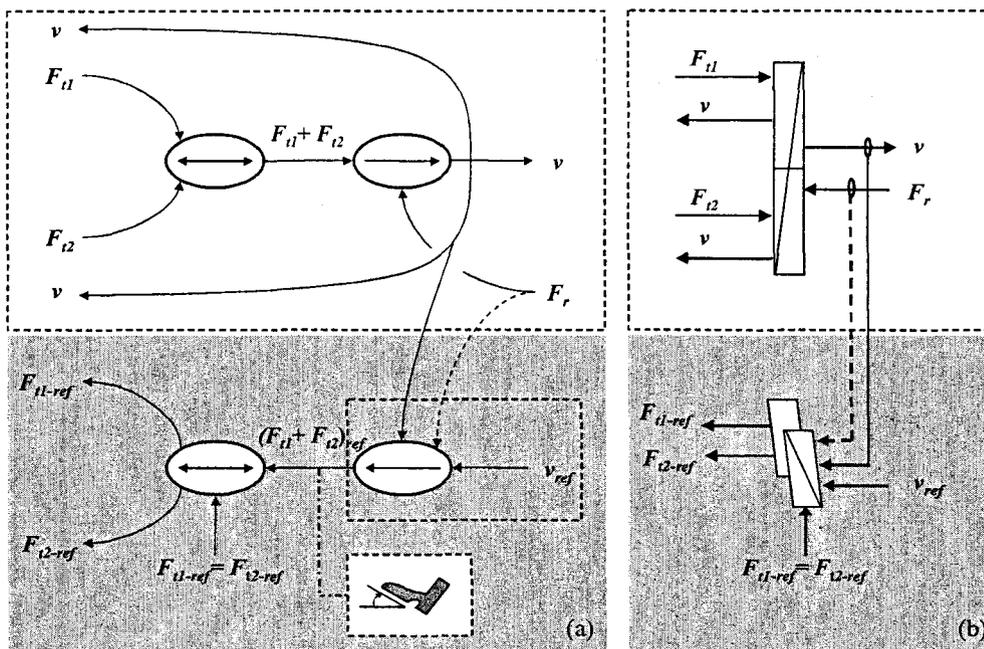


Figure 3.8 Modulation de l'effort de traction : GIC (a) et REM (b)

3.2.1.2. Inversion du convertisseur CR

Il s'agit ici de définir la vitesse de chaque roue afin d'assurer l'équilibre des forces de traction. Ce problème est non trivial à cause de la relation à inverser qui est non linéaire, non bijective et mal connue car paramétrée en fonction des conditions de la route. Les différentes

manières d'aborder ce problème sont à l'origine des solutions proposées dans la suite de ce chapitre.

3.2.2. Stratégie d'anti-patinage par asservissement du glissement

Une première solution est directement issue de la structure de commande maximale (Figure 3.7). La solution retenue pour inverser le convertisseur CR est basée sur le principe d'inversion d'une relation rigide mal connue : on peut appliquer, à ce type de relation, les principes d'inversion d'une relation causale visant à minimiser l'écart entre la sortie et sa référence par utilisation d'un correcteur classique. Ce principe est à la base de la structure de commande proposée Figure 3.9.

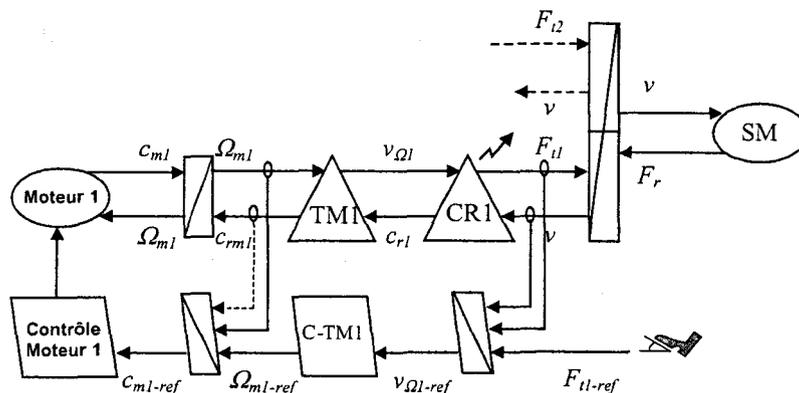


Figure 3.9 Structure de commande déduite de l'inversion

3.2.2.1. Inversion de la relation CR1

On détaille, Figure 3.10, l'inversion GIC de la relation CR1. Cette structure montre la nécessité des mesures ou estimations des variables vitesse et effort sur chaque roue.

La mesure de vitesse linéaire permet de contrôler le glissement en définissant la vitesse de référence de chaque roue selon l'équation (3.11).

$$v_{\Omega 1-ref} = \frac{v}{1 - \lambda_{1-ref}} \quad (3.11)$$

On notera que l'utilisation de cette mesure permet un vrai découplage dans le contrôle des deux roues [PIE 99-1]. On limite, dans la structure de commande, le glissement maximal à 10% : cette limitation constitue la véritable fonction anti-patinage [PIE 99-1].

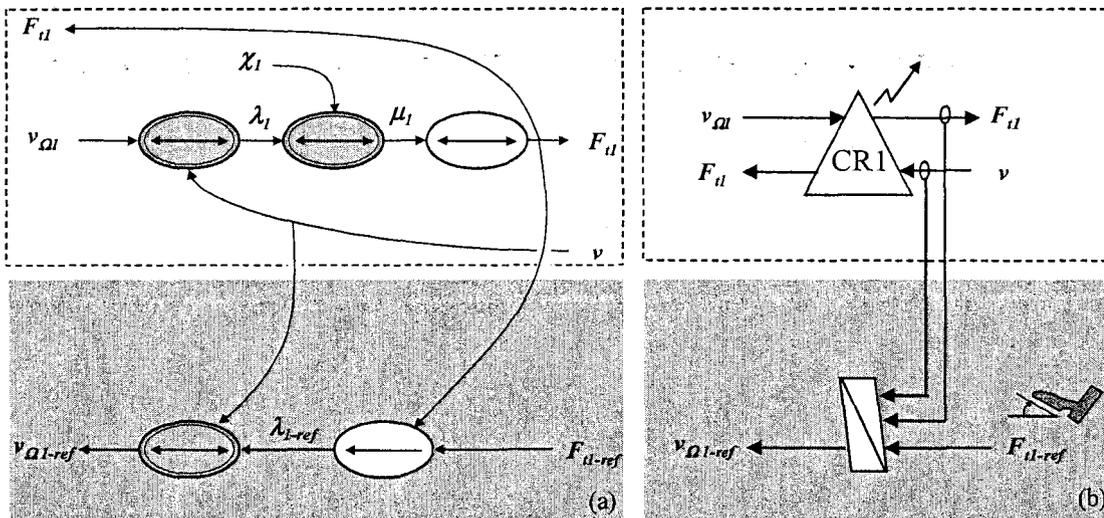


Figure 3.10 Inversion du convertisseur CR : GIC (a) et REM (b)

La mesure de vitesse linéaire du véhicule est délicate. Une possibilité est d'instrumenter les roues non motrices (roues arrières) pour lesquelles on suppose que le glissement est nul : les vitesses de ces roues peuvent alors être considérées comme une bonne image de la vitesse linéaire du véhicule [HOR 98]. Une autre possibilité est celle relative à l'utilisation de techniques de mesures avancées comme les mesures radar utilisées en traction ferroviaire [KUR 99]. On peut noter que l'évolution des techniques de sécurités dans la cadre de la "voiture sûre" devrait amener à disposer de plus de capteurs dans un futur assez proche [JON 02].

L'estimation de l'effort de traction est également délicate. L'utilisation d'un capteur d'effort à l'interface roue-route semblant extrêmement difficile, on a recours ici à la technique d'observation pour évaluer cet effort. Une première analyse de l'expression de l'effort montre que son expression est non linéaire ce qui rend, a priori, son estimation difficile (équations (3.1) et (3.3)). L'analyse de l'expression du couple résistant ramené sur le moteur montre que celui-ci est rigidement lié à l'effort de traction [IAN 99]. La qualité d'observation de ce couple est connue : elle résulte d'une bonne estimation du couple moteur et de la possibilité de mesurer précisément la vitesse. La structure d'observation de l'effort de traction est donnée Figure 3.11. Cette structure permet également le rejet de la perturbation induite ici par les changements de conditions d'adhérence roue-route (compensation de couple résistant).

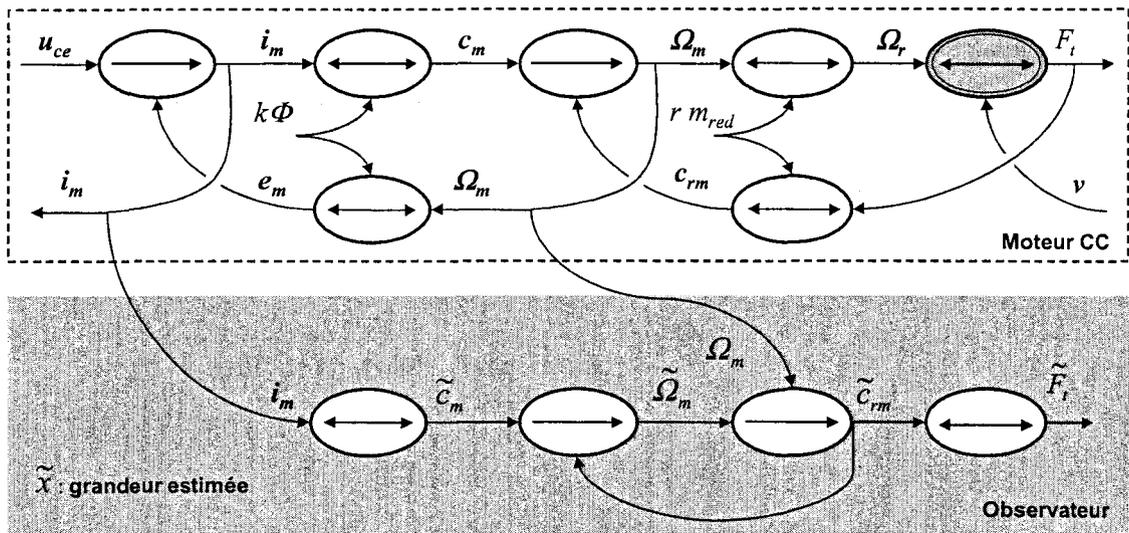


Figure 3.11 Structure d'observation de l'effort de traction

3.2.2.2. Résultats

On soumet cette structure de commande au même essai que précédemment (cf. § 3.1.4) : la perte d'adhérence est simulée pour la roue 1 à $t = 6$ s. La consigne d'effort sur chaque roue est maintenue à 1000 N pendant la phase d'accélération.

On remarque (Figure 3.12.a) que la structure de commande permet d'éviter le phénomène de patinage : les vitesses des deux roues restent pratiquement identiques. Ce résultat est obtenu grâce à la limitation de glissement : le glissement de la roue 1 est limité à 10% (Figure 3.12.b). Une augmentation du glissement au-delà de cette valeur n'aurait pas permis de réduire la différence des forces de traction (Figure 3.12.d) : le niveau d'adhérence ne permet pas, physiquement, de transmettre l'effort de traction souhaité ; la force produite par la roue 1 est limitée à 670 N.m. Ce bon comportement dynamique est obtenu grâce à une réduction adaptée du couple sur la roue 1 (Figure 3.12.c).

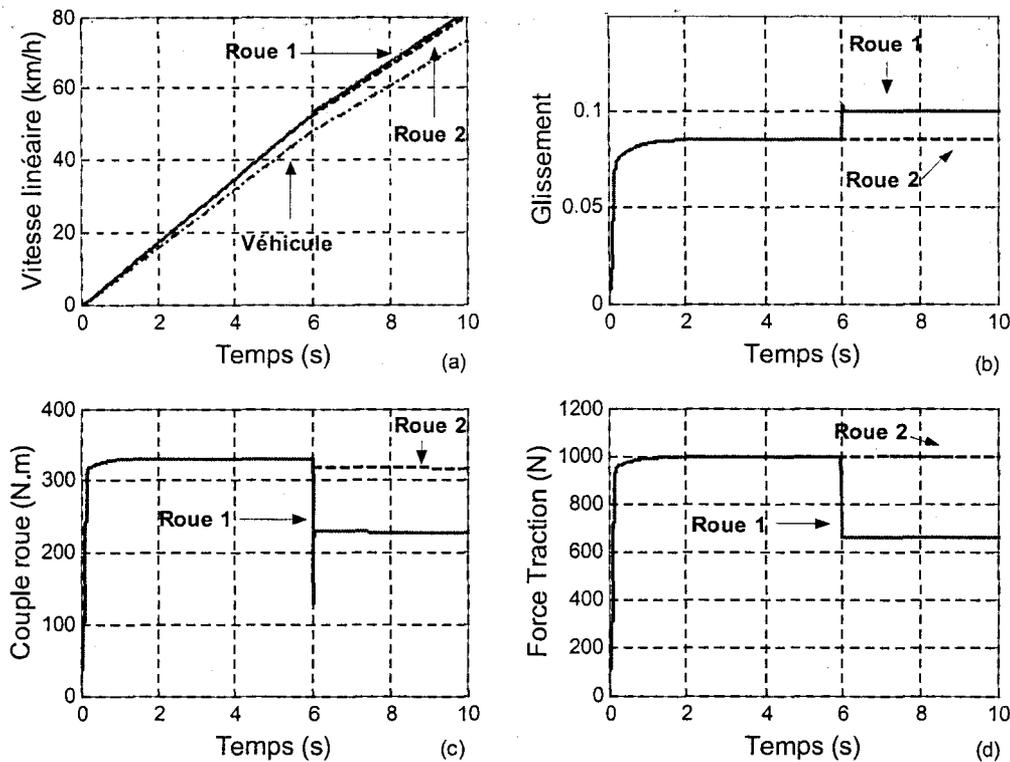


Figure 3.12 Contrôle de l'effort de traction – Effet d'une perte d'adhérence

3.2.3. Stratégie d'anti-patinage par CMC

3.2.3.1. Choix du modèle

Une deuxième solution est basée sur la commande à modèle de comportement (CMC) présentée au chapitre 2 : nous avons montré son intérêt dans la commande de systèmes non linéaires. Nous faisons le choix ici d'un modèle mécanique sans glissement pour structurer cette commande [HOR 98]. L'équivalence entre un modèle sans glissement et le maintien (souhaité) d'un contact roue-roue (ou roue-rail) dans les régions dites de pseudo-glissement des caractéristiques $f_a = f(\lambda)$ est admise [LOC 99]. Le modèle sans glissement peut donc être considéré, d'un point de vue comportemental, comme un modèle *idéal*.

La non-linéarité est celle affectant la force de traction : la modélisation des phénomènes régissant la transmission de puissance au point de contact permet, comme nous l'avons déjà signalé (cf. § 3.1.3), de séparer les deux accumulateurs d'énergie de part et d'autre de ce

point. On a montré que les variables d'état de chaque accumulateur ne sont pas affectées de la même manière par le phénomène de patinage (cf. § 3.1.4) : la vitesse roue est nettement plus sensible à ce phénomène que celle du véhicule, dans un rapport homogène aux énergies cinétiques mises en jeu de part et d'autre du point de contact (Figure 3.6). Ainsi, lorsque se pose le choix de la variable de sortie du modèle à utiliser pour la CMC, le choix de la vitesse de rotation moteur s'impose assez naturellement [PIE 01].

Ces deux remarques sont à la base de la stratégie de commande proposée Figure 3.13.

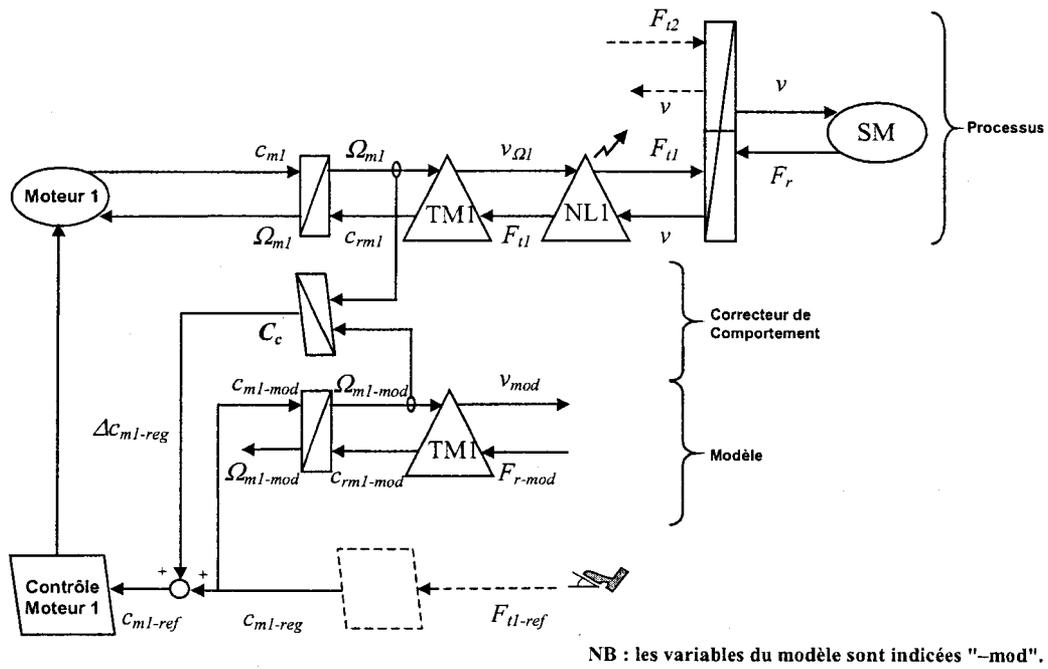


Figure 3.13 Stratégie de commande CMC

Le modèle utilisé est un modèle sans glissement [HOR 98] : les inerties de l'ensemble des éléments en rotation ainsi que la masse du véhicule sont ramenées et totalisées sur l'arbre moteur sous la forme d'une inertie J_{t-mod} selon la formule (cf. également équations (3.7) et (3.8)) :

$$J_{t-mod} = \tilde{J}_{\Omega} + \tilde{M}(\tilde{m}_{red} \tilde{r})^2 \quad (3.12)$$

où on rappelle que les variables repérées par des tildes "~" désignent des grandeurs estimées.

L'équation dynamique du modèle est alors donnée par :

$$J_{t-mod} \frac{d\Omega_{m-mod}}{dt} = c_{m-mod} - c_{rm-mod} \quad (3.13)$$

L'équation (3.12) est à comparer avec l'inertie totale ramenée sur l'arbre dans le cas d'un contact avec glissement [HOR 98] :

$$J_t = J_\Omega + M(1 - \lambda)(m_{red} r)^2 \quad (3.14)$$

On retrouve, dans les expressions précédentes, l'équivalence entre un modèle sans glissement et le fonctionnement dans la zone dite de pseudo-glissements ($\lambda \ll 1$). Enfin, on remarquera que l'entrée de référence de la structure de commande (Figure 3.13) reste une force F_{t1-ref} : en effet, dans un modèle sans glissement, le couple moteur et l'effort de traction sont rigidement liés selon l'expression :

$$F_{t-mod} = \frac{1}{\tilde{m}_{red} \tilde{r}} c_{m-mod} \quad (3.15)$$

3.2.3.2. Résultats

On soumet la structure CMC au même test que précédemment. La force de référence est de 1000 N.m sur chaque roue. Les résultats sont donnés Figure 3.14.

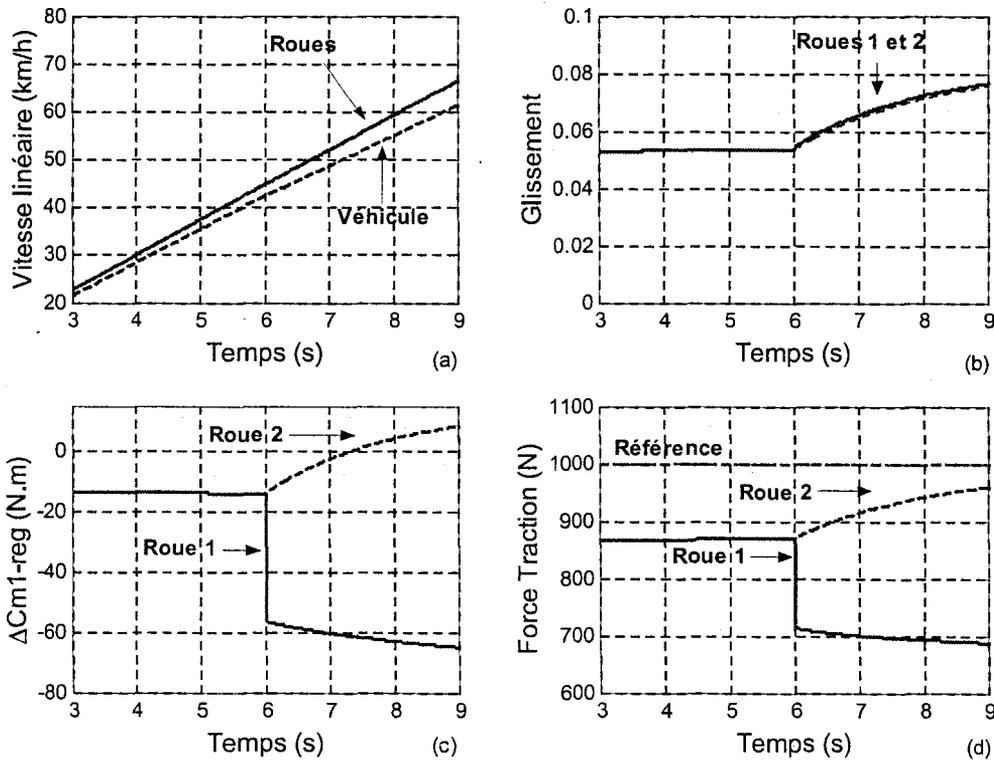


Figure 3.14 Commande CMC – Effet d'une perte d'adhérence

Une première conséquence de cette stratégie est que les vitesses des deux moteurs sont égales (Figure 3.14.a et Figure 3.14.b). Les modèles de comportement étant identiques et en supposant que le correcteur C_c (de type Proportionnel-Intégral) tend à annuler l'écart entre la vitesse d'une roue et de son modèle, on peut écrire :

$$\Omega_{m1-mod} = \Omega_{m2-mod} = \Omega_{m1} = \Omega_{m2} \quad (3.16)$$

Soumise à une perte d'adhérence, la roue 1 garde une vitesse constante : le phénomène de patinage est évité (Figure 3.14.a). Ce bon comportement est obtenu grâce à une réduction du couple sur le moteur 1 (Figure 3.14.c) : la réduction automatique de couple permet la "ré-adhésion" de la roue perturbée.

On notera enfin que les forces de traction sont inférieures aux 1000 N.m souhaités (Figure 3.14.d) : il s'agit ici de la limite de l'équivalence entre la zone de pseudo-glisement et un roulement sans glissement. Dans cette phase d'accélération, les glissements mis en jeu sont relativement importants (8% environ) : la perte énergétique associée est à l'origine d'un effort moins important que celui prédit par le modèle sans glissement. On peut légitimement supposer que cet écart sera comblé par le conducteur assurant lui-même un asservissement de vitesse en agissant sur l'accélérateur et donc en adaptant la force de traction en fonction de son objectif de vitesse.

