

# **THESE en cotutelle**

entre

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE  
et  
L'UNIVERSITE POLITEHNICA DE BUCAREST

en vue d'obtenir le titre de

## **DOCTEUR DE L'UNIVERSITE**

Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

par

**Bogdan VULTURESCU**

Ingénieur de l'Université Politehnica de Bucarest (Roumanie)

---

CONTRIBUTION A LA COMMANDE ROBUSTE DES SYSTEMES  
ELECTROMECHANIQUES PAR LA METHODE DU  
MODELE DE COMPORTEMENT  
**Application à la commande des systèmes multimachines**

---

Soutenue le 1<sup>er</sup> mars 2002 devant le jury composé de :

<b>Betty LEMAIRE SEMAIL</b>	Président
<b>Luc LORON</b>	Rapporteur
<b>Maria PIETRZAK DAVID</b>	Rapporteur
<b>Mihai Octavian POPESCU</b>	Rapporteur
<b>Ioan Felician SORAN</b>	Rapporteur
<b>Alain BOUSCAYROL</b>	Directeur de thèse
<b>Jean-Paul HAUTIER</b>	Directeur de thèse
<b>Florin IONESCU</b>	Directeur de thèse
<b>Smaranda NITU</b>	Examineur
<b>Vasile TRUSCA</b>	Examineur
<b>Jean-Noël VERHILLE</b>	Examineur

## REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier Messieurs *Jean-Paul Hautier*, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et Métiers, et *Florin Ionescu*, Professeur à l'Université Politehnica de Bucarest (Roumanie), pour les conditions de travail particulièrement favorables pour mener à bien cette thèse au Laboratoire d'Electrotechnique et Electronique de Puissance de Lille (L2EP) et à l'Université Politehnica de Bucarest.

Une pensée toute particulière à *Alain Bouscayrol*, Maître de Conférences à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, celui qui m'a fait confiance et m'a encadré de près en DEA et pendant la thèse.

J'aimerais remercier Madame *Betty Semail-Lemaire*, Professeur à l'Ecole Universitaire d'Ingénieurs de Lille, qui m'a fait un grand honneur de bien vouloir présider le jury de cette thèse.

Je remercie également Madame *Maria David-Pietrzak*, Professeur à École Nationale Supérieure d'Électrotechnique, d'Électronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications, et Monsieur *Luc Loron*, Professeur à l'École Polytechnique de l'Université de Nantes, pour avoir accepté d'être les rapporteurs français de ce mémoire. De même, je remercie Messieurs *Ioan-Felician Soran* et *Mihai Octavian Popescu*, Professeurs à l'Université Politehnica de Bucarest, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant de le juger.

Les conseils judicieux des quatre rapporteurs m'ont été précieux.

Je suis reconnaissant à Madame *Smaranda Nițu* et Monsieur *Vasile Trușcă*, Professeurs à l'Université Politehnica de Bucarest, et à Monsieur *Jean-Noël Verhille*, ingénieur à Siemens Transportation Systems, d'avoir accepté d'être examinateurs de cette thèse.

Et puis ... un grand coucou à Madame *Blondé* et aux thésards qui m'ont accepté dès le début au sein de la "famille P2" : *Jean-Luc* (Ranson), *Pierrot* (Dziwniel), *docteur Briffaut*, *Vone* (LeMenach'), *Tata* (Fabienne Marmin), *Georgio* (Georges Marques), *Jo* (Joseph Pierquin), *Abdelu'* (Abdelkader Benabou), *Souf* (Soufian Taibi), *Tom* (Thomas Henneron), *Oliv* (Olivier Ferla – technicien et "thésard en mp3"), *Séb* (le Charlemagne), *Tonton* (dit Hugo Sawezyn) et *Madame Soufiane*. Grâce à eux je me suis senti comme chez moi.

Je n'oublierais pas *Chef Franchaud*, *Philippe* (Delarue), *Michel* (Amberg), *Stéphane* (Clénet), *Mr Tounzi*, *Thierry* (Communal) et *Etienne* (Milent). Un grand merci pour votre disponibilité, conseils, compétences et votre amitié.

Je ne peux pas finir sans un "pupic" à ma fiancée, *Georgiana*, pour avoir été à mon côté pendant ces années "loin de chez soi".

# SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	1
<b>CHAPITRE 1 CARACTERISATION DE LA COMMANDE A MODELE DE COMPORTEMENT</b>	
<b>Introduction</b>	4
<b>1.1 Commandes robustes</b>	5
1.1.1 Processus – Commande – Robustesse	5
1.1.2 Différents types de commandes robustes	5
1.1.3 Commandes à modèle	7
1.1.3.1 Commande avec des reconstituteurs d'état	8
1.1.3.2 Commande adaptative	9
1.1.3.3 Commande à modèle interne	9
1.1.3.4 Commande à modèle de comportement (CMC)	10
<b>1.2 Analyse de la commande à modèle de comportement</b>	12
1.2.1 Préliminaire	12
1.2.2 Schéma fonctionnel de la CMC	13
1.2.3 Analyse de la boucle de comportement	14
1.2.4 Retour par la sortie du modèle (CMC1)	16
1.2.5 Retour par la sortie du processus (CMC2)	17
<b>Conclusion</b>	19
<b>CHAPITRE 2 APPLICATIONS A DES SYSTEMES MONOMACHINES</b>	
<b>Introduction</b>	20
<b>2.1 Commande « classique » de la machine à courant continu</b>	21
2.1.1 Structure de la commande « classique »	21
2.1.1.1 Le Graphe Informationnel Causal (GIC)	21
2.1.1.2 Description par fonction de transfert	23
2.1.2 Synthèse et performances de la commande « classique »	23
<b>2.2 Commande à modèle de comportement de la machine à courant continu</b>	26
2.2.1 Retour par la sortie du modèle	26
2.2.2 Retour par la sortie du processus	30
2.2.3 Commande à modèle de comportement pour deux boucles	32
<b>2.3 Etude comparée des deux commandes</b>	35
2.3.1 Robustesse de l'asservissement	36
2.3.2 Robustesse en régulation	41

2.3.3 Stratégies de limitation de la CMC	44
<b>2.4 Extension de la CMC à la machine asynchrone</b>	<b>47</b>
2.4.1 Modèle vectoriel de la machine asynchrone	47
2.4.2 Commande à modèle de comportement	50
<b>Conclusion</b>	<b>54</b>
<b>CHAPITRE 3 APPLICATION A DES SYSTEMES MULTIMACHINES</b>	
<b>Introduction</b>	<b>55</b>
<b>3.1 Cahier de charges</b>	<b>56</b>
3.1.1 Représentation énergétique macroscopique étendue aux SMM	56
3.1.2 Couplage étudié	60
<b>3.2 Structures de commande pour SMM</b>	<b>63</b>
3.2.1 Structure « machines indépendantes »	63
3.2.2 Structure « commande moyenne »	64
3.2.3 Structure « maître-esclave »	66
3.2.4 Structure « CMC-maximale »	67
3.2.5 Structure « CMC à modèle physique »	69
3.2.6 Structure « CMC-minimale »	70
3.2.7 Résumé	72
<b>3.3 Application au VAL206</b>	<b>73</b>
3.3.1 REM du VAL206	73
3.3.2 Processus simplifié et sa commande	77
3.3.3 Structure CMC-maximale appliquée au VAL206	79
3.3.4 Résultats des simulations	81
<b>Conclusion</b>	<b>85</b>
<b>CONCLUSION GENERALE</b>	<b>86</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE</b>	<b>88</b>
<b>ANNEXES</b>	<b>93</b>

## Introduction générale

Les actionneurs électriques sont de plus en plus présents tant dans notre quotidien en terme d'utilisation domestique que dans un très grand nombre de procédés industriels touchant la fabrication mais également la manutention, les services... . De la traction électrique (trains, tramways, véhicules électriques – aujourd'hui encore hybrides, navires), génération d'énergie (les éoliennes), à tous les domaines de l'industrie et à la vie courante (les robots de cuisine, mais aussi les jouets), les machines électriques sont très utilisées pour leurs caractéristiques de souplesse et de confort. Le coût, la faible maintenance, la diversité des machines électriques, la flexibilité de la commande et leurs capacité d'évolution sont des atouts incontestables des actionneurs électriques. Les avancées technologiques de l'électronique de puissance et de la microélectronique (les microprocesseurs en particulier [ti]) ont rendu les machines électriques faciles à commander et ont encore élargi leur champ d'utilisation.

Pour certaines applications une seule machine électrique n'est pas suffisante. Ceci, soit parce qu'elle est encombrante du point de vue volumique (pour le transport par exemple), soit parce que le système demande naturellement des actionneurs repartis (comme dans l'industrie textile, les bandes transporteurs, les machines transfert ...); il s'y ajoute également des conditions liées à la disponibilité de l'équipement dans des cas particuliers comme le transport. Ces systèmes deviennent des systèmes multimachines multiconvertisseurs (SMM) [Bou-00b]. On reconnaît un tel système par l'existence d'un couplage, de nature électrique (alimentation commune, par exemple) [Fra-99], magnétique (machines polyphasées) [Sem-01]) et/ou mécanique (plusieurs machines électriques propulsant un train) [Esc-99].