3.3. Application de la démarche à un système de traction ferroviaire

3.3.1. Contexte de l'étude

Le contexte général de cette étude est celui d'une collaboration entre le LEEI et le L2EP dans le cadre des travaux du projet Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs (SMM) de l'Atelier Commande du GdR SDSE (Sûreté et Disponibilité des Systèmes Electriques). En s'attachant à répertorier et à étudier un certain nombre de SMM, des axes d'études communs entre différents laboratoires ont été mis à jour. Dans le domaine de la traction électrique, les approches du LEEI et du L2EP semblaient complémentaires et ont débouché sur le travail de collaboration présenté dans cette partie. L'application support de ce travail est de type traction ferroviaire. Cette application a déjà fait l'objet de plusieurs études au LEEI. La plus importante [LOC 99] avait pour but de caractériser les phénomènes couplés dans une chaîne de traction et s'appuyait sur une modélisation fine de l'ensemble filtre-convertisseur-machine-charge sous SABER™.

En s'attachant à utiliser et à valoriser les expériences de chacun des laboratoires (modélisation GIC et CMC pour le L2EP, expertise sur les problèmes de traction ferroviaire et simulation fine pour le LEEI), les objectifs de cette collaboration étaient :

- d'aboutir à une représentation macroscopique du système,
- d'analyser sous SABER™ le comportement du système contrôlé avec une structure de commande dite "moyenne" en présence d'une perturbation de type patinage.

Cette collaboration [PIE 99-2] a en outre permis de développer une nouvelle stratégie de commande basée sur la Commande à Modèle de Comportement [PIE 00].

3.3.2. Présentation du système de traction

Le système mécanique étudié est le boggie d'une locomotive. L'entraînement de chacun des deux essieux de ce boggie est assuré par une machine asynchrone. Un onduleur commun alimente les deux machines asynchrones. Le synoptique cette structure est donnée Figure 3.15.

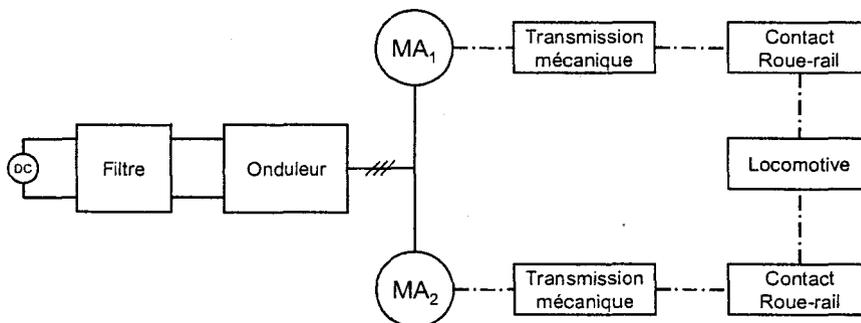


Figure 3.15 Synoptique du système de traction étudié

Les commandes déjà développées au LEEI sont de deux types (Figure 3.16) : commande moyenne et commande maître-esclave. La base de ces deux stratégies est un contrôle vectoriel à flux orienté. Il s'agit, pour la première stratégie (commande moyenne), de considérer (et de commander) un moteur fictif (ou moteur moyen) dont les grandeurs de type courant et vitesse sont les moyennes de celles des deux moteurs (Figure 3.16.a). Pour le contrôle maître-esclave (Figure 3.16.b), le contrôle vectoriel est appliqué à un moteur en particulier (moteur maître), le second (moteur esclave) subissant les tensions résultant du contrôle vectoriel.

Différentes études ont montré :

- le bon comportement vis à vis du patinage d'une commande maître-esclave, pourvu que le moteur perturbé soit le moteur esclave [ESC 99-1],
- l'insensibilité des grandeurs tension/courant du filtre d'entrée de l'onduleur à une perturbation de type broutement dans le cas d'une commande moyenne [ESC 99-2].

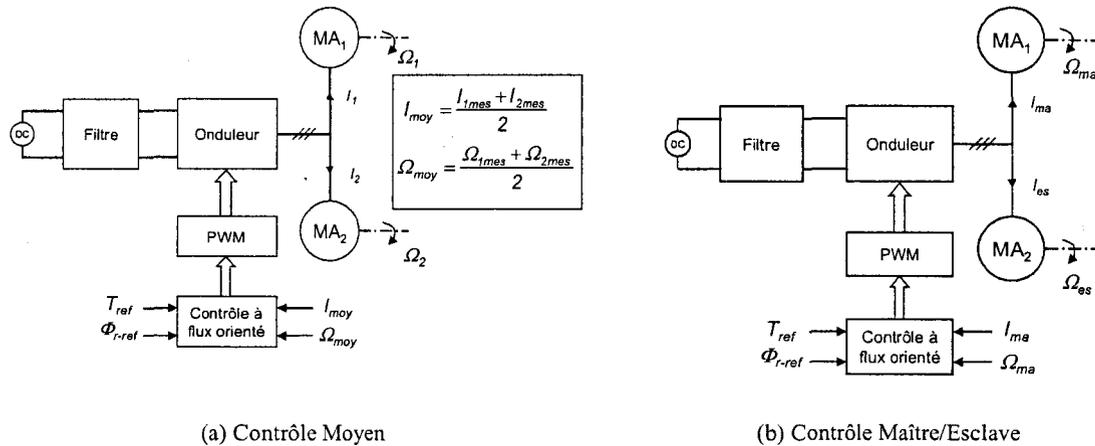


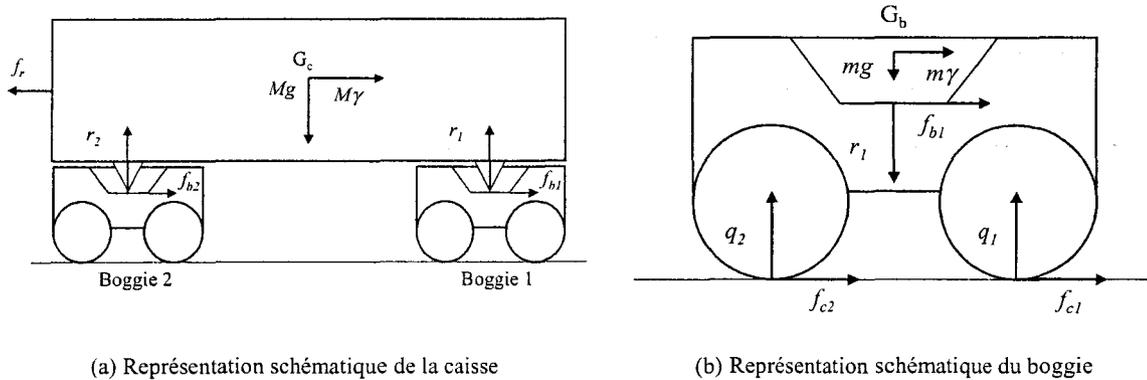
Figure 3.16 Stratégies de commande LEEI

3.3.3. REM d'un boggie

3.3.3.1. Hypothèses de travail

Une locomotive (dont une représentation schématique est donnée Figure 3.17.a) comporte deux boggies (Figure 3.17.b), comportant chacun deux essieux. En négligeant les phénomènes de déchargement droite/gauche de la caisse, on ramène l'étude à un système plan. On considère qu'il n'existe pas de couplage dynamique entre la transmission mécanique et le boggie. Dans l'ensemble de l'étude, la dynamique de l'ensemble boggie/caisse liée aux éléments de suspension n'est pas prise en compte : les modèles de cabrage retenus pour la caisse et le boggie sont de type quasi-statique. De telles hypothèses ont notamment pour conséquence qu'une oscillation de la caisse (phénomène de broutement) ne peut être entretenue faute d'un modèle de suspension. Le phénomène de broutement est donc simulé en imposant une variation sinusoïdale de la charge à l'essieu et en s'affranchissant du modèle quasi-statique de la caisse. Une simplification ultime du problème est obtenue en considérant que ce phénomène de report de masses (variations de q_1 et q_2) n'affecte qu'un seul boggie et

non l'ensemble de la caisse. L'ensemble de l'étude a donc été mené sur *un seul boggie* [ESC 99-1].



Mg : poids de la caisse

$M\gamma$: force d'entraînement

r_1 : réaction verticale boggie 1 sur la caisse

r_2 : réaction verticale boggie 2 sur la caisse

f_{b1} : réaction horizontale du boggie 1 sur la caisse

f_{b2} : réaction horizontale du boggie 2 sur la caisse

f_r : effort au crochet (résistance à l'avancement)

mg : poids d'un boggie

$m\gamma$: force d'entraînement d'un boggie

r_1 : réaction verticale de la caisse sur le boggie

f_{b1} : réaction verticale du rail sur le boggie

q_1 : réaction verticale du rail sur l'essieu 1

q_2 : réaction verticale du rail sur l'essieu 2

f_{c1} : réaction horizontale du rail sur l'essieu 1

f_{c2} : réaction horizontale du rail sur l'essieu 2

Figure 3.17 Systèmes mécaniques étudiés

3.3.3.2. Modélisation du contact roue-rail

Le modèle mécanique retenu pour simuler la transmission de puissance d'un essieu au boggie est très similaire à celui utilisé pour le véhicule électrique. Comme pour le contact roue-route, le coefficient d'adhésion μ est fonction du glissement λ entre la roue et le rail. Cette fonction est ici paramétrée par un coefficient μ_{max} , caractéristique de la qualité d'adhérence entre une roue et le rail. Ce coefficient est donc susceptible de varier en fonction des conditions d'adhésion dépendantes de l'environnement (humidité, verglas etc.). Une allure de la caractéristique $\mu(\lambda)$ est donnée Figure 3.18.a.

Enfin, l'expression de la force de traction au point de contact est donnée par la formule [LOC 99] :

$$f_c = \text{sign}(\lambda) \mu q \left(1 - \exp\left(-\frac{|C_{Kal\ ker}|}{\mu q}\right) \right) \quad (3.17)$$

où q désigne la réaction normale du rail sur un essieu et C_{Kalker} un coefficient rendant compte de caractère élastique du contact roue-rail.

On donne une représentation graphique de cette formule à μ donné (Figure 3.18.b). Comme pour le véhicule électrique, on distingue deux zones sur cette caractéristique : une zone ① dite de pseudo-glissements pour laquelle la quasi-totalité de la force est transmise au boggie, et une zone ② pour laquelle f_c est limitée (phénomène de patinage).

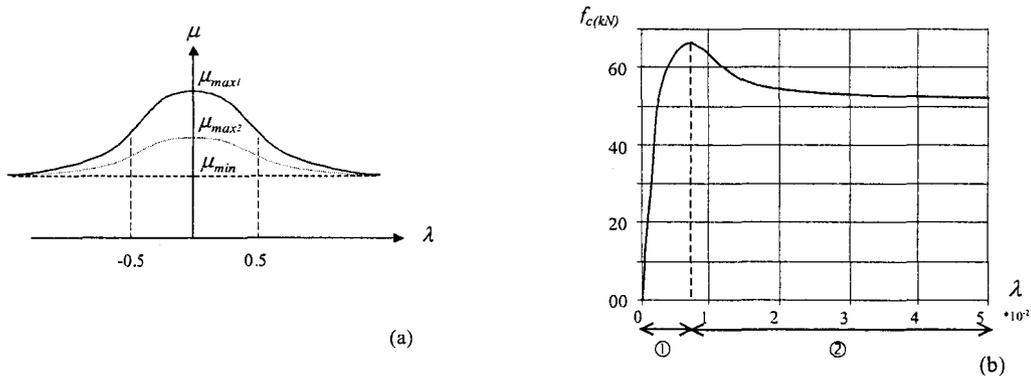


Figure 3.18 Caractéristiques de contact roue-rail

Le GIC et la REM correspondant à la transmission d'un essieu au boggie sont donnés Figure 3.19.

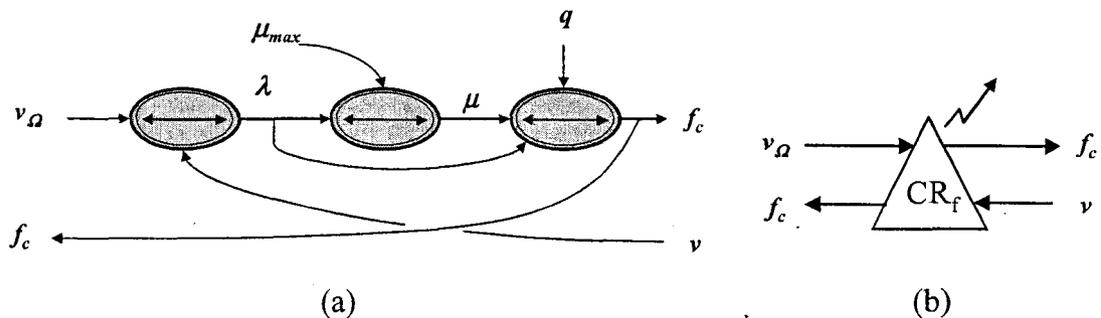


Figure 3.19 Transmission de puissance au boggie : GIC (a) et REM (b)

Une telle représentation montre que l'ensemble des perturbations mécaniques envisagées (broutement et patinage) n'intervient qu'au niveau du contact roue-rail. Il convient de noter que la réaction verticale du rail sur l'essieu, notée q , est considérée comme perturbation externe faute d'un modèle de suspension complet. Ainsi, le phénomène de broutement est simulé en imposant une variation sinusoïdale basse fréquence de q .

3.3.3.3. REM du boggie

On donne, Figure 3.20, la REM d'un boggie. Cette représentation fait notamment apparaître :

- une source électrique (SE) constituée de la caténaire et du filtre d'entrée (RLC) du convertisseur de puissance,
- un convertisseur électrique (CE) de type onduleur de tension triphasé,
- un couplage électrique (CC) induit par la mise en parallèle des deux machines asynchrones (MAS),
- les transmissions mécaniques dites "Transmissions Jacquemin" (TJ) assurant le transfert de puissance des moteurs jusqu'aux roues,
- le contact roue-rail (CR_f) modélisé au § 3.3.3.2.

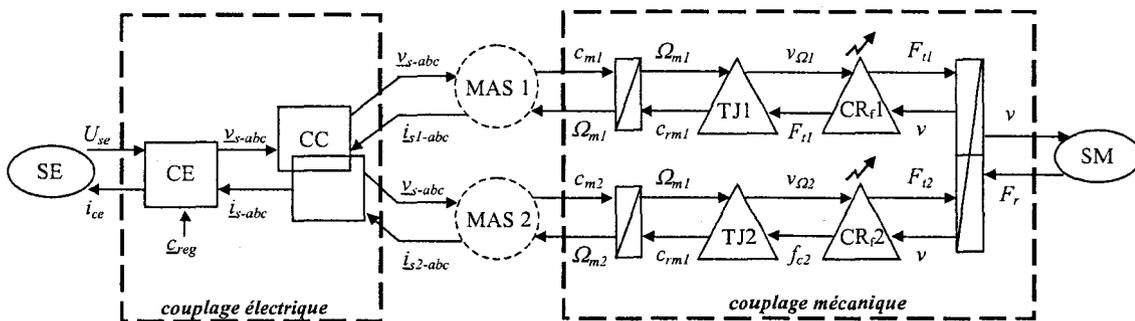


Figure 3.20 REM d'un boggie

La résolution du problème posé par le couplage électrique n'est pas l'objet de ce travail : une solution à ce problème est la commande moyenne présentée au § 3.3.2. C'est cette solution que nous retiendrons pour structurer l'algorithme de commande.

Remarque : une représentation causale de la machine asynchrone sera développée au chapitre 4. Elle est ici résumée à sa fonction globale de convertisseur électromécanique.

3.3.3.4. Comportement du système vis à vis d'un patinage

On simule, à $t = 5,5$ s, le patinage d'une roue (entraînée par le moteur 1). Ce patinage est simulé par le passage instantané de $\mu_{max} = 4$ (conditions d'adhérence "normales") à $\mu_{max} = 2$ (perte d'adhérence). Le contrôle moyen est maintenu pendant tout l'essai. Le couple de référence est fixé à 10 000 N.m.

La conséquence la plus importante est l'accroissement des vitesses de chacun des moteurs (Figure 3.21.a). Pour le moteur perturbé, ce phénomène est celui du patinage entraîné par la chute du coefficient d'adhésion. Pour le moteur non affecté directement par la perturbation mécanique, l'analyse est différente : elle résulte directement du couplage électrique. Les moteurs sont soumis aux mêmes tensions. Or, à tension et fréquence données, la vitesse d'une machine asynchrone est *relativement* indépendante de la charge (au glissement près) : les deux machines ont donc des vitesses similaires quel que soit le type de contrôle adopté (maître-esclave ou moyen).

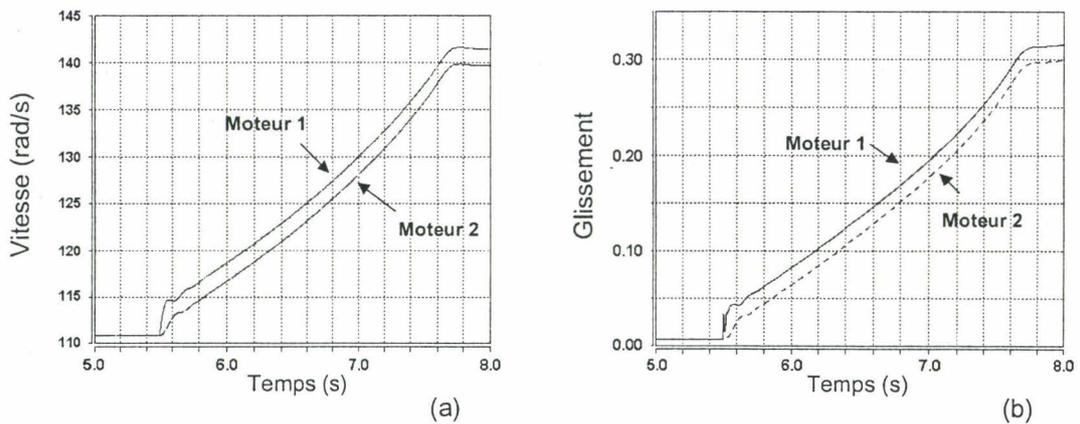


Figure 3.21 Vitesses moteurs (a) – Glissements (b)

Dans le détail (Figure 3.22), on note une diminution du couple moteur perturbé (environ 25%) et un accroissement (dans les mêmes proportions) du couple du moteur non affecté. La diminution du couple sur le moteur 1 est cependant insuffisante pour éviter le phénomène de patinage.

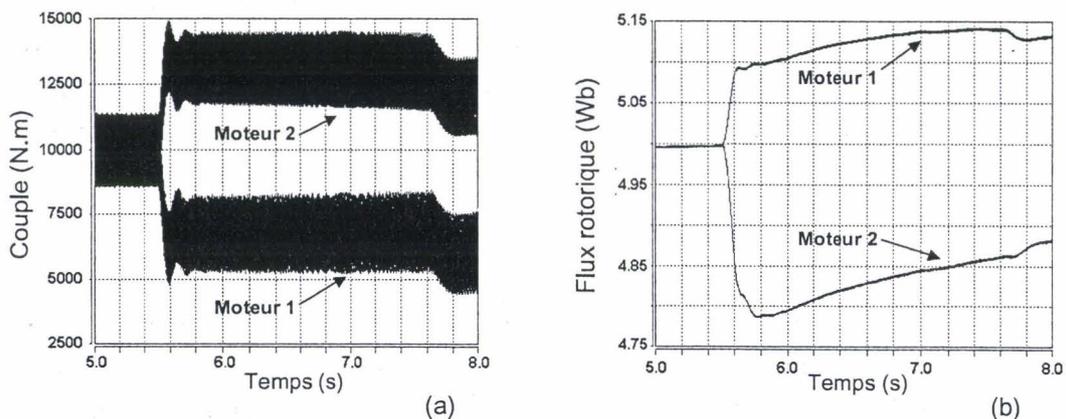


Figure 3.22 Couples (a) et flux (b) moteurs

Les interactions en présence (mise en parallèle des deux moteurs et charge mécanique commune), mais aussi la difficulté d'appréhender finement les conséquences sur le système d'un contrôle moyen, rendent difficiles l'analyse de ces dernières observations. On notera néanmoins que le contrôle moyen remplit sa fonction en maintenant flux et couple moyens à des valeurs quasiment constantes.

3.3.4. Mise en place d'une Commande à Modèle de Comportement

La structure de commande maximale, telle qu'elle est suggérée par l'inversion de la REM, suppose la mesure ou l'estimation de la vitesse linéaire du convoi : de ce point de vue, l'inversion de la REM de la partie mécanique du boggie pose strictement les mêmes problèmes que ceux abordés avec le véhicule électrique (cf. § 3.2.2.1).

Or, dans le cahier des charges imposé par le LEEI et issu de contraintes industrielles, les seules grandeurs mécaniques supposées accessibles sont les vitesses de rotation des moteurs. Celles-ci diffèrent de celles des deux roues à cause de la transmission mécanique. Les différents coefficients d'élasticité (ou raideur de torsion) confèrent à ce système de transmission un ordre 4. Cet ordre élevé, associé à la faible résolution du capteur (128 points), rend difficile toute estimation de la vitesse linéaire avec une précision compatible avec la mesure d'un glissement. Dans cette configuration, une structure de commande s'inspirant de la structure de commande maximale donnée au § 3.2.2 semble donc devoir être écartée.

Les stratégies développées au LEEI, se sont refusées jusqu'alors à toute action sur le couple de référence. Cet a priori, imposé par des contraintes industrielles, a conduit à la mise en place d'un anti-patinage original reposant sur une commande maître-esclave [ESC 99-1]. Cet anti-patinage utilise la forte interaction (due à l'alimentation commune) entre les deux moteurs. Cependant, cette stratégie ne permet pas de résoudre le problème posé par un patinage simultané des deux moteurs (perturbations des moteurs maître *et* esclave – hypothèse tout à fait réaliste).

On envisage donc ici une structure CMC identique à celle développée pour le véhicule électrique pour remédier au phénomène de patinage décrit plus haut. Le couplage électrique étant résolu par une commande considérant un moteur fictif moyen, on applique la CMC au contrôle vectoriel moyen défini au § 3.3.2. Le processus P (Figure 3.23) a donc pour entrée le couple de référence du contrôle moyen (noté ici c_{m-reg} et résultant de l'action du conducteur du train pour moduler la vitesse du convoi) et pour sortie la vitesse moyenne des moteurs Ω_{moy} . Comme pour le véhicule électrique, le but de cette commande à modèle est de maintenir, en permanence et au moyen d'un correcteur de comportement C_c , la vitesse du processus à une

valeur imposée par un modèle sans glissement (de la même manière que pour le VE, cf. § 3.2).

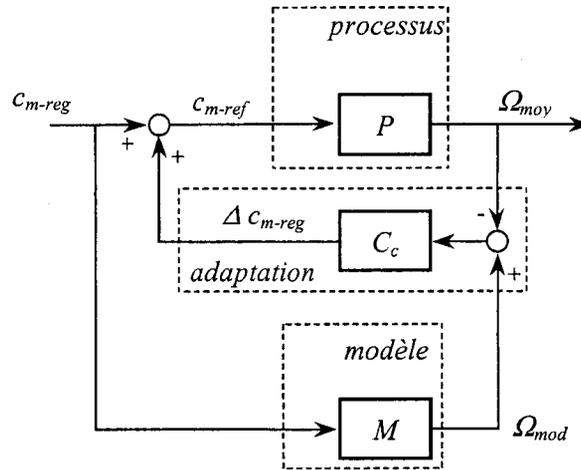


Figure 3.23 Stratégie de commande CMC appliquée à un boggie.

3.3.5. Résultats

3.3.5.1. Analyse globale

Cette analyse se fait en considérant les valeurs moyennes du processus. On compare ainsi, Figure 3.24.a, les vitesses moyennes avec et sans CMC. On remarque que, globalement, le phénomène de patinage semble évité. Ce résultat est obtenu par réduction du couple c_{m-reg} du contrôle moyen (Figure 3.24.b).

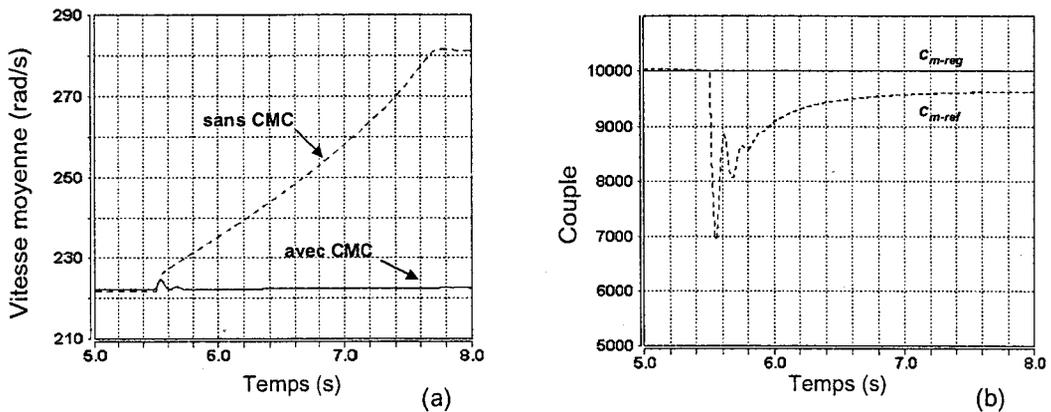


Figure 3.24 Vitesses moyennes (a) – Couples références (b)

Cette réduction de couple est le résultat du bon comportement de la boucle de vitesse : on retranche au couple c_{m-ref} un terme de correction Δc_{m-reg} de manière à maintenir la vitesse imposée par le modèle sans glissement. Par comparaison, les lois de commande implantées industriellement imposent un couple nul pendant un temps très court au delà duquel on vérifie que le phénomène de patinage a bien disparu : on oppose, à cette action grossière sur le couple moteur, l'action graduelle obtenue grâce à la CMC.

3.3.5.2. Analyse détaillée

Comme nous l'avons fait précédemment pour le contrôle moyen, on analyse dans le détail, l'influence de la perturbation mécanique sur les principales variables du système.

D'un point de vue mécanique, on confirme que le phénomène de patinage est bien évité : les vitesses de deux moteurs restent maîtrisées pendant tout l'essai (Figure 3.25.a). On note l'accroissement des glissements respectifs des deux roues : ceux-ci restent néanmoins à des valeurs comprises dans la zone de pseudo-glissement (Figure 3.25.b).

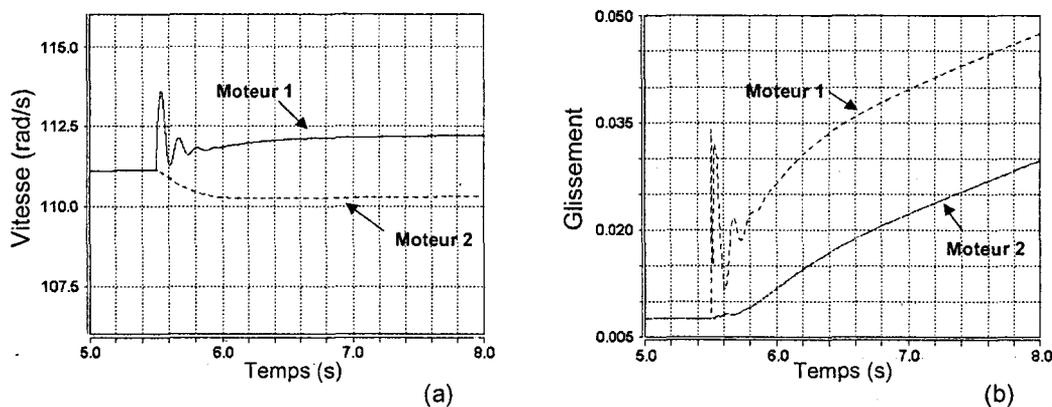


Figure 3.25 Vitesses moteurs (a) – Glissements (b)

L'analyse des variables moteurs (couples et flux, Figure 3.26), comme pour le contrôle moyen seul, est rendue difficile par les couplages mécanique et électrique du système. Les remarques faites à propos du contrôle moyen au § 3.3.3.4 restent valables. Une analyse plus détaillée du comportement du système (notamment au niveau des grandeurs électriques du filtre d'entrée RLC) est disponible dans [PIE 99-2].

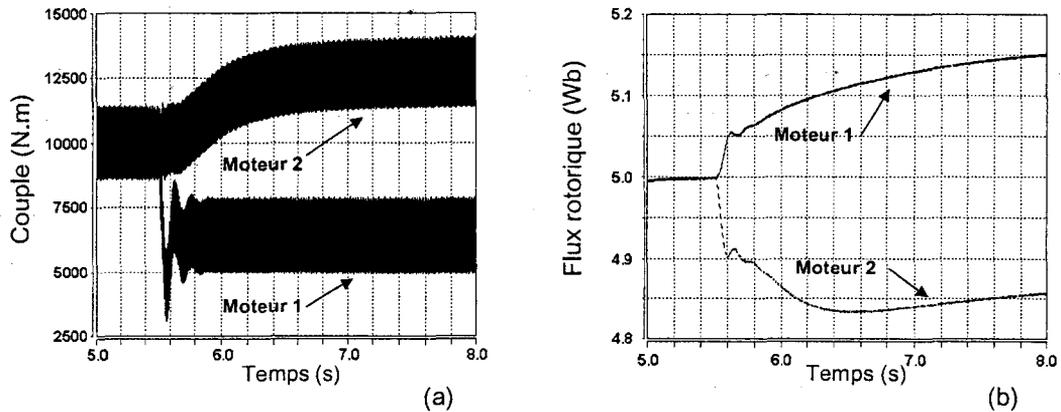


Figure 3.26 Couples (a) et flux (b) moteurs

Conclusions

On a proposé, dans le cadre de ce chapitre, une structure de commande pour résoudre le problème de couplage mécanique d'un véhicule électrique. La démarche visant à obtenir une structure de commande optimale repose ici sur le formalisme suggéré par la REM. L'utilisation de cet outil met en évidence les fonctions à réaliser (différentiel et anti-patinage) pour assurer la stabilité du véhicule. On réalise ces fonctions grâce à deux structures de commande : l'une déduite directement de la structure de commande maximale (et supposant toutes les grandeurs mesurables ou estimables), l'autre à base d'une commande à modèle de comportement. Ces structures ont montré leur capacité à rejeter les perturbations induites par le caractère non linéaire du contact roue-rail ou roue-route. La commande à modèle de comportement présente de nombreux avantages : l'entrée du système reste un couple de référence et on s'affranchit ainsi de toute mesure (toujours délicate et coûteuse) de la vitesse linéaire du véhicule ou du boggie.

Si le principe de ces deux stratégies a été validé, des études complémentaires devraient permettre de mieux les caractériser par rapport aux solutions actuelles basées sur les réseaux de neurones ou la logique floue [BRO 97, HIL 97, DEM 98]. Une comparaison de ces stratégies avec la Commande à Modèle de Comportement serait particulièrement intéressante : cette dernière semble se distinguer de ces autres méthodes par sa simplicité de mise en œuvre. Les perspectives d'étude et développement de cette solution sont nombreuses : étude de robustesse aux paramètres (variations et/ou méconnaissance de l'inertie globale), choix d'autres modèles de comportement (autres que le modèle idéal sans glissement), utilisation de correcteurs non linéaires etc.

Paramètres de simulation Véhicule Electrique

<i>Paramètres Machines à Courant Continu à aimants permanents</i>	
$I_n = 50 \text{ A}$	Courant nominal moteur
$N_n = 7000 \text{ tr/min}$	Vitesse nominale moteur
$R = 0,10 \ \Omega$	Résistance d'induit
$L = 0,1 \text{ mH}$	Inductance d'induit
$k_e = 0,2 \text{ Nm/A}$	Constante de couple

<i>Paramètres Mécaniques</i>	
$J_\Omega = 0,07 \text{ kg.m}^2$	Inertie totale ramenée sur l'axe moteur
$m_{red} = 0,10$	Rapport de transformation du réducteur
$r = 0,27 \text{ m}$	Rayon roue
$M = 800 \text{ kg}$	Masse véhicule
$F_{aéro} = 0,45 \text{ v}^2$	Force de résistance aérodynamique

CHAPITRE 4

Résolution d'un couplage électrique

CHAPITRE 4

Résolution d'un couplage électrique

Introduction

La commande des machines électriques en général, et de la machine asynchrone en particulier, a fait, au cours des vingt dernières années, l'objet de travaux nombreux et variés. L'essentiel de ces travaux a été consacré à l'amélioration des performances du contrôle dynamique des variables couple et flux : de simples lois statiques basées sur un modèle de la machine asynchrone en régime permanent, nous avons vu se généraliser l'utilisation de commandes dynamiques qualifiées de vectorielles en raison de leur conception basée sur le calage du référentiel d'étude avec un vecteur flux choisi dans l'entrefer [CAR 95].

L'étude qui suit ne s'inscrit pas tout à fait dans cette évolution : il s'agit ici de structurer une commande simple, dans le repère naturel de la machine (ou repère statorique fixe), afin d'envisager son extension à la structure multimachine présentée au chapitre 1. Cette structure est composée d'un onduleur quatre bras alimentant deux machines asynchrones : une telle configuration impose aux deux machines une tension $v_{s\beta}$ identique dans le repère de Concordia lié au stator (cf. annexe 1). Ce couplage électrique fort ne permet pas un contrôle dissocié des deux moteurs comme cela a été envisagé chapitre 3 pour la résolution du couplage mécanique : on ne dispose plus ici, a priori, de la possibilité d'imposer librement le couple électromagnétique sur chaque moteur. L'objectif de ce chapitre est d'évaluer la capacité de la structure à imposer un différentiel de couple permettant d'assurer une fonction anti-patinage telle qu'elle a été obtenue au chapitre 3.

On a exprimé, dans le repère de Concordia, la contrainte induite par l'utilisation d'un onduleur quatre bras (cf. annexe 1). Ce repère est considéré comme naturel, puisque une simple transformation linéaire permet d'aboutir à une machine diphasée équivalente ou *machine diphasée généralisée* [DEG 97]. C'est le modèle électromagnétique de cette machine que nous nous proposons de développer dans la première partie de ce chapitre. Ce modèle est établi sous la forme d'un Graphe Informationnel Causal (modèle GIC). Comme nous l'avons vu précédemment, l'intérêt de ce formalisme réside dans l'aspect descriptif qu'il donne sur les causalités régissant le processus considéré ; cette propriété est particulièrement importante

pour déterminer les modes d'action possibles pour le contrôle du couple. Le modèle GIC montre ici que la machine diphasée est équivalente à deux machines à courant continu contribuant chacune, de manière équilibrée, au couple électromagnétique global développé par la machine triphasée. Dans ces conditions, la structuration de la commande met en évidence la difficulté à définir les couples de référence pour chacune de ces machines fictives : la résolution de ce problème fait l'objet de la deuxième partie de ce chapitre.

Dans l'application multimachine envisagée, la résolution du couplage électrique amont (bras d'onduleurs communs aux machines) peut se faire selon les règles d'inversion systématiques définies chapitre 1 ; il en résulte alors deux types de contrôles : le contrôle *moyen* et le contrôle *maître-esclave*. Ces stratégies sont présentées dans la dernière partie de ce chapitre.

4.1. Modèle électromagnétique de la machine asynchrone

4.1.1. Hypothèses de modélisation

La machine asynchrone considérée est classique : elle est constituée d'un stator triphasé (induit) et d'un rotor à cage ; l'entrefer est constant et le nombre de paires de pôles égal à deux. La modélisation électromagnétique repose sur les hypothèses classiques : circuit magnétique non saturé, perméance constante, effets d'encoche négligés, force magnétomotrice d'entrefer à répartition spatiale sinusoïdale [CAR 95]. Ces hypothèses sont à la base du modèle développé annexe 3 : ce modèle est basé sur les variables d'état courant statorique i_s et flux rotorique ϕ_r dans le repère naturel de la machine. Nous nous contenterons, dans ce chapitre, d'utiliser les principaux résultats de cette modélisation avec l'objectif d'aboutir rapidement au modèle GIC de la machine. Cette démarche est à rapprocher fortement de celle initiée sur une machine synchrone à pôle lisses [DEG 00].

4.1.2. Modélisation électromagnétique par machines élémentaires

Les calculs menés annexe 3 et relatifs à la modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Concordia lié au stator, aboutissent aux expressions des tensions statoriques (4.1).

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_{sr} i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + e_{s\alpha} & [R_\alpha] \\ v_{s\beta} = R_{sr} i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + e_{s\beta} & [R_\beta] \end{cases} \quad (4.1)$$

où : R_{sr} désigne la résistance totale ramenée au stator (cf. annexe 3),
 σL_s désigne l'inductance de fuite totale ramenée au stator.

Les termes e_α et e_β résultent de couplages électromécanique et électromagnétique entre les enroulements selon les équations :

$$\begin{cases} e_{s\alpha} = e'_\alpha + e''_\alpha \\ e_{s\beta} = e'_\beta + e''_\beta \end{cases} \quad (4.2)$$

De manière très similaire aux forces électromotrices développées par une machine à courant continu, nous choisissons d'exprimer les tensions e'_α et e'_β sous la forme :

$$\begin{cases} e'_\alpha = k_\alpha \Omega_m [R_{g\alpha 1}] \\ e'_\beta = k_\beta \Omega_m [R_{g\beta 1}] \end{cases} \quad (4.3)$$

avec :

$$\begin{cases} k_\alpha = -p \frac{M}{L_r} \phi_r \sin(\theta_s) [R_{f\alpha}] \\ k_\beta = p \frac{M}{L_r} \phi_r \cos(\theta_s) [R_{f\beta}] \end{cases} \quad (4.4)$$

où θ_s désigne la position angulaire du flux rotorique dans le repère lié au stator.

Le système d'équations (4.5) complète la modélisation de la conversion électromécanique :

$$\begin{cases} c_{e\alpha} = k_\alpha i_{s\alpha} [R_{g\alpha 2}] \\ c_{e\beta} = k_\beta i_{s\beta} [R_{g\beta 2}] \end{cases} \quad (4.5)$$

Les relations $[R_{g\alpha}]$ et $[R_{g\beta}]$ caractérisent un groupement gyrateur de couplage équivalent à celui mis en évidence pour la machine à courant continu (cf. chapitre 1).

Enfin, les échanges d'énergie électromagnétique entre le moteur et son alimentation sont à l'origine de termes de couplage supplémentaires donnés par :

$$\begin{cases} e''_\alpha = -\frac{M}{L_r} R_r \phi_r \cos(\theta_s) \\ e''_\beta = -\frac{M}{L_r} R_r \phi_r \sin(\theta_s) \end{cases} \quad (4.6)$$

rend pas compte de la création du flux rotorique dans la machine. On exprime le module de ce dernier en régime permanent (cf. annexe 3) par l'équation :

$$\phi_r = M(i_{s\alpha} \cos(\theta_s) + i_{s\beta} \sin(\theta_s)) \quad (4.9)$$

On justifie le choix d'une modélisation statique de cette grandeur au § 4.2.1. Les relations classiques de cinétique interne sont données par :

$$\omega_s = p \Omega_m + \omega_r \quad [R_{\theta 1}] \quad \theta_s = \int \omega_s dt \quad [R_{\theta 2}] \quad (4.10)$$

où on rappelle que θ_s désigne la position angulaire du flux rotorique dans le repère lié au stator et ω_r la pulsation de glissement (cf. annexe 3) qui s'exprime par :

$$\omega_r = \frac{R_r}{p\phi_r^2} c_e \quad [R_{\theta 3}] \quad (4.11)$$

Le modèle GIC résultant de cette modélisation est donné Figure 4.1.

4.2. Commande monomachine déduite du modèle aux machines élémentaires

4.2.1. Élaboration des références de couple

L'objectif est de déterminer les tensions instantanées de réglage $v_{s\alpha-ref}$ et $v_{s\beta-ref}$ à appliquer aux bornes de la machine à partir d'une référence donnée du couple électromagnétique c_{e-ref} . L'application du principe d'inversion directe se voit confronté à la non-bijectivité de la relation $[R_c]$: en effet, il s'agit alors d'exprimer les références des couples $c_{e\alpha-ref}$ et $c_{e\beta-ref}$ à partir d'une seule et même entrée c_{e-ref} . Il est nécessaire ici de définir une relation supplémentaire pour obtenir totalement la structure de commande. Le degré de liberté supplémentaire offert par l'inversion d'une relation non bijective peut être utilisé dans le but d'optimiser le fonctionnement du processus à commander [HAU 99-2]. Un critère d'optimisation, bien connu dans la commande de machines asynchrones, est le maintien du flux (rotorique dans notre cas) à une valeur constante. Ce choix constitue effectivement un critère d'optimisation : il optimise le rendement de conversion électromécanique de la machine et valide, a posteriori, l'hypothèse de linéarité ayant prévalu à l'établissement du modèle électromagnétique de la machine.

On fait donc, dans le cadre de la commande développée, le choix classique de maintenir le module du flux rotorique à sa valeur nominale.

Pour définir la relation supplémentaire nécessaire à la structure de commande, on a recours aux résultats du régime permanent [DEG 00], notamment ceux relatifs à l'évolution du flux rotorique dans la machine. Ce choix exclut, a priori, tout contrôle dynamique de cette grandeur : il est souvent à la base de lois de commande de machines dont les constantes de temps électromécaniques sont grandes devant les constantes de temps électromagnétiques [BIH 94]. Il revient également à considérer que l'évolution du flux rotorique est régie par une succession de régimes permanents. On suppose alors, qu'à chaque instant, le flux rotorique est égal à sa valeur de référence selon l'équation :

$$\phi_r = \phi_{r-ref} \quad (4.12)$$

Ces hypothèses peuvent sembler pénalisantes et devoir exclure la commande proposée de la classe des commandes vectorielles au sens strict du terme : nous montrerons que la capacité de l'algorithme de commande à imposer en permanence la relation (4.12) range, malgré tout, cette stratégie parmi celles capables de contrôler flux et couple de manière dynamique.

En régime permanent, l'expression du flux dans la machine est donnée par l'équation (4.9). Les expressions des courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, fonctions des couples élémentaires $c_{e\alpha}$ et $c_{e\beta}$ selon l'équation (4.5), permettent alors de définir la relation supplémentaire liant $c_{e\alpha-ref}$ et $c_{e\beta-ref}$:

$$c_{e\beta-ref} \sin^2(\tilde{\theta}_s) - c_{e\alpha-ref} \cos^2(\tilde{\theta}_s) = p \frac{\phi_{r-ref}^2}{2 L_r} \sin(2\tilde{\theta}_s) \quad (4.13)$$

L'inversion de la relation $[R_c]$ impose :

$$c_{e\alpha-ref} + c_{e\beta-ref} = c_{e-ref} \quad (4.14)$$

On déduit, des équations (4.13) et (4.14), l'expression des couples de référence $c_{e\alpha-ref}$ et $c_{e\beta-ref}$:

$$\begin{cases} c_{e\alpha-ref} = c_{e-ref} \sin^2(\tilde{\theta}_s) - p \frac{\phi_{r-ref}^2}{2 L_r} \sin(2\tilde{\theta}_s) \\ c_{e\beta-ref} = c_{e-ref} \cos^2(\tilde{\theta}_s) + p \frac{\phi_{r-ref}^2}{2 L_r} \sin(2\tilde{\theta}_s) \end{cases} \quad (4.15)$$

Une manipulation trigonométrique de ces expressions montre que chaque couple de référence est la somme d'un terme constant (égal au demi-couple de référence) et d'un terme pulsatoire de phase $2\tilde{\theta}_s$ [DEG 00] :

$$\begin{cases} c_{e\alpha-ref} = \frac{1}{2}c_{e-ref} - \frac{1}{2}\left(c_{e-ref} \cos(2\tilde{\theta}_s) - p \frac{\phi_{r-ref}^2}{L_r} \sin(2\tilde{\theta}_s)\right) \\ c_{e\beta-ref} = \frac{1}{2}c_{e-ref} + \frac{1}{2}\left(c_{e-ref} \cos(2\tilde{\theta}_s) - p \frac{\phi_{r-ref}^2}{L_r} \sin(2\tilde{\theta}_s)\right) \end{cases} \quad (4.16)$$

Il apparaît donc que chacune des machines élémentaires, telles que nous les définissons au moyen du modèle GIC de la Figure 4.1, fournit la moitié du couple auquel s'ajoute une composante pulsatoire de même amplitude et de fréquence double de celle de la vitesse électrique de rotation du flux rotorique dans le repère de Concordia lié au stator. Ces résultats classiques, puisqu'ils découlent de bilans de puissance de machines monophasées, montrent comment le couplage mécanique implicite entre les deux machines fictives élimine la puissance pulsatoire.

Les couples élémentaires de référence étant totalement définis, nous disposons alors des éléments nécessaires pour déterminer la structure globale de commande (Figure 4.2).