Du point de vue de la commande, les couplages sont souvent des relations non-bijectives induites par la structure même des couplages, notamment au niveau des alimentations. Des critères (supplémentaires) de répartition énergétique ou des commandes adaptées (maître - esclave, commande moyenne, ...) sont alors nécessaires afin de rendre ces relations bijectives, de résoudre les couplages [Bou-01a].

Les couplages conduisent souvent à sur-dimensionner certaines parties du système, mais surtout engendrent des interactions entre les différents sous-systèmes. Cela se traduit par des perturbations (externes et/ou internes) au niveau des actionneurs. Il s'agit donc d'un problème de robustesse. Mais la robustesse n'est pas le propre des SMM. Toute commande de machine électrique, qu'elle soit intégrée dans un SMM ou un système monomachine, doit être robuste, performante et à moindre coût [Lor-94].

La robustesse représente la capacité d'une commande à garder ses performances malgré les aléas et les perturbations qui l'affectent. A cela on doit ajouter les imperfections des modèles simplifiés et leur évolution temporelle. Ces dernières années ont vu l'apparition de nombreux

algorithmes et techniques développés dans l'objectif de rendre robuste une commande. Dans le domaine de l'électrotechnique, parmi les plus utilisés, on peut citer : l'observation (l'identification en ligne [Lor-98], [Dav-00]), la commande à modèle [Mor-89], la commande par modes glissants [Büh-86], la commande multialgorithmique [Ber-01], ainsi que des commandes plus proches de l'automatique (synthèse LQ,  $H_\infty$ ,  $\mu$  analyse et synthèse). Au sein de L2EP, une méthode alternative, appelée commande à modèle de comportement (CMC) a été développée [Hau-97].

L'objectif de cette thèse est une étude de la commande à modèle de comportement en vue de son application aux systèmes multimachines multiconvertisseurs afin de résoudre les problèmes de robustesse et de couplage.

Le premier chapitre est composé de deux parties. La première vise à situer, par une étude bibliographique, la commande à modèle de comportement parmi les commandes robustes. La CMC fait partie de la famille des commandes à modèle (avec la commande à modèle interne, la commande à modèle de référence et les reconSTRUCTEURS d'état).

La deuxième partie du chapitre présente l'analyse de la CMC. Cette commande exploite l'écart entre le processus et son modèle pour modifier les actions du processus réel, afin de le forcer à suivre un comportement défini. Deux structures différentes issues de la CMC sont ensuite analysées.

Le deuxième chapitre est dédié à la validation des acquis théoriques développés dans le premier chapitre. L'application porte sur la machine à courant continu, considérée comme actionneur de référence, et aussi sur la machine asynchrone.

D'abord la synthèse de la commande est présentée. Le modèle utilisé est linéaire et la synthèse est basée sur la nature supposée de la perturbation externe qui affecte le processus. Les deux structures CMC sont ensuite comparées à une commande classique du point de vue de la robustesse (réponses à une variation paramétriques et à une perturbation externe).

Une étude pour un système à deux boucles imbriquées permet de choisir la bonne configuration et les hypothèses à faire pour arriver à une CMC.

Les résultats expérimentaux (commande en couple / vitesse) confirment les résultats des simulations. Toujours pour cette partie, on a développé deux stratégies de limitation, « antiwind-up ».

Enfin, on utilise la CMC pour découpler les axes  $d$  et  $q$  d'une commande vectorielle à flux orienté d'une machine asynchrone.

Dans le troisième chapitre nous présentons plusieurs structures de commande pour les SMM. Les stratégies classiques de commande adaptées aux SMM, maître-esclave et

commande moyenne, sont complétées par trois nouvelles structures basées sur la CMC. Les cinq structures sont analysées pour dégager leurs caractéristiques.

Une des nouvelles structures est enfin appliquée à la commande d'un métro automatique. Le couplage mécanique naturel du véhicule est résolu à l'aide de la CMC. La commande prouve aussi sa robustesse quand un boggie du métro patine (la commande en vitesse étant aussi une stratégie anti-patinage).

## CHAPITRE 1

# Caractérisation de la commande à modèle de comportement

### Introduction

La commande d'un processus a comme objectif de maîtriser sa réponse pour lui imposer un comportement désiré, ainsi que de maintenir ce comportement malgré les aléas et les perturbations qui affectent le processus pendant son fonctionnement. Cette seconde exigence, qualifiée de « robustesse à l'incertitude », fait l'objet de notre étude.