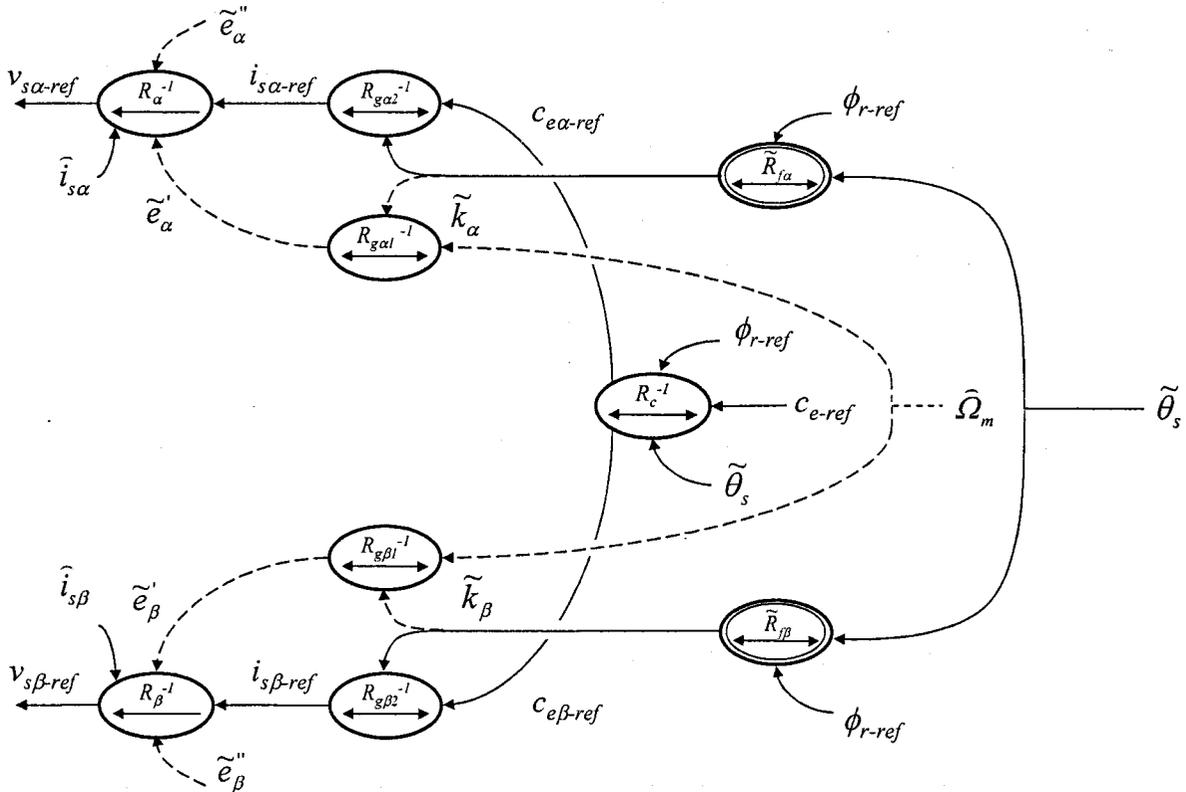


Figure 4.2 Structure de commande en couple de la machine asynchrone

La structure de commande est obtenue par application des principes systématiques d'inversion du modèle GIC. Les relations de commande se déduisent donc par inversion (relations avec exposant " -1 "), les relations d'observation reconstituant des variables internes s'obtiennent simplement par "recopie" (relations et variables repérées par des tildes " ~ "). Les grandeurs mesurées sont repérées par le symbole " ^ " .

Les références des courants, élaborées par $R_{g\alpha}^{-1}$ et $R_{g\beta}^{-1}$, nécessitent la connaissance des coefficients de couplage électromécanique k_α et k_β . Ces derniers sont reconstitués grâce à une estimation de la position angulaire du flux rotorique.

La structure d'estimation de l'angle $\tilde{\theta}_s$ est donnée Figure 4.3. Basée sur les équations (4.10) à (4.11), elle suppose qu'à chaque instant le couple moteur et le flux rotorique sont égaux à leurs valeurs de référence (Relation $[\tilde{R}_{\theta_1}]$). Pour le flux rotorique, cette hypothèse est celle déjà formulée équation (4.12) et que l'on se propose de vérifier, a posteriori, sur les résultats du contrôle. Concernant le couple électromagnétique, cette hypothèse résulte:

- du caractère rigide des relations liant ce couple aux courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$,
- de la capacité supposée (robustesse) du correcteur résonnant à imposer en permanence $i_{s\alpha} = i_{s\alpha-ref}$ et $i_{s\beta} = i_{s\beta-ref}$.

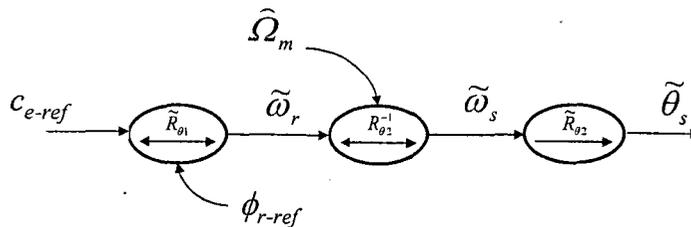


Figure 4.3 Estimateur de position du flux rotorique

Enfin, les relations R_α^{-1} et R_β^{-1} caractérisent les asservissements des courants ; ces relations prévoient la compensation des f.e.m : nous verrons que les qualités de régulation des correcteurs résonnants décrits au chapitre 2 permettent de s'affranchir de ces compensations.

4.2.2. Synthèse et implantation des correcteurs résonnants

4.2.2.1. Synthèse des correcteurs résonnants

On rappelle l'expression du correcteur résonnant donnée chapitre 2 :

$$C(s) = \frac{K (1 + \tau_1 s) (1 + \tau_2 s)}{\omega_o^2 + s^2} \quad (4.17)$$

On a proposé un réglage de ce correcteur selon la méthode de l'optimum symétrique. Cette méthode présente l'avantage de fixer la bande passante de la boucle de courant en fonction de la plus petite constante du système (notée τ_s). Cette constante est ici imposée par la fréquence de commutation du convertisseur de puissance ($F_{MLI} = 1,5$ kHz) selon l'expression :

$$\tau_s = \frac{2}{F_{MLI}} = 1,33 \text{ ms} \quad (4.18)$$

C'est cette constante de temps qui limite la zone de fonctionnement stable du système et donc sa dynamique. Cette méthode de réglage aboutit aux choix de τ_1 , τ_2 et K :

$$\tau_1 = \frac{\sigma L_s}{R_{sr}} \quad , \quad \tau_2 = 4 \tau_s \quad , \quad K = \frac{1}{8G\tau_s^2} \quad (4.19)$$

où G désigne le gain statique de l'ensemble onduleur-charge.

4.2.2.2. Discrétisation du correcteur

Dans le but d'implanter le correcteur résonnant dans une architecture numérique de type carte DSP Dspace™ 1103, on en définit un modèle discrétisé en appliquant la transformée bilinéaire à l'expression du correcteur donnée équation (4.17). Ce passage du domaine continu au domaine discret s'effectue à l'aide de la transformation de Tustin :

$$s \rightarrow 2f_e \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (4.20)$$

où f_e désigne la fréquence d'échantillonnage égale ici à 10 kHz.

On obtient comme transmittance du correcteur :

$$C(z) = \frac{N_0 + N_1 z + N_2 z^2}{D_0 + D_1 z + z^2} \quad (4.21)$$

avec :

$$\begin{aligned} N_2(z) &= \frac{K (1 + 2 f_e \tau_1)(1 + 2 f_e \tau_2)}{\omega_o^2 + 4 f_e^2} \\ N_1(z) &= \frac{K ((1 + 2 f_e \tau_1)(1 - 2 f_e \tau_2) + (1 + 2 f_e \tau_2)(1 - 2 f_e \tau_1))}{\omega_o^2 + 4 f_e^2} \\ N_0(z) &= \frac{K (1 - 2 f_e \tau_1)(1 - 2 f_e \tau_2)}{\omega_o^2 + 4 f_e^2} \\ D_1(z) &= 2 \frac{\omega_o^2 - 4 f_e^2}{\omega_o^2 + 4 f_e^2} \\ D_0(z) &= 1 \end{aligned} \quad (4.22)$$

Les coefficients du correcteur dépendent tous de la pulsation ω_o . La prédominance du terme $D_1(z)$ dans la fonction de transfert du correcteur a déjà été montrée [VAN 98] : elle nous conduit à considérer les autres coefficients constants pour ne pas alourdir le temps de calcul. Enfin, l'équation de récurrence caractéristique du correcteur est implantée sous une forme directe canonique [WUL 00].

4.2.3. Résultats expérimentaux

Pour valider la structure commande en couple du moteur, on soumet celui-ci à un échelon de couple de 8,5 N.m à $t = 2$ s. Le flux est maintenu à sa valeur nominale donnée par l'équation [CAR 95, MIL 97] :

$$\phi_{rn} = \sqrt{3} \frac{M V_{sn}}{L_s \omega_{sn}} = 1,136 \text{ Wb} \quad (4.23)$$

La machine asynchrone est chargée mécaniquement par une génératrice à courant continu à aimants permanents débitant sur une charge résistive. L'ensemble permet de simuler une charge possédant une inertie égale à 0.014 kg.m^2 et un frottement visqueux équivalent à $0,131 \text{ N.m.s.rad}^{-1}$. Les autres paramètres moteurs sont donnés à l'annexe 3.

Un premier résultat (Figure 4.4) est relatif aux excellentes performances du contrôle des courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$. Avant l'échelon de couple, le courant $i_{s\alpha}$ est maintenu à 2,24 A : cette valeur correspond au courant nécessaire pour magnétiser la machine. Celui-ci est imposé

naturellement par la structure de commande. On notera également l'excellente corrélation entre résultats simulés et résultats expérimentaux. On observe, sans l'expliquer, un dépassement plus important que prévu sur le courant $i_{s\beta}$.

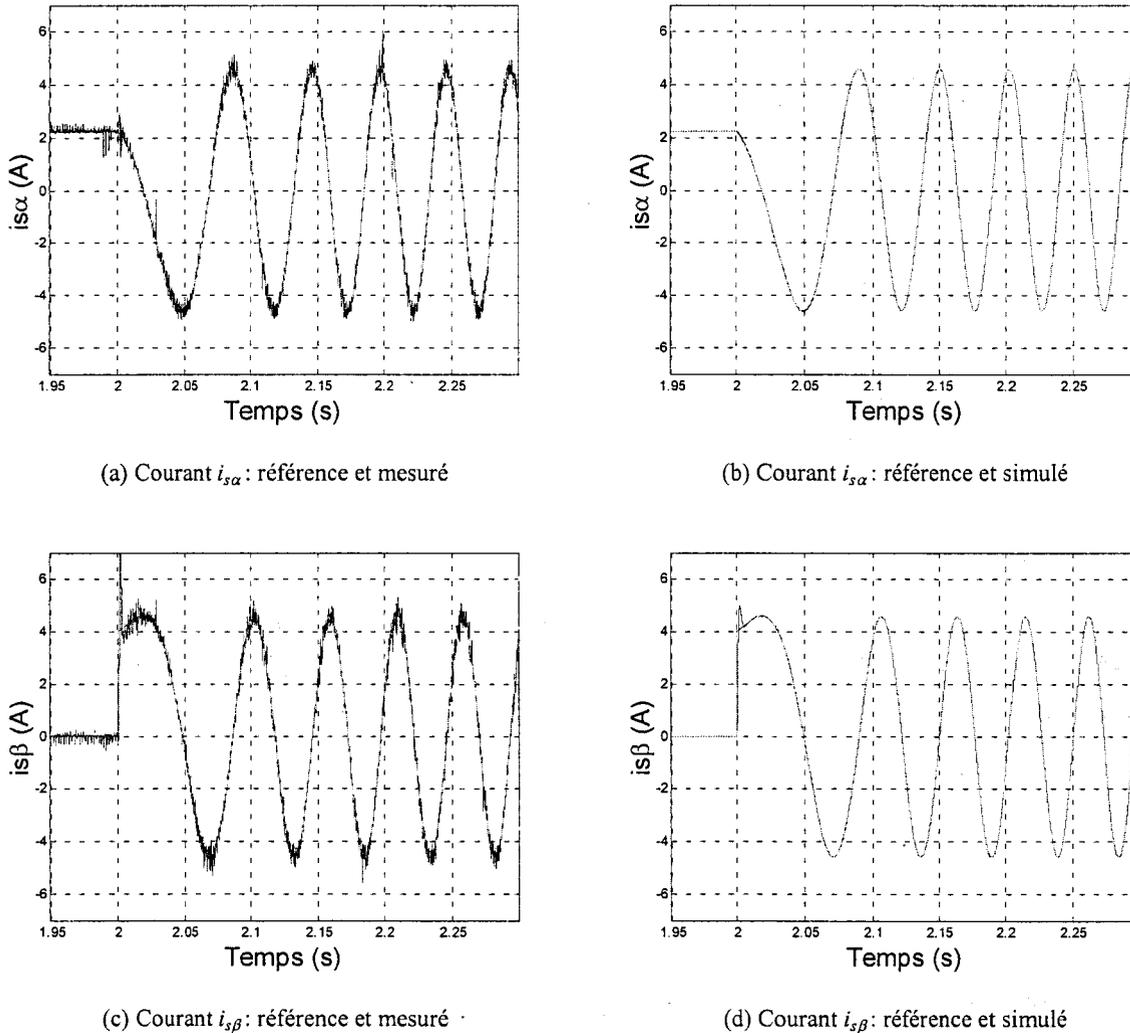
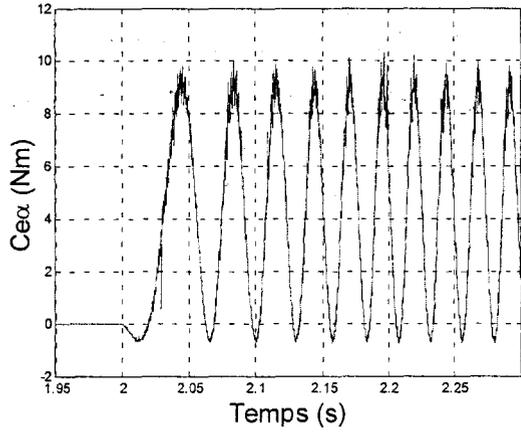
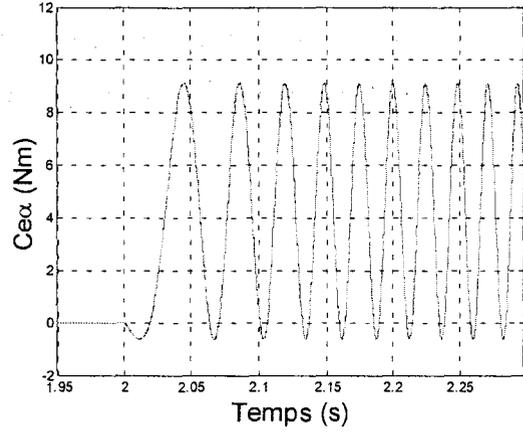


Figure 4.4 Contrôle des courants statoriques

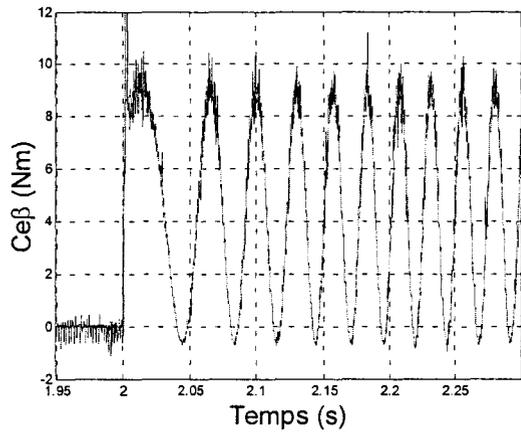
On donne, Figure 4.5, l'évolution des différents couples : ceux des machines fictives $M\alpha$ et $M\beta$ et le couple électromagnétique global. Les valeurs de référence sont celles imposées par la structure de commande ; les valeurs réelles sont *estimées* grâce aux équations (4.4) et (4.5). Ces estimations nécessitent la connaissance du flux rotorique : celui-ci est obtenu grâce à une structure d'estimation classique [CAR 95]. La pulsation des couples élémentaires est bien double de celles des courants statoriques correspondants.



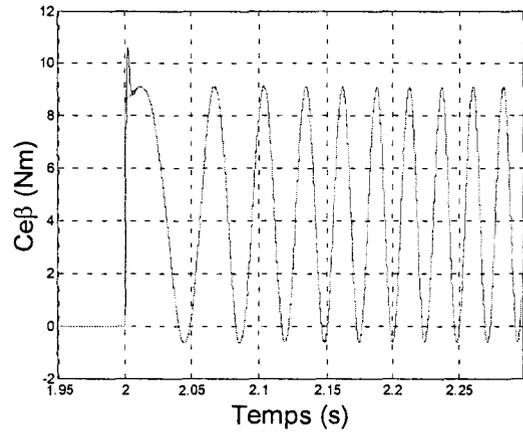
(a) Couple $c_{e\alpha}$: référence et estimé



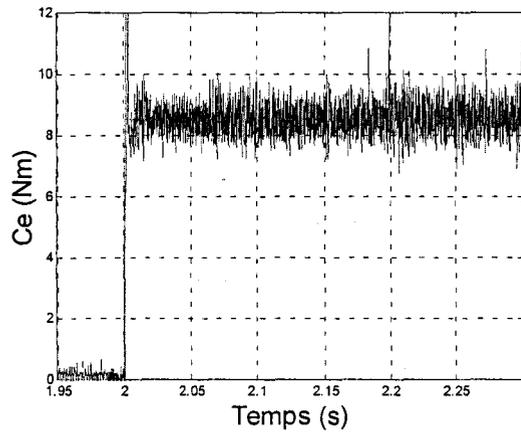
(b) Couple $c_{e\alpha}$: référence et simulé



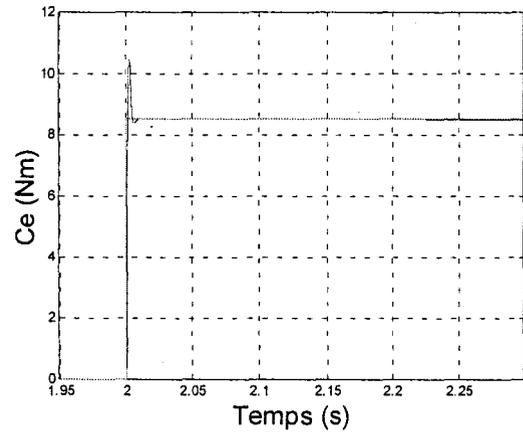
(c) Couple $c_{e\beta}$: référence et estimé



(d) Couple $c_{e\beta}$: référence et simulé



(e) Couple c_e : référence et estimé



(f) Couple c_e : référence et simulé

Figure 4.5 Contrôle dynamique du couple : résultats expérimentaux et simulation

L'évolution de la vitesse réelle est conforme à celle prévue par le modèle (Figure 4.6) : ceci valide la bonne estimation des paramètres mécaniques. Enfin l'analyse de l'évolution du flux au changement de couple montre que celui-ci est très peu perturbé (de l'ordre du pourcent) : on confirme ici l'hypothèse $\phi_r = \phi_{ref}$ faite au moment de la conception de la commande.

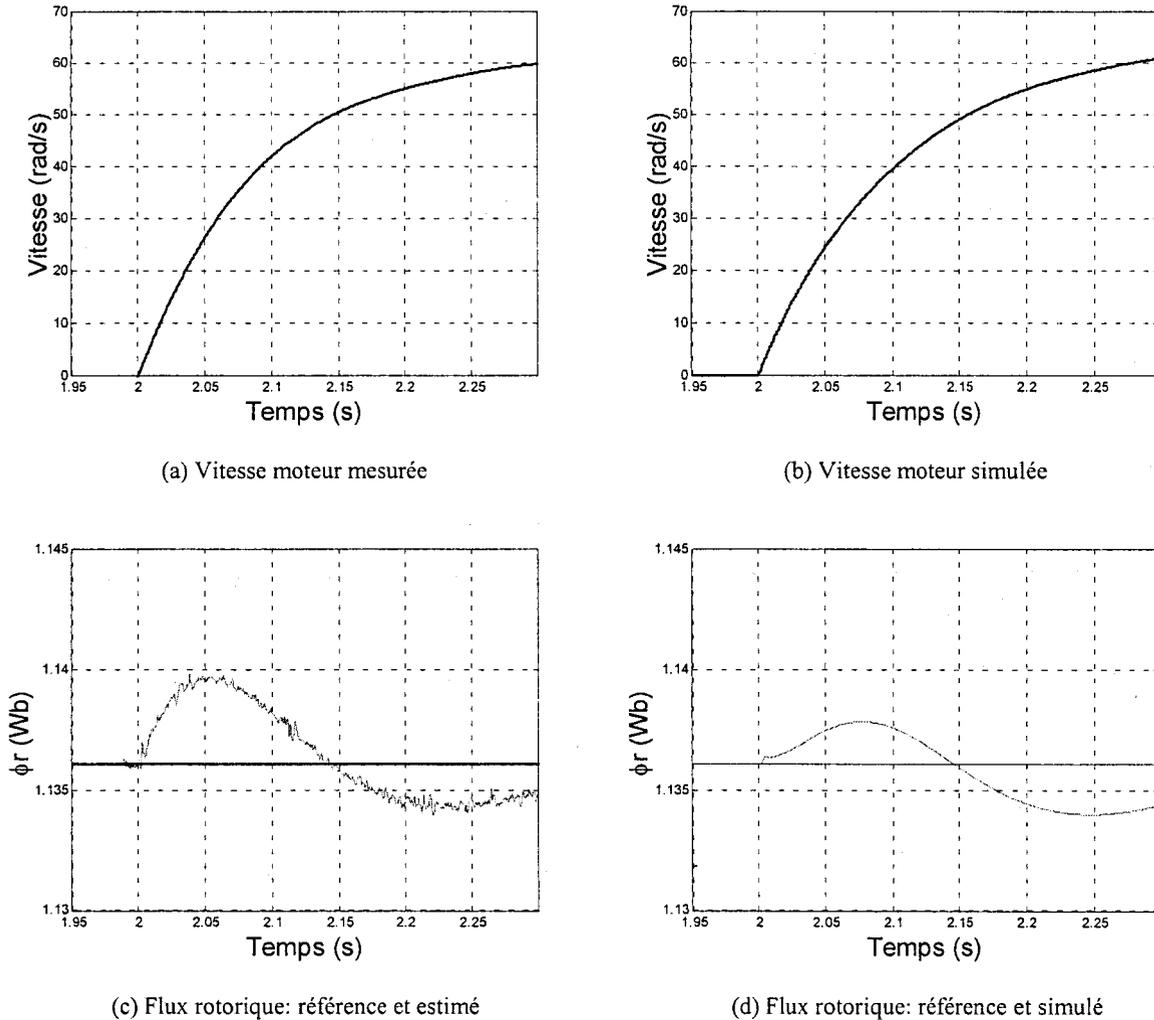


Figure 4.6 Evolution des grandeurs vitesse et flux rotorique

La définition des couples de référence à appliquer à chaque moteur en fonction de la vitesse souhaitée a été à l'origine des structures de commande d'anti-patinage (AP) développées au chapitre 2. Le contrôle vectoriel (CV) permet, à partir des couples de référence, de définir les tensions de réglage dans le repère de Concordia lié au stator. La dernière difficulté à lever est celle du couplage électrique amont induit par l'utilisation commune de deux bras d'onduleur par les deux machines.

4.3.2. Stratégies de commande basée sur le principe d'inversion

Si on applique rigoureusement le principe d'inversion d'un couplage amont (cf. chapitre 1), deux structures de commande identiques (CV1 et CV2, cf. Figure 4.7) sont à réaliser et un critère de pondération est à définir. Ce critère de pondération permet de choisir la part des références de tensions issues de chacun des contrôles vectoriels pour définir le vecteur de tension de réglage $\underline{u}_{1234-reg}$ à appliquer sur l'onduleur. On rappelle (cf. annexe 1) que le vecteur \underline{u}_{1234} est constitué des trois tensions composées imposées par le convertisseur de puissance :

$$\underline{u}_{1234} = \begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \\ u_{42} \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Une simple transformation linéaire permet le passage de ce vecteur au système de tensions appliquées aux deux machines dans le repère de Concordia (tension $v_{s\beta}$ commune) :

$$\underline{v}_{s12\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{s1\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{s2\alpha} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

L'inversion de la relation de passage du vecteur \underline{u}_{1234} au vecteur $\underline{v}_{s12\alpha\beta}$ ne pose aucun problème (cf. annexe 1).

La véritable difficulté réside ici dans le choix de la tension de référence $v_{s\beta-ref}$ à partir des deux tensions $v_{s1\beta-ref}$ et $v_{s2\beta-ref}$ issues des deux contrôles vectoriels. Le principe d'inversion systématique défini au chapitre 1 suggère que ce choix se fasse à l'aide d'un critère de pondération k (Figure 4.8) selon l'expression :

$$v_{s\beta-ref} = kv_{s1\beta-ref} + (1-k)v_{s2\beta-ref} \quad (4.26)$$

Un contrôle maître-esclave est réalisé pour $k = 1$ (machine 1 maître). Un contrôle moyen est réalisé pour $k = 1/2$. Les tensions de référence $v_{s1\alpha-ref}$ et $v_{s2\alpha-ref}$ sont, quant à elles, imposées librement par les contrôles vectoriels CV1 et CV2. La Figure 4.8 résume schématiquement la manière dont on "résout" le couplage électrique.

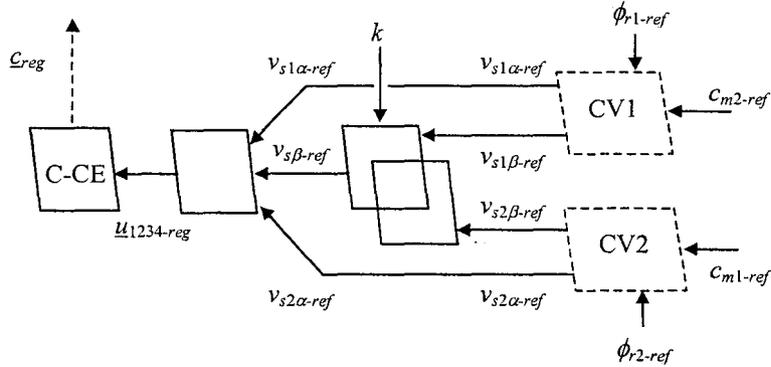


Figure 4.8 Résolution du couplage électrique amont : schéma de détail

4.3.2.1. Contrôle Maître-esclave

On impose donc ici $k = 1$ en utilisant le contrôle vectoriel défini § 4.2. La structure anti-patinage retenue est de type CMC telle qu'elle a été définie pour l'application de type traction ferroviaire du chapitre 2. Les moteurs sont ceux pour lesquels la stratégie monomachine a été validée expérimentalement (cf. § 4.2.3). On impose au système un couple de référence de 5 N.m et on simule à $t = 5$ s (en vitesse établie), pendant 1 s, un changement de condition d'adhérence sur le moteur esclave (moteur 2).

On donne, Figure 4.9, l'évolution des variables couple et vitesse sur le moteur perturbé. Le phénomène de patinage est bien évité : la vitesse reste maintenue (Figure 4.9.a) grâce à une réduction sur le couple de référence (Figure 4.9.b) induit par la structure de commande CMC. Le couple réel suit, *en moyenne*, sa référence ; l'oscillation observée n'a pas d'influence visible sur la vitesse : elle est "filtrée" par le système mécanique. On notera néanmoins que son amplitude croît durant le temps de la perturbation : la valeur maximale de cette amplitude est donc limitée par la durée de la perturbation. La limite de cette stratégie apparaît alors clairement, et on confirme ici le caractère nécessairement transitoire de la perturbation (le patinage ici) que la structure de commande peut rejeter. On remarquera également que l'effet de la perturbation mécanique sur les variables couple et flux se poursuit au delà de $t = 6$ s (temps au delà duquel les conditions d'adhérence redeviennent normales). Enfin, la perturbation n'affectant pas le moteur maître, et celui-ci bénéficiant d'un contrôle vectoriel

"intégral", on ne représente pas les courbes de vitesse et de couple : ce dernier est maintenu parfaitement constant durant tout l'essai.

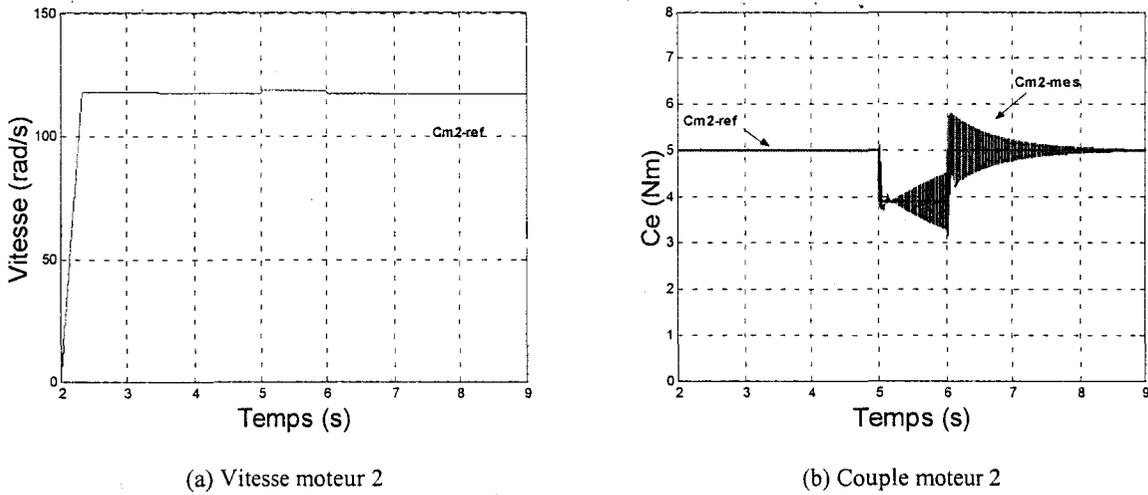


Figure 4.9 Contrôle maître-esclave : effet d'une perte d'adhérence sur le moteur esclave

On donne, Figure 4.10, le détail de l'effet de la perturbation sur le couple et le flux : ce dernier est peu affecté par le régime déséquilibré de tensions imposé par la structure de commande.

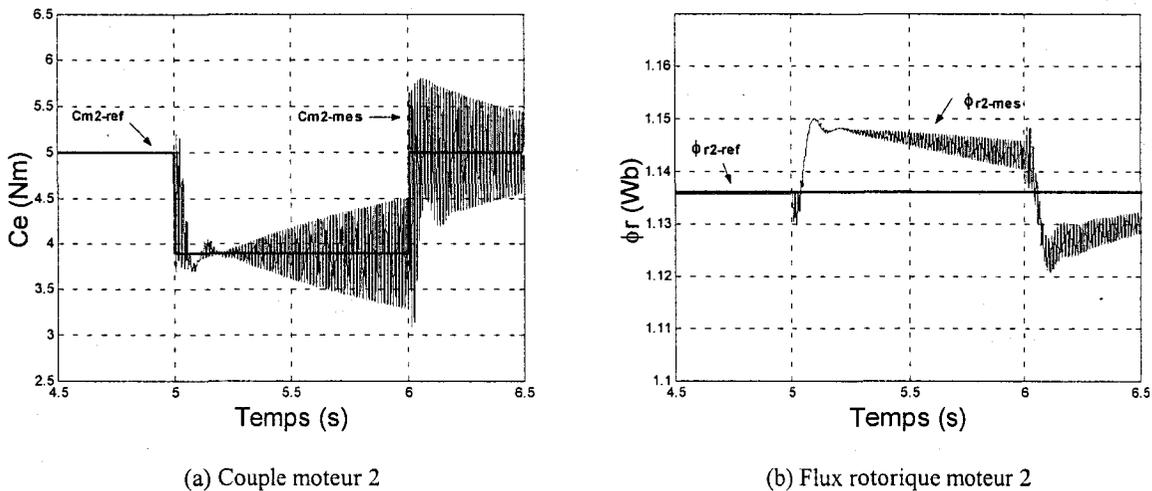


Figure 4.10 Contrôle maître-esclave : effet d'une perte d'adhérence sur le moteur esclave

Dans un deuxième essai, on simule une perte d'adhérence *sur le moteur maître* (moteur 1). On visualise, dans un premier temps, l'effet de cette perturbation sur le moteur esclave (Figure 4.11). Comme pour l'essai précédent, la perturbation est à l'origine d'une oscillation de couple sur le moteur esclave (moteur 2), oscillation sensiblement plus importante que celle observée précédemment. La valeur moyenne du couple moteur reste néanmoins égale à sa

valeur de référence $c_{m1-ref} = 5 \text{ N.m}$ (Figure 4.11.a) ce qui permet de maintenir constante la vitesse (Figure 4.11.b).

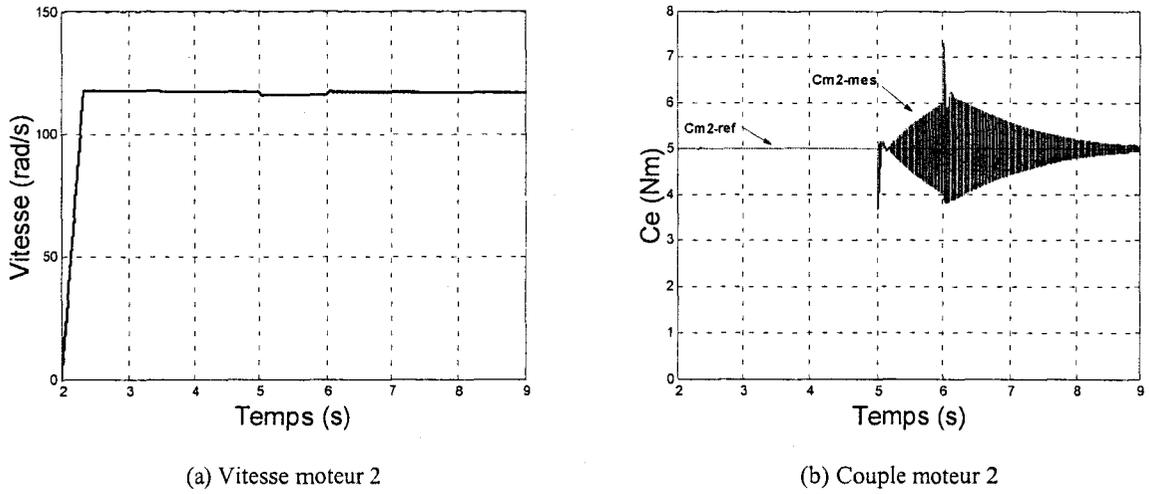


Figure 4.11 Effet d'une perte d'adhérence du moteur maître sur le moteur esclave

On visualise dans le détail l'effet de la perturbation sur le couple et le flux (Figure 4.12).

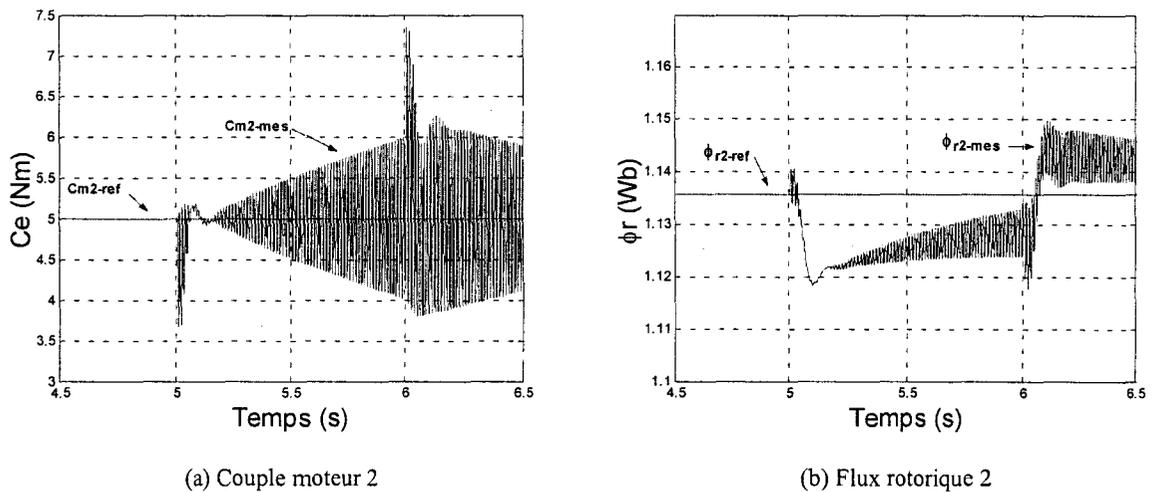
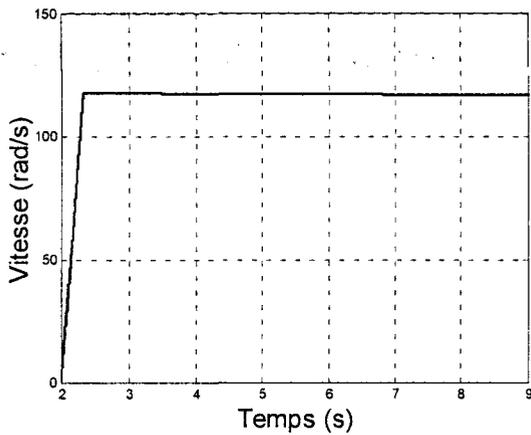
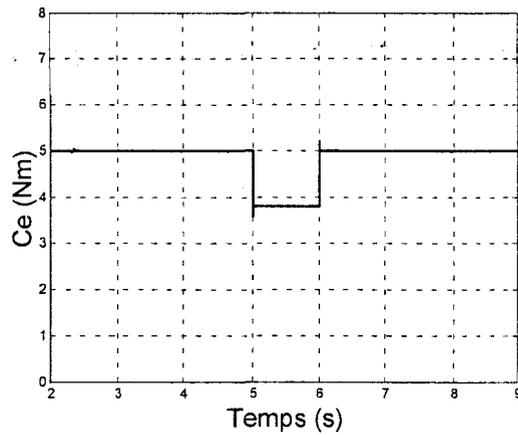


Figure 4.12 Effet d'une perte d'adhérence du moteur maître sur le moteur esclave

Enfin, le comportement du moteur maître (moteur 1, bénéficiant d'un contrôle complet de son couple moteur) est très semblable à celui défini au chapitre 2 pour une structure à alimentations séparées : son couple de référence est réduit de manière à éviter le phénomène de patinage (Figure 4.13).



(a) Vitesse moteur 1

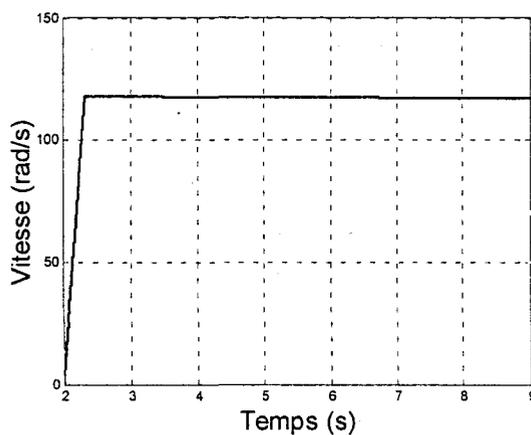


(b) Couple moteur 1

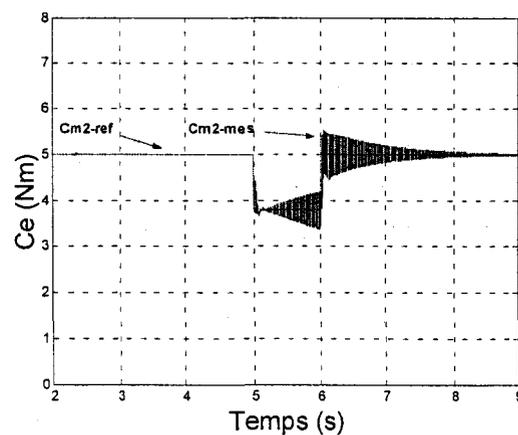
Figure 4.13 Effet d'une perte d'adhérence sur le moteur maître

4.3.2.2. Contrôle Moyen

On soumet une structure de contrôle moyen ($k = 1/2$) au même essai que précédemment. Le moteur perturbé par la perte d'adhérence est le moteur 2. De manière générale, on remarque que le phénomène du patinage est une nouvelle fois évité : les vitesses des deux moteurs restent constantes (Figure 4.14.a et Figure 4.15.a).



(a) Vitesse moteur 2



(b) Couple moteur 2

Figure 4.14 Contrôle moyen : vitesse (a) et couple (b) du moteur 2

On note également que les ondulations de couple se retrouvent sur les deux moteurs : sur le moteur 2 affecté par la perturbation mécanique (Figure 4.14.a), mais également sur le moteur 1 par effet du couplage électrique (Figure 4.15.b). Par contre les amplitudes de ces ondulations sont inférieures à celles observées pour un contrôle maître-esclave (Figure 4.9.b et Figure 4.11.b). Le contrôle moyen semble avoir pour effet de "répartir" ces ondulations sur les deux moteurs.

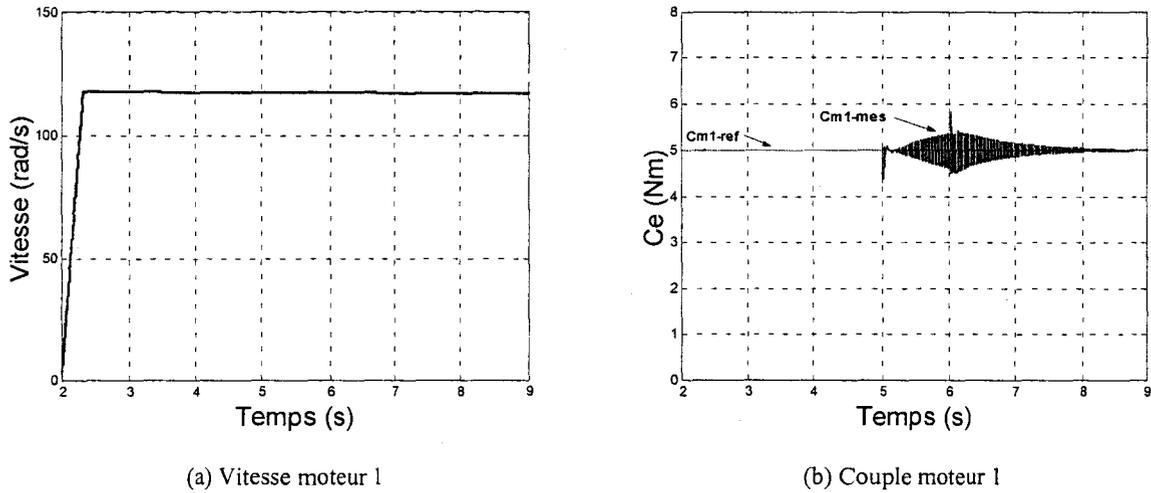


Figure 4.15 Contrôle moyen : vitesse (a) et couple (b) du moteur 1

La perturbation mécanique n'a quasiment aucune incidence sur les flux (Figure 4.16) : ceux-ci sont très peu perturbés et on note le comportement quasi-symétrique des deux flux par rapport à la valeur commune de référence.

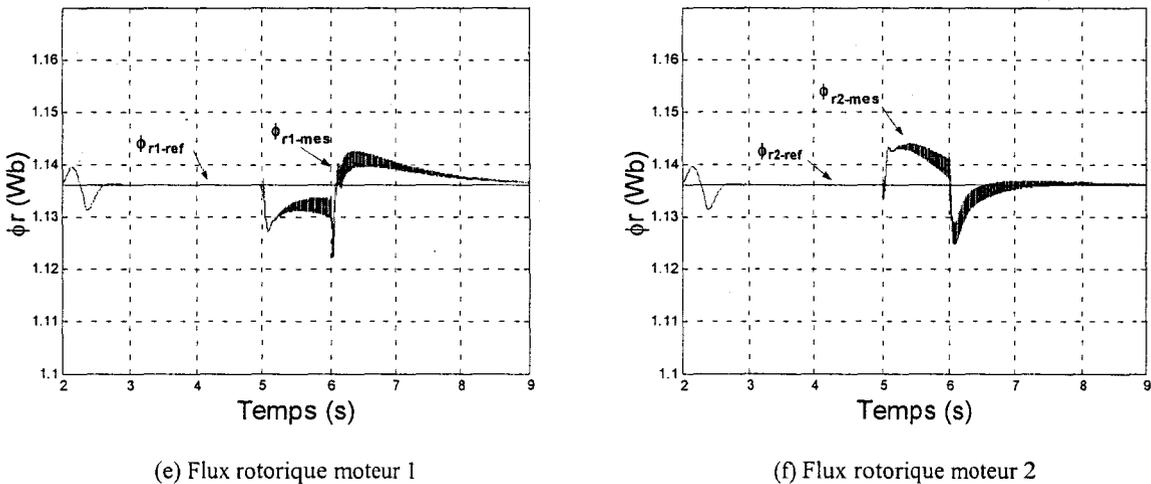


Figure 4.16 Contrôle moyen : effet d'une perte d'adhérence sur les flux rotoriques

Conclusions

Nous avons, dans le cadre de ce chapitre, structuré une commande vectorielle d'un moteur asynchrone dans le repère naturel de la machine ou repère de Concordia lié au stator. Le modèle GIC montre que, dans ce repère, la machine triphasée est équivalente à deux machines élémentaires contribuant chacune, de manière équilibrée, au couple électromagnétique global. Dans ces conditions, la structuration de la commande met en évidence la difficulté à définir les couples de références pour chacune de ces machines fictives : celle-ci est levée en utilisant les résultats du régime permanent, notamment ceux relatifs à l'expression du flux rotorique dans la machine. L'hypothèse du régime établi faite sur cette grandeur n'affecte en rien la qualité du contrôle : les résultats obtenus montrent que couple et flux rotorique sont contrôlés de manière dynamique. Par contre, cette hypothèse justifierait une étude de sensibilité paramétrique sur le flux rotorique : une telle étude permettrait de bien évaluer l'importance de la bonne connaissance des paramètres moteurs sur les résultats obtenus.

L'utilisation de ce contrôle vectoriel au système multimachine étudié se heurte, dans un premier temps, au couplage électrique amont. Nous avons défini au chapitre 1 les principes d'inversion systématiques de tels couplages. Ces principes sont à la base de deux structures de commande qui montrent leur bonne capacité à contrôler, de manière transitoire, les deux couples sur les deux machines asynchrones. L'analyse fine des résultats obtenus est rendue difficile par la nature même du principe d'inversion du couplage électrique : le choix arbitraire fait sur les tensions de référence issues du contrôle vectoriel. L'analyse de l'impact de ce choix sur le contrôle des variables de type flux et couple n'est pas trivial. Les principes d'inversion présentent néanmoins l'intérêt de proposer une solution. Celle-ci n'est pas forcément unique. Il est probable que ces résultats puissent encore être améliorés sensiblement : il conviendrait, entre autres, de bien évaluer les possibilités d'extension, au SMM considéré, de stratégies visant à minimiser les ondulations de couples dans des marches dégradées d'applications monomachines [ELC 93, KAS 94, BOS 97].

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Nous avons, dans le cadre de ce travail, défini entièrement la commande d'un véhicule électrique. Celui-ci possède deux moteurs asynchrones alimentés par une structure de convertisseur particulière : un onduleur possédant quatre bras. Le système de traction étudié appartient à la catégorie des Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs (SMM). Les approches de différents laboratoires français sur le sujet ont été mises en commun et ont permis d'aboutir à un formalisme visant, dans un premier temps, à caractériser ces systèmes complexes. Ce formalisme a permis, en autres, de mettre en évidence l'existence de couplages élémentaires (magnétique, mécanique et électrique) dans une chaîne de conversion électromécanique. L'utilisation de ce formalisme pour le système de traction étudié met en évidence deux couplages : l'un, électrique, est lié à l'utilisation commune de deux bras d'onduleur, l'autre, mécanique, est relatif à la contribution commune des deux roues motrices à l'avancement du véhicule. Ce formalisme ne se limite pas à la représentation des SMM : on associe, à cet outil graphique susceptible d'aider à la compréhension du système, une démarche systématique de conception de lois de commande basée sur l'inversion pas à pas des causalités.

Les problèmes de robustesse dans la commande des systèmes électromécaniques sont toujours d'actualité : les SMM n'échappent pas à la règle [VUL 02]. Pour pallier ces problèmes, divers outils et dispositifs de commande sont mis en œuvre. Il s'agit, dans un premier temps, d'une commande à modèle particulière ou Commande à Modèle de Comportement (CMC) : l'apport de ce travail concerne essentiellement l'utilisation de cette structure pour la résolution de problèmes non linéaires. Les perspectives relatives au développement de la CMC sont nombreuses. La synthèse du correcteur de comportement est ainsi une véritable gageure. On rappelle ici que l'on veut faire tendre un processus vers son modèle : l'écart processus-modèle, pouvant avoir des origines variées (non-linéarités, non-stationnarités...) et incertaines (perturbations, bruits...), devient difficilement quantifiable. L'utilisation d'outils spécifiques pour traiter cet écart semble devoir faire partie des perspectives de ce travail. Nous avons montré ensuite, la capacité de deux types de correcteurs de courants, à assurer le contrôle de grandeurs sinusoïdales. L'apport de ce mémoire est aussi relatif à la synthèse et la validation expérimentale de ces méthodes de

régulation. De manière générale, outre la robustesse qu'ils confèrent aux algorithmes de commande, ces outils ont la particularité de bien s'adapter aux couplages identifiés.

L'inversion du couplage mécanique met en évidence les fonctions "différentiel" et "anti-patinage" à assurer par l'algorithme de commande. On se propose d'assurer la première fonction dans le cadre du contrôle longitudinal du véhicule ; la répartition équilibrée des forces de traction intervient alors sous la forme d'un critère de pondération. Une perspective est liée à la détermination de ce critère dans le cas d'un virage. La réponse à ce problème n'est pas triviale et les solutions proposées dans la littérature sont souvent différentes [HOR 98, ROC 99]. Le problème posé par la fonction d'adhérence est résolu, en partie, à l'aide d'une Commande à Modèle de Comportement. Qu'il s'agisse d'un véhicule électrique ou d'une application de traction ferroviaire, la CMC montre, dans les deux cas, sa capacité à éviter le phénomène de patinage. Une perspective réelle de développement de cette structure de commande est relative au modèle de comportement choisi pour éviter le phénomène de patinage.

Le problème lié au couplage électrique est résolu séparément. On conçoit, dans un premier temps, un algorithme de commande monomachine dans le repère naturel de la machine. On envisage ensuite son extension à l'utilisation d'un onduleur quatre bras pour alimenter les deux machines asynchrones de l'application. On évalue ainsi les solutions résultant des principes d'inversion systématiques d'un couplage amont : celles-ci permettent d'imposer des couples différents sur les deux moteurs afin d'éviter le phénomène de patinage. Dans tous les cas, les ondulations de couple confèrent au système un fonctionnement en marche dégradée. Les perspectives sont ici relatives aux validations expérimentales des résultats de simulation, avec des probabilités de réussite non négligeables au vu de la qualité des résultats expérimentaux obtenus dans un cas monomachine.

L'étude menée dans son intégralité pour un véhicule électrique confirme que le formalisme est désormais bien structuré pour sa partie représentation des transferts énergétiques. Pour la commande, une solution est proposée grâce aux principes d'inversion quelle que soit la nature du couplage. L'aspect systématique dans la structuration d'un algorithme de commande est essentiel : il permet, quel que soit le problème posé, d'obtenir *au moins* une solution de commande. Parmi les méthodes d'inversion, celle liée à la résolution d'un *couplage amont* est particulièrement critique. Un tel couplage équivaut souvent à la perte d'un degré de liberté pour la commande : ce cas correspond à un nombre de variables de réglage *inférieur* au nombre de variables à contrôler. C'est le couplage de partage de ressources par excellence et un couplage contraignant pour les SMM. Dans l'application envisagée, le principe d'inversion conduit à un choix arbitraire de trois tensions de réglage parmi les quatre issues de la

l'algorithme de commande amont : on évalue alors, après coup, l'influence de ce choix sur le comportement global du système. Ce principe d'inversion semble devoir faire l'objet de travaux ultérieurs : une hiérarchisation dans la priorité des variables à contrôler, une représentation du système sous la forme d'état afin de conclure sur sa commandabilité, sont autant de pistes dans la recherche d'autres solutions pour l'inversion de ce type de couplage. Il est à noter que le projet SMM du nouveau GdR ME2MS (Maîtrise de l'Energie Electrique du Matériau au Système, 2002-2005) a inscrit cette thématique dans ses objectifs. De manière plus générale, il est probable que l'analyse de solutions mises en œuvre sur des systèmes existants viendra encore enrichir encore la démarche et proposer d'autres perspectives pour les problèmes évoqués. A l'inverse, l'utilisation du formalisme SMM, dans sa forme actuelle, pour des systèmes dont les couplages n'ont pas encore trouvé de solutions, semble prometteuse : on citera à titre d'exemple, les travaux sur les machines polyphasées [SEM 02], les systèmes de traction à grand nombre d'actionneurs [BOU 02], les systèmes de type enrouleur-dérouleur [CHA 02, HAK 02]... L'application du formalise SMM à ces systèmes devrait contribuer à son développement naturel.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [ADE 94] Adersa, *Présentation Méthodologie φ -graph*, Documentation de formation Adersa, Groupe indépendant de recherche appliquée en automatique industrielle, Octobre 1994.
- [ARN 97] B. Arnet, M. Jufer, *Torque Control on Electric Vehicles With Separate Wheel Drives*, Proceedings of EPE'97, Trondheim, Vol. 4, pp. 39-40, September 1997.
- [ARN 98] B. Arnet, M. Jufer, *Motor Short-Circuit on Vehicles with Multiple Drives*, Proceedings on CD-ROM, EVS 1998, Brussels (Belgium), September 1998.
- [BAR 97] P. J. Barre, J. P. Hautier, X. Guillaud, B. Lemaire-Semail, *Modelling and Axis Control of Machine Tool for Higher Speed Machine*, Proceedings of IFAC-IMACS CIS'97, Belfort, Vol. 3, pp. 63-68, May 1997.
- [BID 98] P. Bidan, *Contribution à la conception, la modélisation et la commande du groupe motopropulseur automobile et de convertisseurs d'énergie électrique*, Habilitation à Diriger des Recherches, Université Paul Sabatier, Décembre 1998.
- [BIH 94] Le Bihan, *Machine Asynchrone, Commande en courant, Autopilotage fréquentiel*, Revue 3EI, n°1, pp. 49-56, 1994.
- [BIN 99] A. Binder, O. Körner, R. Pfeiffer, A. Jöckel, *Optimum Torque for High-Speed Locomotives: Cardan Hollow shaft or Axle-Hung Drive*, Proceedings on CD-ROM EPE'99, Lausanne, September 1999.
- [BOR 92] P. Borne, G. Dauphin-Tanguy, J.P. Richard, F. Rotella, I. Zambettakis, *Modélisation et identification des processus*, Editions Technip, Paris, 1992.
- [BOS 97] S.G. Bosga, A.J.A. Vandeput, *Asymmetrical Supply During Fault Situations in an Induction Machine Drive System*, Proceedings of EPE'97, Trondheim, Vol. 2, pp. 527-531, September 1997.
- [BOU 95] A. Bouscayrol, *Structures d'alimentation et stratégies de contrôle pour des systèmes multimachines asynchrones : application à la motorisation d'un robot mobile*, Thèse de doctorat, INP Toulouse, n°990, Janvier 1995.
- [BOU 00] A. Bouscayrol, X. Guillaud, J. P. Hautier, Ph. Delarue, *Macro modélisation des conversions électromécaniques: application à la commande des machines électriques*, Revue Internationale de Génie Electrique (RIGE), Vol. 3, n°2, pp. 257-282, Juin 2000.

- [BOU 02] A. Bouscayrol, Ph. Delarue, E. Semail, J.P. Hautier, J.N. Verhille, *Application de la Représentation Énergétique Macroscopique à un Système de Traction Multimachine*, à paraître dans Revue Internationale de Génie Electrique (RIGE), Vol. 5, n°3/4, Octobre 2002.
- [BÜH 86] H. Bülher, *Réglages par mode de glissement*, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1986.
- [BRO 97] F. Brondolo, P. Ferrari, M. Marchesoni, L. Puglisi, *Optimised Fuzzy Algorithm to Control Adhesion Conditions During Starting in AC Drives for Traction Applications*, Proceedings of EPE'97, Trodheim, Vol. 2, pp. 426-431, September 1997.
- [CAR 95] J.P. Caron, J.P. Hautier, *Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone*, Editions Technip, Paris, 1995.
- [CHA 94] J.C. Chauveau, *Systèmes Asservis Linéaires et Non Linéaires*, Collection A. Capliez, Editions Casteilla, Paris, 1994.
- [CHA 02] S. Charlemagne, A. Bouscayrol, K. Jelassi, J.P. Hautier, I. Slama-Belkhodja, *Commande découplée d'un entraînement multimachine pour processus textile*, JTEA'2002, Sousse Nord (Tunisie), Mars 2002.
- [DEG 97] Ph. Degobert, *Formalisme pour la commande des machines électriques alimentées par convertisseurs statiques, application à la commande numérique d'un ensemble machine asynchrone – commutateur de courant*, Thèse de doctorat, Université de Lille 1, Juin 1997.
- [DEG 00] Ph. Degobert, J.P. Hautier, *Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machines in Concordia's Reference Frame with Resonating Currents Controllers*, Proceedings of ICEM'00, Espoo (Finland), August 2000.
- [DEL 95] P. Delarue, R. Bausière, *New control method for active power filter needing line current measurement only*, EPE'95, Sevilla (Spain), pp. 1914-1919, September 1995.
- [DEM 98] A. Demirel, R.N. Tunçay, *A Direct Drive System with Fuzzy Anti Skid Controller for Electric Vehicles*, Proceedings of ICEM'98, Istanbul, pp. 1797-1801, September 1998.
- [EHS 97] M. Ehsani, K.M. Rahman, H.A. Toliyat, *Propulsion System Design of Electric and Hybrid Vehicles*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, no 1, pp. 19-27, February 1997.
- [ELC 93] T. ElchHeb, J.P. Hautier, *Remedial Strategy for Inverter-Induction Machine System Faults using Two-Phase Operation*, Proceedings of EPE'93, Brighton (England), Vol. 4, pp. 151-156, September 1993.

- [ESC 99-1] P. Escané, C. Lochot, M. Pietrzak David, B. de Fornel, *Electromechanical Interactions in a High Speed Railway Traction System – Comparison between Two Drive Control Strategies*, Proceedings Electrimacs'99, Lisbonne, Vol. 3, pp. 117-122, September 1999.
- [ESC 99-2] P. Escané, C. Lochot, M. Pietrzak-David, B. de Fornel, *Electromechanical Interactions in a High Speed Railway Traction System – Comparison between Two Drive Control Structures*, Proceedings on CD-ROM, EPE 1999 Conference, Lausanne (Switzerland), September 1999.
- [FRA 99] B. François, A. Bouscayrol, *Design and modelling of a five-phase voltage-source inverter for two induction motors*, Proceedings on CD-ROM, EPE 1999 Conference, Lausanne (Switzerland), September 1999.
- [FRA 00] B. François, P. Delarue, A. Bouscayrol, J. Niiranen, *Five-leg AC-AC Power Converter: Structure, Modeling and Control*, Proceedings on CD-ROM, IEEE-IAS'2000, Rome, October 2000.
- [GIL 66] J.-Ch. Gille, P. Decaulne, M. Pélégrin, *Méthodes d'étude des systèmes asservis non linéaires*, Deuxième édition, Editions Dunod, Paris, 1966.
- [GRE 97] G. Grellet, G. Clerc, *Actionneurs électriques, Principes, Modèles, Commande*, Editions Eyrolles, Paris, 1997.
- [GUI 94] X. Guillaud, J.P. Hautier, *Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs statiques*, Journal de Physique III, n°4-1994, pp. 805-819, Avril 1994.
- [GUF 99] S. Guffon, A. Sarinana, S. Bacha, J. Davoine, *Sliding Mode Control for Active Filtering with Improvement of the High Frequency Range Spectrum*, Proceedings on CD-ROM of EPE'99, Lausanne, September 1999.
- [HAK 02] H. Koc, D. Knittel, M. de Mathelin, G. Abba, *Modeling and Robust Control of Winding Systems for Elastic Webs*, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 10, no. 2, pp. 197-208, March 2002.
- [HAU 92] J.P. Hautier, *Modulation de largeur d'impulsions à auto-oscillation synchronisée pour la commande des convertisseurs statiques*, C. R. Académie des Sciences Paris, t. 314, Série II, pp. 1407-1412, 1992.
- [HAU 96] J.P. Hautier, J. Faucher, *Le graphe informationnel causal*, Bulletin de l'Union des Physiciens, Vol. 90, pp. 167-189, Juin 1996.
- [HAU 97] J. P. Hautier, J. P. Caron, *Systèmes Automatiques, Tome 2, Commande de processus*, Editions Ellipses, Paris, 1997.

- [HAU 99-1] J.P. Hautier, X. Guillaud, F. Vandecasteele, M. Wulveryck, *Contrôle de grandeurs alternatives par correcteur résonnant*, Revue Internationale de Génie Électrique, Vol. 2, pp 163-183, 1999.
- [HAU 99-2] J.P. Hautier, J.P. Caron, *Convertisseurs statique : méthodologie causale de modélisation et de commande*, Editions Technip, Paris, 1999.
- [HIL 97] R.J. Hill, J.F. de la Vassière, *A Fuzzy Wheel-rail Adhesion Model for Rail Traction*, Proceedings of EPE'97, Trodheim, Vol. 3, pp. 416-421, September 1997.
- [HOR 98] Y. Hori, Y. Toyoda, Y. Tsuruoka, *Traction Control of Electric vehicle : Basic Experimental Results Using the Test EV "UOT Electric March*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, no 5, pp. 1131-1138, September/October 1998.
- [HUA 99] C. Huang, L. Shong, *Control of Tension and Line Speed in Fabric Finishing*, Textile Research Journal, Vol. 69 (10), pp. 714-719, 1999.
- [IAN 99] D. Iannuzzi, E. Pagano, O. Veneri, *Identification Procedure of Friction Forces in Railways Systems*, Proceedings of Electrimacs'99, Lisbon, Vol. 3, pp. 141-145, September 1999.
- [JON 02] W. Jones, *Building Safer Car*, IEEE Spectrum, Vol. 39, no 1, pp. 82-85, January 2002.
- [KAR 91] D. Karnopp, R. Rosenberg, *Systems Dynamics: a Unified Approach*, John Wiley & Sons, 1991.
- [KAS 94] D. Kastha, K. Bose, *Fault Mode Single-Phase Operation of a Variable Frequency Induction Motor Drive and Improvement of Pulsating Torque Characteristics*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, no 2, pp. 426-433, August 1994.
- [KES 58] C. Kessler, *Das Symmetrische Optimum*, Regelungstechnik, Vol. 6, pp. 432-436, 1958.
- [KET 95] K. H. Kettler, *Multisystem Propulsion Concept on the Basis of the Double Star Circuit*, Proceedings of EPE'95, Sevilla (Spain), Vol. 2, pp. 159-166, September 1995.
- [KUR 99] H. Kurz, *Rolling Across Europe's Vanishing Frontiers*, IEEE Spectrum, Vol. 36, no 2, pp. 45-49, February 1999.
- [LEC 99] J.C. Le Claire, *Circuits spécifiques pour la commande de machines à courants alternatifs*, Thèse de l'Université de Nantes, 1999.
- [LEC 00] J.C. Le Claire, S. Siala, J. Saillard, R. Le Doeuff, *Novel analog modulator for PWM control*, Revue Internationale de Génie Electrique, Vol. 3, n°1, 2000.
- [LOC 99] C. Lochot, *Modélisation et caractérisation des phénomènes couplés dans une chaîne de traction ferroviaire asynchrone*, Thèse de Doctorat de l'INP Toulouse, 1999.

- [LOU 88] J. P. Louis, B. Multon, Y. Bonnassieux, M. Lavabre, *Commande des machines à courant continu à vitesse variable*, Traité de Génie Electrique D3610-3611, Techniques de l'Ingénieur, Paris, 1988.
- [MAI 74] J. Mainguenaud, *Cours d'Automatique Tome 4, Systèmes Asservis Non-Linéaires*, Editions Masson, Paris, 1974.
- [MAL 97] L. Malesani, Mattavelli P., *High Performance Hysteresis Modulation Technique for Active Filters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, no 5, pp. 876 –884, September 1997.
- [MAR 93] P. Marino, S. Meo, M. Scarano, *A Stochastic Controller for Anti-skidding Microprocessor system*, Proceedings EPE'93, Brighton, Vol. 3, pp. 162-166, September 1993.
- [MAS 53] S. J. Manson, *Feedback Theory – Some properties of signal flow graphs*, Proceedings IRE 1953.
- [MIL 97] C. Millet, *Contribution à l'Etude d'une Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone*, Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 1997.
- [MOR 95] C. More, *Transmission de Signaux*, Editions Lavoisier TEC&DOC, Paris, 1995.
- [MUL 01] B. Multon, *Motorisation des Véhicules Electriques*, Techniques de l'Ingénieur, Article E3996, Volume E5, Paris, Février 2001.
- [NAS 68] P. Naslin, *Technologie et calcul pratique des systèmes asservis*, Editions Dunod, Paris, 1968.
- [PAG 00] P.R. Pagilla, E.O. King, L.H. Dreinhofer, S.S. Garimella, *Robust Observer-Based Control of an Aluminum Strip Processing Line*, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 36, no 3, pp. 865-870, May/June 2000.
- [PAY 61] H. Paynter, *Analysis and design of engineering systems*, MIT Press, 1961.
- [PIE 99-1] J. Pierquin, A. Bouscayrol, J.P. Hautier, *Commande Optimisée d'un Ensemble Multimoteur dans une Application de Traction Electrique*, JDA'99, Nancy, Actes pp. 245-248, Septembre 1999.
- [PIE 99-2] J. Pierquin, *Commande d'un Système Multimachine Asynchrone dans une Application de Traction Electrique*, Rapport de collaboration entre le L2EP Lille et le LEEI Toulouse dans le cadre du projet SMM du GdR-SDSE, Janvier 2000.
- [PIE 00] J. Pierquin, P. Escané, A. Bouscayrol, M. Pietrzak-David, J. P. Hautier, B. de Fornel, *Behaviour Model Control of a High Speed Railway Traction System*, Proceedings of EPE-PEMC'2000, Kosice (Slovak Republic), Vol. 1, pp. 197-201, September 2000.

- [PIE 01] J. Pierquin, B. Vulturescu, A. Bouscayrol, J.P. Hautier, *Behaviour Model Control Structures for an Electric Vehicle*, Proceedings on CD-ROM of EPE'2001, Graz (Austria), August 2001.
- [PIE 02] J. Pierquin, A. Bouscayrol, Ph. Degobert, J.P. Hautier, B. Robyns, *Torque Control of an Induction Machine based on Resonant Current Controllers*, Proceedings on CD-ROM, ICEM'2002, Bruges (Belgium), August 2002.
- [RAY 97] L.R. RAY, *Nonlinear Tire Force Estimation and Road Friction Identification*, Automation, Vol. 33, no 10, pp. 1819-1833, 1997.
- [RIC 91] J. Richalet, *Pratique de l'identification*, Traité des Nouvelles Technologies, Série Automatique, Editions Hermes, Paris, 1991.
- [ROC 99] A. Roque, J. Esteves, J. Maia, P. Verdelho, *Control Algorithm for an Electric Kart with Two Independents Wheel Drives*, Proceedings of Electrimacs'99, Lisbonne Lisbon, Vol. 3, pp. 257-262, September 1999.
- [ROS 83] R. Rosenberg, D. Karnopp, *Introduction to Physical System Dynamics*, Series in Mechanical Engineering, Mac Graw Hill, 1983.
- [RUB 97] Z. J. Rubin, S. A. Munns, J.J. Moskwa, *The Development of Vehicular Powertrain System Modeling Methodologies : Philosophy and Implementation*, System Automotive Engineering, Paper 971089, 1997.
- [SAT 98] Y. Sato, T. Ishizuka, K. Nezu, T Kataoka, *A New Control Strategy for Voltage-type PWM Rectifiers to Realize Zero Steady-state Control Error in Input Current*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, no 3, pp. 480-485, May/June 1998.
- [SEM 02] E. Semail, X. Kestelyn, J. P. Hautier, *Multi-machine Modelling for Polyphase Machine*, , Proceedings on CD-ROM, ICEM'2002, Bruges (Belgium), August 2002.
- [SMM 00-1] A. Bouscayrol, B. Davat, B. de Fornel, B. François, J. P. Hautier, F. Meibody-Tabar, M Pietrzak-David, *Multi-machine Multi-converter System : Application for Electromechanical Drives*, EPJ Applied Physics, Vol. 10, no 2, pp. 131-147, May 2000.
- [SMM 00-2] A. Bouscayrol, B. Davat, B. de Fornel, B. François, J. P. Hautier, F. Meibody-Tabar, M Pietrzak-David, *Multi-machine Multi-converter System for drives: analysis of coupling by a global modelling*, Proceedings on CD-ROM, IEEE-IAS'2000, Rome, October 2000.
- [SMM 01-1] A. Bouscayrol, B. Davat, B. de Fornel, B. François, J. P. Hautier, F. Meibody-Tabar, E. Monmasson, M. Pietrzak-David, H. Razik, *Control structures for multi-machine multi-converter systems with downstream coupling*, Proceedings on CD-ROM, EPE'2001 Conference, Graz (Austria), August 2001.

- [SMM 01-2] A. Bouscayrol, B. Davat, P. Escané, B. de Fornel, B. François, D. Hadiouche, J.P. Hautier, F. Meibody-Tabar, E. Monmasson, N. Moubayed, V. de Olivera, R. Pena-Eguiluz, J. Pierquin, M. Pietrzak-David, H. Razik, *Structures de commande des Systèmes Multi-machines Multi-convertisseurs*, Journée du GDR-SDSE, Actes pp. 87-92, Lyon, Décembre 2001, (communication commune du GREEN Nancy, L2EP Lille et LEEI Toulouse dans le cadre du projet SMM du GdR-SDSE).
- [STE 98] I. Stephan, C. Forgez, B. Lemaire-Semail, X. Guillaud, *Comparison Between Neural Compensation and Internal Model Control for Induction Machine Drive*, Proceedings of ICEM'98, Istanbul, pp. 1330-1334, September 1998.
- [TAN 99] G. Dauphin, *Les Bonds Graphs et leur application en mécatronique*, Techniques de l'Ingénieur, Article S7222, Vol. S1, Paris, Septembre 1999.
- [TOU 02] A. Tounzi, A. Bouscayrol, Ph. Delarue, C. Brocart, J.B. Tristch, *Simulation of an Induction Machine Wind Generation System based on an Energetic Macroscopic Representation*, Proceedings on CD-ROM, ICEM'2002, Bruges (Belgium), August 2002.
- [VAN 01] G. M. van der Molen, M. R. Katebi, *Hierarchical Modelling and Interactive Simulation of Complex Systems*, 4th International Training Course on Hot and Cold Mill Control And Technology, Glasgow (Scotland), paper no 19, September 2001.
- [VAN 98] F. Vandecasteele, *Alimentation optimisée d'une machine asynchrone diphasée à commande vectorielle*, Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 1998.
- [VAS 92] P. Vas, *Electrical Machines and Drives, a Space-Vector Theory Approach*, Oxford University Press, 1992.
- [VUL 00] B. Vulturescu, A Bouscayrol, X. Guillaud, F. Ionescu, J. P. Hautier, *Behaviour Model Control of DC machine*, ICEM'2000, Espoo (Finland), pp. 427-431, August 2000.
- [VUL 02] B. Vulturescu, *Contribution à la commande robuste des systèmes électromécaniques par la méthode du modèle de comportement. Application à la commande des systèmes multimachines*, Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Mars 2002.
- [WUL 00] M. Wulveryck, *Contrôle de courants alternatifs par correcteur résonnant multifréquentiel. Application à la commande de systèmes électrotechniques non linéaires*, Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Décembre 2000.

ANNEXE 1

**Mise en évidence des contraintes imposées par
l'utilisation d'un onduleur quatre bras pour
l'alimentation de deux machines asynchrones**

ANNEXE 1

Mise en évidence des contraintes imposées par l'utilisation d'un onduleur quatre bras pour l'alimentation de deux machines asynchrones

On propose ici de mettre en évidence les contraintes imposées par l'utilisation d'un onduleur possédant quatre bras dans l'alimentation de deux machines asynchrones (Figure A1.1). La tension commune u_{23} imposée aux deux machines ne permet pas un contrôle complètement dissocié des deux moteurs. On fait le choix d'exprimer ces contraintes dans le repère de Concordia avec l'objectif ultérieur de synthétiser une commande de machine asynchrone dans ce repère (cf. chapitre 4).

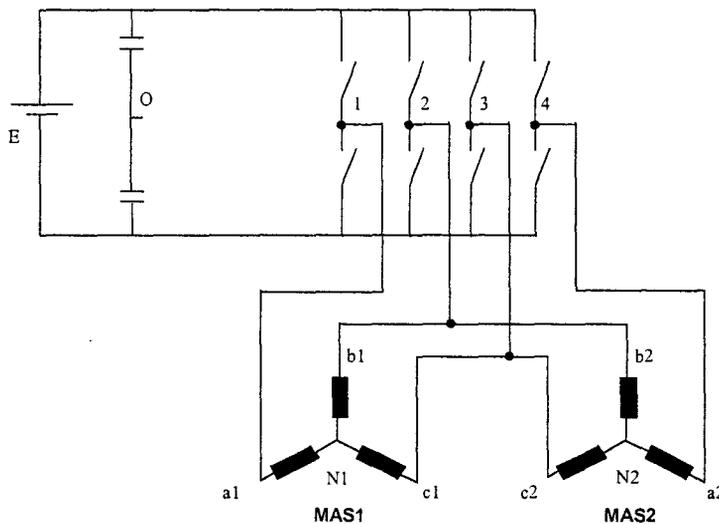


Figure A1.1 Alimentation de deux machines asynchrone par un onduleur 4 bras

Le convertisseur est idéalisé : on considère que cette structure de puissance est capable de générer trois tensions composées de manière indépendante, tensions que l'on exprime à travers le vecteur \underline{u}_{1234} :

$$\underline{u}_{1234} = \begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \\ u_{42} \end{bmatrix} \quad (\text{A1.1})$$

On exprime les tensions imposées aux deux machines dans le repère de Concordia à l'aide des vecteurs $\underline{v}_{s1\alpha\beta}$ et $\underline{v}_{s2\alpha\beta}$:

$$\underline{v}_{s1\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{s1\alpha} \\ v_{s1\beta} \end{bmatrix} ; \quad \underline{v}_{s2\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{s2\alpha} \\ v_{s2\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{A1.2})$$

L'objectif est d'exprimer ces deux vecteurs en fonction de \underline{u}_{1234} : ce passage s'effectue à l'aide de relations de passage classiques (transformation de Concordia et transformation Etoile-Triangle) et grâce à l'expression matricielle des contraintes induites par l'utilisation commune de deux bras d'onduleur (cf. Figure A1.2).

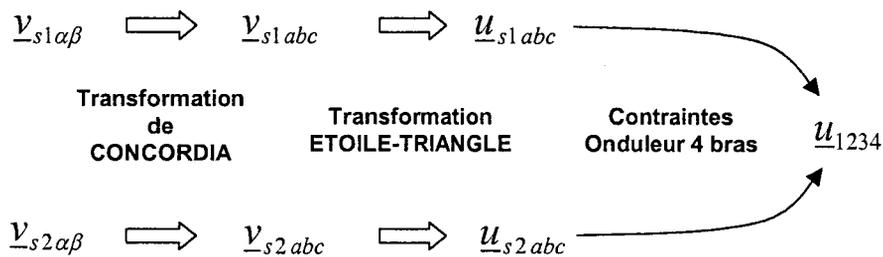


Figure A1.2 Relations de passage

A1.1. Transformation de Concordia

La transformée de Concordia permet de passer du système de tensions simples \underline{v}_{sabc} appliquées à la machine au système $\underline{v}_{s\alpha\beta 0}$ de tensions exprimées dans le repère de Concordia selon l'équation [CAR 95] :

$$\underline{v}_{s\alpha\beta 0} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \underline{v}_{sabc} \quad (\text{A1.3})$$

En l'absence de composante homopolaire, on définit une matrice T_{23} permettant le passage du système $\underline{v}_{s\alpha\beta}$ au système \underline{v}_{sabc} :

$$\underline{v}_{s\alpha\beta} = T_{23} \underline{v}_{sabc} \quad (\text{A1.4})$$

avec:

$$T_{23} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A1.5})$$

En tenant compte des deux machines, on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} \underline{v}_{s1\alpha\beta} \\ \underline{v}_{s2\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [T_{23}] & [0]_{2*3} \\ [0]_{2*3} & [T_{23}] \end{bmatrix}_{4*6} \begin{bmatrix} \underline{v}_{s1abc} \\ \underline{v}_{s2abc} \end{bmatrix} \quad (\text{A1.6})$$

A1.2. Transformation étoile-triangle

En considérant une nouvelle fois que la composante homopolaire est nulle, le système de tensions composées imposées à une machine peut se réduire à l'expression :

$$\underline{u}_{s1abc} = \begin{bmatrix} u_{s1ab} \\ u_{s1bc} \end{bmatrix} \quad (\text{A1.7})$$

Le passage du système de tensions simples au système de tensions composées se fait grâce à la matrice Δ_{32} selon l'expression :

$$\underline{v}_{s1abc} = \Delta_{32} \underline{u}_{s1abc} \quad (\text{A1.8})$$

avec :

$$\Delta_{32} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{A1.9})$$

En tenant compte des deux machines, on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} \underline{v}_{s1abc} \\ \underline{v}_{s2abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\Delta_{32}] & [0]_{3*2} \\ [0]_{3*2} & [\Delta_{32}] \end{bmatrix}_{6*4} \begin{bmatrix} \underline{u}_{s1abc} \\ \underline{u}_{s2abc} \end{bmatrix} \quad (\text{A1.10})$$

A1.3. Contrainte matricielle imposée par la structure de puissance

Les contraintes liées à la structure de puissance (mise en commun des bras d'onduleur 2 et 3), sont représentées par la matrice $[C]$. Cette matrice permet le passage des systèmes de tensions composées appliquées aux deux machines, au système de tensions délivrées par l'onduleur selon l'équation :

$$\begin{bmatrix} \underline{u}_{s1abc} \\ \underline{u}_{s2abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{s1ab} \\ u_{s1bc} \\ u_{s2ab} \\ u_{s2bc} \end{bmatrix} = [C]_{4*3} \begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \\ u_{42} \end{bmatrix} = [C]_{4*3} \underline{u}_{1234} \quad (\text{A1.11})$$

avec :

$$[C]_{4*3} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}_{4*3} \quad (\text{A1.12})$$

A1.4. Transformation globale

La transformation globale, permettant le passage des vecteurs tension exprimés dans le repère de Concordia au système de tensions délivrées par l'onduleur, s'exprime sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \underline{v}_{s1\alpha\beta} \\ \underline{v}_{s2\alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [T_{23}] & [0]_{2*3} \\ [0]_{2*3} & [T_{23}] \end{bmatrix}_{4*6} \begin{bmatrix} [\Delta_{32}] & [0]_{3*2} \\ [0]_{3*2} & [\Delta_{32}] \end{bmatrix}_{6*4} C_{4*3} \underline{u}_{1234} \quad (\text{A1.13})$$

ce qui donne, tous calculs faits :

$$\begin{bmatrix} v_{s1\alpha} \\ v_{s1\beta} \\ v_{s2\alpha} \\ v_{s2\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2\sqrt{6}}{9} & -\frac{\sqrt{6}}{18} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{6}}{18} & \frac{2\sqrt{6}}{9} \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \\ u_{42} \end{bmatrix} \quad (\text{A1.14})$$

On remarque que les deux tensions $v_{s1\beta}$ et $v_{s2\beta}$ sont égales selon l'expression :

$$v_{s1\beta} = v_{s2\beta} = v_{s\beta} = \frac{\sqrt{2}}{2} u_{23} \quad (\text{A1.15})$$

Comme il a été démontré au chapitre 4, cette contrainte constitue une perte de degré de liberté dans la commande des deux machines. Le système de tensions dans le repère de Concordia est donc d'ordre 3. On l'exprime sous la forme finale :

$$\underline{v}_{s12\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{s1\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{s2\alpha} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2\sqrt{6}}{9} & -\frac{\sqrt{6}}{18} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{6}}{18} & \frac{2\sqrt{6}}{9} \end{bmatrix} \underline{u}_{1234} \quad (\text{A1.16})$$

La matrice 3*3 de transformation globale est inversible. La relation de transformation inverse s'exprime alors sous la forme :

$$\underline{u}_{1234} = \begin{bmatrix} \frac{3\sqrt{6}}{4} & \frac{\sqrt{2}}{4} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{4} & \frac{3\sqrt{6}}{4} \end{bmatrix} \underline{v}_{s12\alpha\beta} \quad (\text{A1.17})$$

ANNEXE 2

Méthode d'étude de systèmes non linéaires ou Méthode du Premier Harmonique

ANNEXE 2

Méthode d'étude de systèmes non linéaires ou Méthode du Premier Harmonique

On entend par système non linéaire, un système qui ne satisfait pas aux conditions de linéarité et en particulier au théorème de superposition. Intrinsèquement, la plupart des systèmes physiques sont non linéaires. On distinguera néanmoins les cas où la non-linéarité est "accidentelle" [CHA 94] (donc non désirée), des cas où cette non-linéarité est "fonctionnelle". Un exemple de non-linéarité fonctionnelle est celui du convertisseur statique, tel qu'il a été présenté chapitre 2 : les systèmes traités dans cette annexe sont directement issus des structures de courant à mode auto-oscillant étudiées dans ce chapitre. Une méthode se prêtant particulièrement bien à l'étude de ces structures (ou la maîtrise du spectre de commutation est primordiale) est la méthode dite du "premier harmonique".

A2.1. Notion de gain complexe équivalent d'une non-linéarité séparable

L'étude d'un système par cette méthode nécessite la validation de certaines hypothèses :

- la non-linéarité affectant le fonctionnement du processus doit être "séparable", c'est-à-dire qu'on peut la distinguer de la partie linéaire du système,
- le système est autonome (ou à entrée nulle).

La Figure A2.1 met en évidence les conditions à respecter pour permettre une étude au sens du premier harmonique.

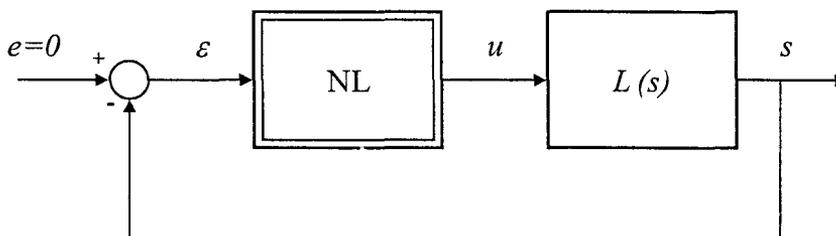


Figure A2.1 Système autonome à non-linéarité séparable

Paradoxalement, la vérification de ces seules hypothèses ne garantit pas les résultats donnés par la méthode : il s'agit ici d'une méthode approchée dont l'utilisation répandue montre qu'elle donne de bons résultats dans un grand nombre de cas. L'hypothèse intrinsèque de la méthode est relative au comportement de la partie linéaire du système : celui-ci doit être suffisamment sélectif pour que le signal d'erreur ε puisse être considéré comme sinusoïdal (premier harmonique) de telle sorte qu'on puisse écrire :

$$\varepsilon = \varepsilon_1 \sin(\omega t) \quad (\text{A2.1})$$

La sortie u de la non-linéarité s'écrit alors :

$$u = u_o + \sum_{k=1}^{\infty} (A_k \sin(k\omega t) + B_k \cos(k\omega t)) \quad (\text{A2.2})$$

où u_o représente la valeur moyenne du signal de sortie et A_k et B_k les composantes classiques du développement en série de Fourier.

La transmittance de la non-linéarité (ou gain complexe équivalent) est alors donnée par :

$$N(\varepsilon_1) = \frac{A_1 + jB_1}{\varepsilon_1} \quad (\text{A2.3})$$

A2.2. Gain complexe équivalent d'une non-linéarité asymétrique

Nous nous proposons ici de déterminer le gain complexe équivalent de la non-linéarité asymétrique définie au chapitre 2 et représentée Figure A2.2.

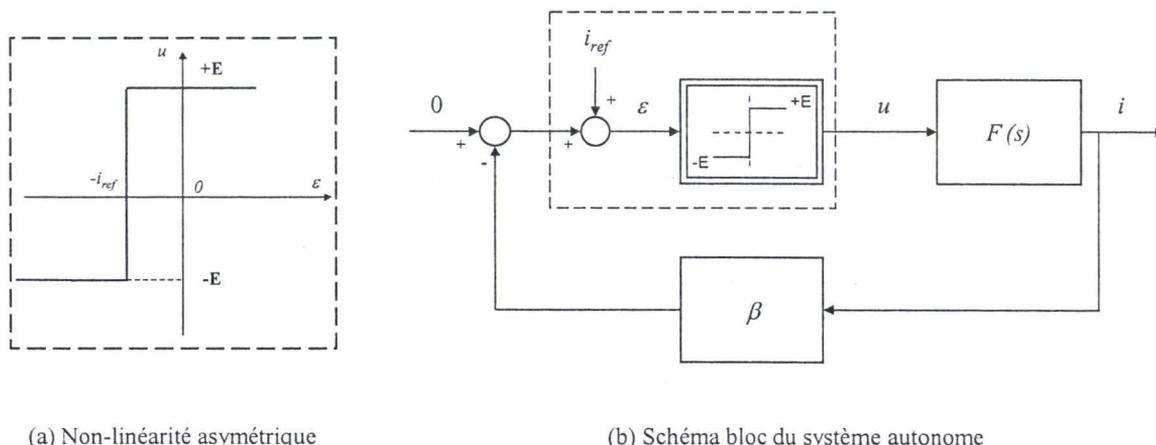


Figure A2.2 Mise en évidence d'une non-linéarité asymétrique

Pour déterminer le gain complexe de cette non-linéarité, on détermine graphiquement l'allure de la sortie u pour un signal d'entrée ε sinusoïdal (Figure A2.3).

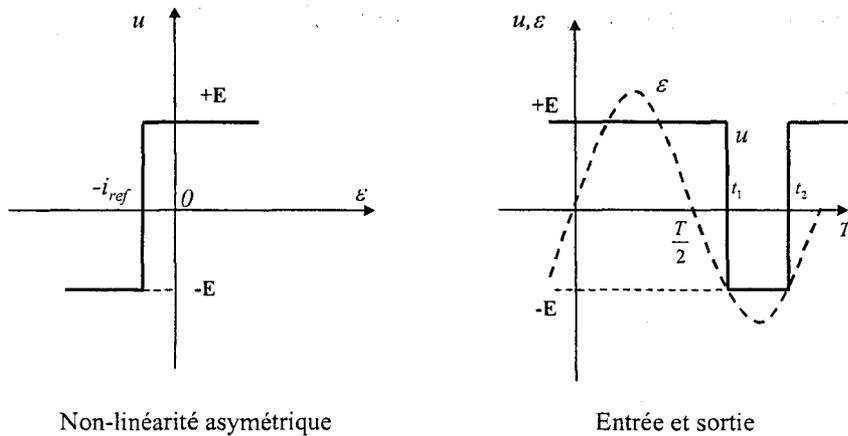


Figure A2.3 Non-linéarité asymétrique : effet sur la grandeur de sortie

On exprime alors A_1 et B_1 selon les expressions :

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin(\omega t) dt \\ B_1 &= \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \cos(\omega t) dt \end{aligned} \quad (\text{A2.4})$$

La fonction $u(t)$ n'admet aucune symétrie ; les termes A_1 et B_1 s'écrivent alors :

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{2}{T} \left[\int_0^{t_1} E \sin(\omega t) dt - \int_{t_1}^{t_2} E \sin(\omega t) dt + \int_{t_2}^T E \sin(\omega t) dt \right] \\ B_1 &= \frac{2}{T} \left[\int_0^{t_1} E \cos(\omega t) dt - \int_{t_1}^{t_2} E \cos(\omega t) dt + \int_{t_2}^T E \cos(\omega t) dt \right] \end{aligned} \quad (\text{A2.5})$$

En posant :

$$\alpha = \omega t_1 = -\arcsin\left(\frac{i_{ref}}{\varepsilon_1}\right) \quad (\text{A2.6})$$

l'expression (A2.5) devient, après calculs :

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{4E}{\pi} \cos(\alpha) \\ B_1 &= 0 \end{aligned} \quad (\text{A2.7})$$

Le gain équivalent complexe de la non-linéarité peut alors se mettre sous la forme :

$$N(\varepsilon_1) = \frac{4E}{\pi} \cos(\alpha) \quad (\text{A2.8})$$

On remarque alors que la partie imaginaire du gain complexe est nulle.

A2.3. Condition d'auto-oscillation

On considère le système à non-linéarité séparable donné Figure A2.1. La condition pour que ce système admette une oscillation entretenue ou *auto-oscillation* est donnée par [CHA 94] :

$$L(j\omega) = -\frac{1}{N(\varepsilon_1)} \quad (\text{A2.9})$$

Dans l'application envisagée, la partie linéaire du processus s'exprime sous la forme :

$$L(j\omega) = F(j\omega) \beta(j\omega) \quad (\text{A2.10})$$

où $F(j\omega)$ désigne la fonction de transfert reliant tension et courant pour une charge de type RL et $\beta(j\omega)$ l'élément d'insertion conditionnant la fréquence d'auto-oscillation dans le cadre de l'asservissement de courant considéré au chapitre 2 (Figure A2.2).

En considérant la non-linéarité traitée Figure A2.2, la condition d'auto-oscillation est donnée par :

$$F(j\omega) \beta(j\omega) = -\frac{\pi}{4E \cos(\alpha)} \quad (\text{A2.11})$$

La pulsation d'auto-oscillation ω_{osc} vérifie alors :

$$\arg(F(j\omega_{osc}) \beta(j\omega_{osc})) = -\pi \quad (\text{A2.12})$$

On considère la valeur de ω_{osc} pour deux éléments d'insertion distincts : un filtre linéaire d'ordre deux et un échantillonneur-bloqueur d'ordre 0.

A2.3.1. Pulsation d'auto-oscillation $\omega_{f\text{osc}}$ pour un filtre linéaire d'ordre 2

L'élément d'insertion β_f considéré ici est un filtre du second ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$\beta_f(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n}s + \frac{s^2}{\omega_n^2}} \quad (\text{A2.13})$$

où ξ et ω_n désignent respectivement le coefficient d'amortissement et la pulsation naturelle du filtre.

La partie linéaire du système vaut alors :

$$L(s) = F(s) \beta_f(s) = \frac{1}{R} \frac{1}{1 + \tau s} \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_o}s + \frac{s^2}{\omega_o^2}} \quad (\text{A2.14})$$

où τ désigne la constante de temps de la charge RL .

En posant $s = j\omega$, cette fonction de transfert devient :

$$L(j\omega) = \frac{1}{R} \frac{1}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} - \frac{2\tau\xi\omega^2}{\omega_n}\right) + j\left(\frac{2\xi\omega}{\omega_n} + \tau\omega\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)\right)} \quad (\text{A2.15})$$

On déduit de cette expression l'argument de $L(j\omega)$:

$$\arg[L(j\omega)] = - \text{Arctg} \left(\frac{\tau\omega \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right) + \frac{2\xi\omega}{\omega_n}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} - \frac{2\tau\xi\omega^2}{\omega_n}} \right) \quad (\text{A2.16})$$

La pulsation d'auto-oscillation $\omega_{f\text{osc}}$ vérifiera l'équation (A2.12), c'est à dire :

$$\tau\omega_{f\text{osc}} \left(1 - \frac{\omega_{f\text{osc}}^2}{\omega_n^2}\right) + \frac{2\xi\omega_{f\text{osc}}}{\omega_n} = 0 \quad (\text{A2.17})$$

dont on déduit finalement :

$$\omega_{f_{osc}} = \omega_n \sqrt{1 + \frac{2\xi}{\omega_n \tau}} \quad (\text{A2.18})$$

A2.3.2. Pulsation d'auto-oscillation $\omega_{h_{osc}}$ pour un échantillonneur bloqueur

On remplace, par rapport à la structure analogique précédente, le filtre du second ordre par un échantillonneur-bloqueur d'ordre 0 et de transmittance :

$$\beta_h(p) = \frac{1 - e^{-T_e s}}{s} \quad (\text{A2.19})$$

où T_e désigne la période d'échantillonnage.

On cherche alors à déterminer la pulsation $\omega_{h_{osc}}$ vérifiant l'équation (A2.12), c'est-à-dire :

$$\arg[F(j\omega_{h_{osc}})\beta_h(j\omega_{h_{osc}})] = -\pi \quad (\text{A2.20})$$

On suppose, pour simplifier le calcul, que la fonction de transfert associée à la charge apporte un déphasage de $-\pi/2$ à la pulsation d'auto-oscillation c'est-à-dire :

$$\arg[F(j\omega_{h_{osc}})] = -\frac{\pi}{2} \quad (\text{A2.21})$$

Cette hypothèse équivaut à considérer que la constante de temps électrique du système est très supérieure à la période de modulation (hypothèse classique en électrotechnique) de sorte que $\omega_{h_{osc}}$ vérifie :

$$\text{Arg}[\beta_h(\omega_{h_{osc}})] = -\frac{\pi}{2} \quad (\text{A2.22})$$

En posant $s = j\omega$, $\beta_h(j\omega_{h_{osc}})$ s'exprime sous la forme :

$$\beta_h(j\omega_{h_{osc}}) = j(\cos(T_e \omega_{h_{osc}}) - \frac{1}{\omega_{h_{osc}}}) + \sin(T_e \omega_{h_{osc}}) \quad (\text{A2.23})$$

Son argument vaut :

$$\text{Arg}(\beta_h(j\omega_{hosc})) = \text{Arctg} \left(\frac{\cos(T_e \omega_{hosc}) - \frac{1}{\omega_{hosc}}}{\sin(T_e \omega_{hosc})} \right) \quad (\text{A2.24})$$

Pour que l'équation (A2.22) soit respectée, il est nécessaire que :

$$\left(\frac{\cos(T_e \omega_{hosc}) - \frac{1}{\omega_{hosc}}}{\sin(T_e \omega_{hosc})} \right) \rightarrow -\infty \quad (\text{A2.25})$$

ce qui est vérifié pour :

$$\omega_{hosc} = \frac{\pi}{T_e} \quad (\text{A2.26})$$

ANNEXE 3

Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Concordia lié au stator

ANNEXE 3

Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Concordia lié au stator

La machine asynchrone considérée est classique : elle est constituée d'un stator triphasé (induit) et d'un rotor à cage ; l'entrefer est constant et le nombre de paires de pôles est égal à deux. La modélisation électromagnétique repose sur les hypothèses classiques : circuit magnétique non saturé, perméance constante, effets d'encoches négligés, force magnétomotrice d'entrefer à répartition spatiale sinusoïdale [CAR 95]. Il en découle les conséquences elles-mêmes classiques sur l'additivité des flux associés aux différents courants, la caractérisation des couplages par coefficients de mutuelle induction, la représentation des flux d'induction par un vecteur spatial. La machine est décrite dans l'espace électrique (cf. Figure A3.1.a) par :

- trois enroulements identiques pour les phases statoriques dont les axes ($\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$) sont distants deux à deux d'un angle égal à $2\pi/3$;
- trois enroulements rotoriques équivalents, rendant compte strictement du comportement de la cage, et dont les axes ($\vec{R}_a, \vec{R}_b, \vec{R}_c$) sont également distants deux à deux d'un angle égal à $2\pi/3$.

Avec ces hypothèses, on désigne dans la suite du texte :

- v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} : tensions statoriques,
 i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : courants statoriques,
 v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} : tensions rotoriques (nulles pour la machine à cage),
 i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : courants rotoriques,
 R_s : résistance d'une phase statorique,
 R_r : résistance d'une phase rotorique,
 L_s : inductance cyclique statorique,
 L_r : inductance cyclique rotorique,
 M : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor,
 Ω_m : vitesse angulaire mécanique,
 ω : vitesse angulaire électrique ($\omega = p \Omega_m$),
 θ : angle électrique entre \vec{S}_a et \vec{R}_a ,
 c_e : couple électromagnétique développé sur le rotor.

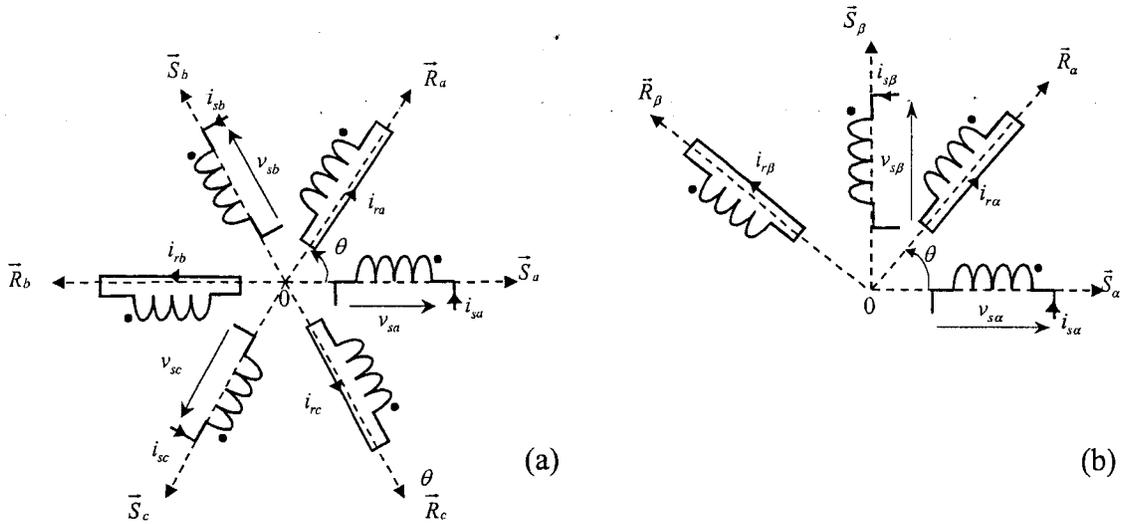


Figure A3.1 Représentation de la machine asynchrone dans l'espace électrique

L'application de la transformation de Concordia au stator conduit à définir une machine diphasée équivalente décrite dans l'espace électrique (cf. Figure A3.1.b) par :

- deux enroulements identiques pour les phases statoriques dont les axes ($\vec{S}_\alpha, \vec{S}_\beta$) sont distants d'un angle égal à $\pi/2$,
- d'un enroulement homopolaire d'axe \vec{S}_o orthogonal au plan (α, β) ,
- deux enroulements identiques pour les phases rotoriques dont les axes ($\vec{R}_\alpha, \vec{R}_\beta$) sont distants d'un angle égal à $\pi/2$, et qui tournent à ω par rapport à ($\vec{S}_\alpha, \vec{S}_\beta$).

Cette transformation, décrite par une matrice orthogonale T , maintient l'équivalence énergétique entre la machine naturelle et la machine diphasée ; toute grandeur du repère (α, β, o) du stator s'écrit en fonction de celle du repère (a, b, c) , soit :

$$[x_{\alpha\beta o}] = T[x_{abc}] \quad (\text{A3.1})$$

pour $x = (v, i, \phi)$ avec :

$$T = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A3.2})$$

On fait le choix de modéliser la machine dans le repère (α, β) du stator, Pour cette nouvelle représentation, on désigne, dans le suite de texte :

$v_{s\alpha} v_{s\beta}$: tensions statoriques dans le repère $(\bar{S}_\alpha, \bar{S}_\beta)$,
 $i_{s\alpha} i_{s\beta}$: courants statoriques dans le repère $(\bar{S}_\alpha, \bar{S}_\beta)$,
 $v_{r\alpha} v_{r\beta}$: tensions rotoriques dans le repère $(\bar{S}_\alpha, \bar{S}_\beta)$, nulles pour la machine à cage,
 $i_{r\alpha} i_{r\beta}$: courants rotoriques dans le repère $(\bar{S}_\alpha, \bar{S}_\beta)$,
 $\phi_{s\alpha} \phi_{s\beta}$: flux statoriques dans le repère $(\bar{S}_\alpha, \bar{S}_\beta)$,
 $\phi_{r\alpha} \phi_{r\beta}$: flux rotoriques dans le repère $(\bar{S}_\alpha, \bar{S}_\beta)$.

Enfin, le modèle est construit selon les variables d'état courant statorique i_s et flux rotorique ϕ_r : ce choix est dicté par la volonté de juxtaposer au mieux les algorithmes de commande issus du modèle, et ceux déjà développés sur une machine synchrone à pôle lisses dans le même repère [DEG 00].

A3.1. Equation des tensions

Les équations des tensions statoriques exprimées dans le repère de Concordia lié au stator prennent la forme devenue classique [VAS 90, GRE 97] :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \end{array} \right. \quad (A3.3)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + p\Omega_m \phi_{r\beta} = 0 \\ v_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - p\Omega_m \phi_{r\alpha} = 0 \end{array} \right. \quad (A3.4)$$

On fait le choix d'exprimer ces systèmes de tensions selon les vecteurs d'état $(i_{s\alpha} i_{s\beta})$ et $(\phi_{r\alpha} \phi_{r\beta})$. Pour y parvenir, on exprime les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants qui leur ont donné naissance selon les expressions :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \end{array} \right. \quad (A3.5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{array} \right. \quad (A3.6)$$

ce qui nous permet de déduire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{s\alpha} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r}\right) i_{s\alpha} + \frac{M}{L_r} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = \left(L_s - \frac{M^2}{L_r}\right) i_{s\beta} + \frac{M}{L_r} \phi_{r\beta} \end{array} \right. \quad (A3.7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{r\alpha} = \frac{1}{L_r} \phi_{r\alpha} - \frac{M}{L_r} i_{s\alpha} \\ i_{r\beta} = \frac{1}{L_r} \phi_{r\beta} - \frac{M}{L_r} i_{s\beta} \end{array} \right. \quad (A3.8)$$

En remplaçant $\phi_{s\alpha}$, $\phi_{s\beta}$, $i_{r\alpha}$ et $i_{r\beta}$ (par les expressions obtenues en (A3.7) et (A3.8)) dans les équations des tensions, ces dernières prennent la forme :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\alpha} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} \end{cases} \quad (\text{A3.9})$$

$$\begin{cases} v_{r\alpha} = -R_r \frac{M}{L_r} i_{s\alpha} + \frac{R_r}{L_r} \phi_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + p\Omega_m \phi_{r\beta} = 0 \\ v_{r\beta} = -R_r \frac{M}{L_r} i_{s\beta} + \frac{R_r}{L_r} \phi_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - p\Omega_m \phi_{r\alpha} = 0 \end{cases} \quad (\text{A3.10})$$

L'association des équations (A3.9) et (A3.10) nous permet d'exprimer les tensions statoriques sous la forme :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{s\alpha} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{di_{s\alpha}}{dt} - R_r \frac{M}{L_r^2} \phi_{r\alpha} - p\Omega_m \frac{M}{L_r} \phi_{r\beta} \\ v_{s\beta} = (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{s\beta} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{di_{s\beta}}{dt} - R_r \frac{M}{L_r^2} \phi_{r\beta} + p\Omega_m \frac{M}{L_r} \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{A3.11})$$

En posant classiquement [MIL 97, VAS 90] :

$$R_{sr} = R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \quad (\text{A3.12}) \quad \sigma = (1 - \frac{M^2}{L_s L_r}) \quad (\text{A3.13})$$

les équations des tensions prennent alors la forme définitive :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_{sr} i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + e_{s\alpha} \\ v_{s\beta} = R_{sr} i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + e_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{A3.14})$$

où : R_{sr} désigne la résistance totale ramenée au stator,
 σL_s désigne l'inductance de fuite totale ramenée au stator,
 $e_{s\alpha}$ $e_{s\beta}$ désignent les termes de couplage entre les deux axes selon l'équation (A3.15).

$$\begin{cases} e_{s\alpha} = -R_r \frac{M}{L_r^2} \phi_{r\alpha} - p\Omega_m \frac{M}{L_r} \phi_{r\beta} \\ e_{s\beta} = -R_r \frac{M}{L_r^2} \phi_{r\beta} + p\Omega_m \frac{M}{L_r} \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{A3.15})$$

Un dernier développement de ces termes est obtenu, chapitre 4, en exprimant les composantes cartésiennes du flux dans le repère $(\vec{S}_\alpha, \vec{S}_\beta)$ en fonction de ses coordonnées polaires selon :

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \phi_r \cos(\theta_s) \\ \phi_{r\beta} = \phi_r \sin(\theta_s) \end{cases} \quad (\text{A3.16})$$

où ϕ_r désigne le module du flux rotorique et θ_s sa position angulaire instantanée par rapport à \vec{S}_α (Figure A3.2).

Une analyse plus fine sur le sens physique de ces termes de couplage est donnée au chapitre 4.

A3.2. Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple résultant du choix des variables d'état i_s et ϕ est donnée par [CAR 95, GRE 97] :

$$c_e = p \frac{M}{L_r} (\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{A3.17})$$

En prenant en compte l'expression des composantes du flux rotorique donnée (A3.16), cette équation peut également se mettre sous la forme :

$$c_e = p \frac{M}{L_r} \phi_r (i_{s\beta} \cos(\theta_s) - i_{s\alpha} \sin(\theta_s)) \quad (\text{A3.18})$$

A3.3. Expression du flux rotorique

On fait le choix d'exprimer le flux rotorique à l'aide de ses coordonnées polaires (module ϕ_r et position θ_s) dans le repère $(\vec{S}_\alpha, \vec{S}_\beta)$. Ce choix est à l'origine de la représentation donnée Figure A3.2.

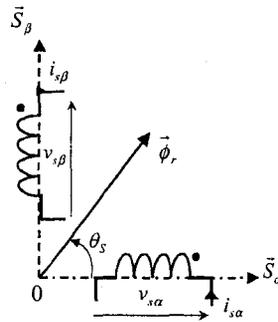


Figure A3.2 Position du flux rotorique dans le repère $(\bar{S}_\alpha, \bar{S}_\beta)$.

A3.3.1. Position angulaire du flux rotorique

Les équations différentielles régissant l'évolution du flux rotorique dans la machine sont données par l'expression (A3.10). En multipliant chaque équation par $\phi_{r\beta}$ et $\phi_{r\alpha}$ respectivement, on obtient :

$$\begin{cases} R_r \frac{M}{L_r} i_{s\alpha} \phi_{r\beta} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{r\alpha} \phi_{r\beta} - \phi_{r\beta} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} - p\Omega_m \phi_{r\beta}^2 = 0 \\ R_r \frac{M}{L_r} i_{s\beta} \phi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{r\beta} \phi_{r\alpha} - \phi_{r\alpha} \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} + p\Omega_m \phi_{r\alpha}^2 = 0 \end{cases} \quad (\text{A3.19})$$

En soustrayant ces deux équations terme à terme, on obtient :

$$p\Omega_m (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) - \left(\phi_{r\beta} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} - \phi_{r\alpha} \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} \right) = R_r \frac{M}{L_r} (i_{s\alpha} \phi_{r\beta} - i_{s\beta} \phi_{r\alpha}) \quad (\text{A3.20})$$

On reconnaît, dans la relation précédente, le module du flux rotorique :

$$\phi_r = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \quad (\text{A3.21})$$

ainsi que l'expression du couple donnée (A3.18) ; l'équation (A3.20) devient alors :

$$p\Omega_m \phi_r^2 - \left(\phi_{r\beta} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} - \phi_{r\alpha} \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} \right) = \frac{R_r}{p} c_e \quad (\text{A3.22})$$

En remplaçant $\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$ par leurs expressions (A3.16) et en menant le calcul à son terme, on obtient :

$$p\Omega_m \phi_r^2 - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_r^2 = \frac{R_r}{p} c_e \quad (\text{A3.23})$$

ce qui nous permet d'exprimer la position angulaire instantanée du flux rotorique par :

$$\theta_s = \int \frac{R_r}{p\phi_r^2} c_e + p\Omega_m \quad (\text{A3.24})$$

On retrouve ici les relations de cinétique interne classiques de contrôles vectoriels imposant le flux rotorique dans la machine asynchrone [CAR 95]. Le terme proportionnel à c_e est quelque fois appelé pulsation de glissement [GRE 97] et s'exprime sous la forme :

$$\omega_r = \frac{R_r}{p\phi_r^2} c_e \quad (\text{A3.25})$$

A3.3.2. Module du flux rotorique

Les équations différentielles régissant l'évolution du flux rotorique dans la machine sont données par l'expression (A3.10). En multipliant chaque équation respectivement par $\phi_{r\alpha}$ et $\phi_{r\beta}$, on obtient :

$$\begin{cases} R_r \frac{M}{L_r} i_{s\alpha} \phi_{r\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{r\alpha}^2 - \phi_{r\alpha} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} - p\Omega_m \phi_{r\beta} \phi_{r\alpha} = 0 \\ R_r \frac{M}{L_r} i_{s\beta} \phi_{r\beta} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{r\beta}^2 - \phi_{r\beta} \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} + p\Omega_m \phi_{r\beta} \phi_{r\alpha} = 0 \end{cases} \quad (\text{A3.26})$$

En sommant les membres de l'équation (A3.26), on obtient :

$$\frac{R_r}{L_r} (\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2) + \phi_{r\alpha} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \phi_{r\beta} \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = R_r \frac{M}{L_r} i_{s\beta} \phi_{r\beta} + R_r \frac{M}{L_r} i_{s\alpha} \phi_{r\alpha} \quad (\text{A3.27})$$

En faisant l'hypothèse supplémentaire :

$$\phi_{r\alpha} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \phi_{r\beta} \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = 0 \quad (\text{A3.28})$$

et en considérant les relations (A3.16) et (A3.21), le module du flux rotorique prend la forme :

$$\phi_r = M(i_{s\alpha} \cos(\theta_s) + i_{s\beta} \sin(\theta_s)) \quad (\text{A3.29})$$

L'hypothèse (A3.28) est celle du régime permanent [GRE 97]. L'expression (A3.29) est donc une expression *du module du flux rotorique en régime permanent*. Nous nous contenterons de cette expression pour structurer l'algorithme de commande : ce choix revient à considérer qu'après établissement du flux, celui-ci reste sensiblement invariant [CAR 95], et n'est globalement que peu perturbé par les variations de couple dans la machine. Ces hypothèses sont vérifiées au chapitre 4 avec les moteurs asynchrones dont les paramètres sont donnés ci-dessous.

A3.4. Paramètres moteurs

Caractéristiques machines (couplage étoile)	Paramètres électriques et mécaniques
Puissance nominale : $P_n = 5 \text{ kW}$	$R_s = 5,02 \ \Omega, R_{sr} = 9,31 \ \Omega$
Vitesse nominale : $N_n = 1380 \text{ tr/mn}$	$L_s = L_r = 0,539 \text{ mH}$
Couple nominal : $C_n = 10,4 \text{ N.m}$	$M = 0,505 \text{ mH}$
Tension nominale : $U_n = 380 \text{ V}$	$\sigma = 0,123$
Courant nominal : $I_n = 3,8 \text{ A}$	$J = 0,014 \text{ kg.m}^2$

Titre : Contribution à la Commande des Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs
Application à la résolution de problèmes en traction électrique

Résumé : Les systèmes comportant plusieurs machines électriques et/ou plusieurs convertisseurs statiques occupent une place de plus en plus importante parmi les systèmes électromécaniques. Ces systèmes sont regroupés sous le vocable de *Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs* (SMM). Les SMM se caractérisent par la mise en commun de ressources physiques entre plusieurs éléments de la chaîne de conversion d'énergie ; il en résulte des couplages (électrique, mécanique ou magnétique) dont la gestion, du point de vue de la commande, pose problème. La complexité de tels systèmes nécessite une représentation synthétique que l'utilisation d'outils classiques de modélisation ne permet pas toujours d'obtenir. Un formalisme spécifique de modélisation de systèmes électromécaniques est alors présenté : basé sur une représentation causale des échanges énergétiques entre les différents éléments de conversion, il porte le nom de *Représentation Énergétique Macroscopique* (REM). Une extension de ce formalisme à la caractérisation et la commande des SMM est ensuite proposée. Le SMM faisant l'objet de cette thèse est un véhicule électrique. Ce système possède deux couplages (électrique et mécanique) induits par l'utilisation d'une structure de puissance particulière : la traction des deux roues motrices est assurée par deux machines asynchrones triphasées alimentées par un onduleur possédant quatre bras. Les problèmes posés par le couplage mécanique sont liés au caractère non linéaire du contact roue-route ; une solution à ce problème est obtenue en utilisant une structure de commande à modèle bien adaptée aux systèmes non linéaires : la Commande à Modèle de Comportement. Une commande vectorielle dans le repère naturel de la machine asynchrone est ensuite proposée pour résoudre le couplage électrique : appliquée expérimentalement dans un premier temps à un système monomachine, son extension à l'ensemble onduleur quatre bras - machines asynchrones est envisagée dans un second temps.

Mots Clés : Commande multimachine, véhicule électrique, moteurs électriques, commande vectorielle, machine asynchrone, convertisseurs de puissance, entraînements à vitesse variable.

Title: Contribution to the Control of Multi-machines Multi-converters Systems
Application to the solution of problems in electric traction

Abstract: The number of systems using several electrical machines and/or static converters is increasing in electromechanical applications. These systems are called *Multi-machines Multi-converters Systems* (MMS). In such systems, common physical devices are shared between the different energetic conversion components: this induces couplings (electrical, mechanical or magnetic) which are quite difficult to solve. The complexity of such systems requires a synthetic representation that classic modelling tools do not always allow to obtain. Then, a specific formalism for electromechanical systems is presented: it is called *Energetic Macroscopic Representation* (EMR) and it is based on a causal representation of the energetic exchanges between the different conversion structures. Thus, an extension of this formalism for MMS representation and control is proposed. The studied SMM is an electric vehicle. This system owns two couplings (electrical and mechanical) induced by a special traction structure: a four-leg inverter supplies two three-phase induction motors, which are connected to two driven-wheels. The main problem of the mechanical coupling is induced by the non-linear wheel-road adhesion characteristic; a specific control structure, well adapted to the non-linear process, is used to overcome this problem: the Behaviour Model Control. A vector control in the Concordia stator frame is used to solve the electrical coupling: it has been applied to a monomachine structure and then to the four-leg inverter supplying both induction machines. Experimental results are provided.

Key words: Multi-machine control, electric vehicle, electric motors, field oriented control, induction machine, power converters, variable speed drives.