Dans ce premier chapitre on détaille le problème de la robustesse et on présente, de manière très brève, quelques solutions à ce problème.

Dans une première partie, nous rappelons des solutions diverses plus ou moins classiques en électrotechnique (observation, commande à modèle de référence, commande à modèle interne, commande par modes glissants, commandes multialgorithmiques, synthèse Linéaire Quadratique, synthèse  $H_\infty$ , ...).

Au sein du laboratoire L2EP, une méthode alternative, appelée **commande à modèle de comportement** (CMC), a été développée dans le cadre du positionnement des chariots de machines-outils pour l'usinage à grande vitesse [Bar-97]. Cette solution a montré des qualités de robustesse lorsqu'un paramètre de transmission est non stationnaire (élasticité de la chaîne cinématique). L'analyse et la synthèse de cette commande CMC font l'objet de la seconde partie du chapitre.

## 1.1 Commandes robustes

### 1.1.1 Processus - Commande - Robustesse

La plupart des processus réels sont non-linéaires et non-stationnaires. On peut donner comme exemples le caractère non-linéaire de la saturation magnétique, l'évolution des résistances électriques avec la température, l'usure des parties mécaniques, pour se limiter au domaine des machines électriques.

A ces causes internes du problème de robustesse on peut ajouter les perturbations externes ; elles ne sont pas connues *a priori* et peuvent être très variables dans le temps. L'inclinaison de la route, ainsi que son état, le vent, représentent un exemple de perturbations classiques qui affectent un véhicule automobile.

A ces problèmes de connaissance du processus il convient d'ajouter ceux liés à l'identification des paramètres du modèle, aux erreurs de mesure.

De plus, des hypothèses simplificatrices sont nécessaires afin de faciliter la modélisation du processus. Elles sont indispensables pour une réalisation technologique de la commande (temps réel), mais elles écartent le modèle obtenu de la réalité du processus à représenter. Toute commande est donc conçue à partir d'un modèle idéalisé et simplifié d'un système réel qui peut être méconnu, mal identifié, en outre non-linéaire et non-stationnaire.

La commande doit non seulement imposer la réponse du processus, mais également maintenir son comportement face aux dérives des paramètres physiques, aux perturbations externes et cela, en dépit des imperfections du modèle.

### 1.1.2 Différents types de commandes robustes

L'objectif de ce paragraphe est de donner une vue d'ensemble des commandes souvent mises en œuvre pour la commande des machines électriques. Il ne s'agit pas là d'une description exhaustive ou d'un classement, d'autant plus qu'on se limite aux commandes les plus utilisées en électrotechnique.

Une des commandes bien connue pour sa grande robustesse est la commande par modes glissants [Itk-76, Büh-86]. Son principe est illustré par la figure 1.1.

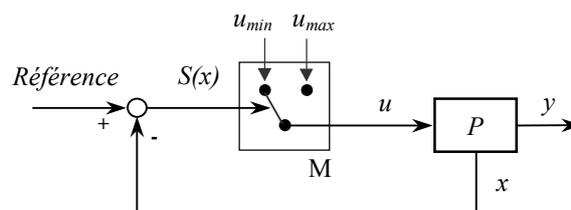


Figure 1.1 : Principe de la commande par modes glissants



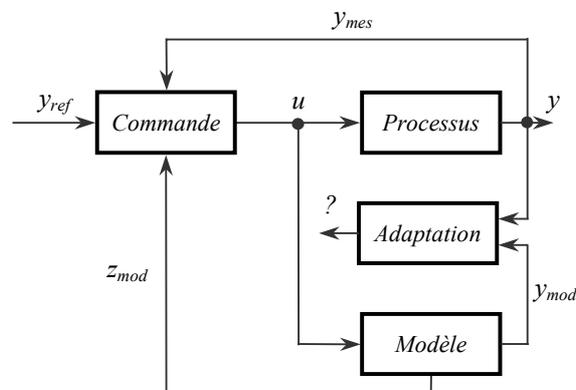
Très utilisées en automatique, les commandes robustes cherchent plutôt à considérer la robustesse de la stabilité et pas spécialement la robustesse en performances au sens paramétrique [Ous-91].

Mais il y a d'autres moyens de rendre une commande robuste par rapport aux variations paramétriques. Nous les avons réunis sous l'appellation « commandes à modèle » ; elles sont ainsi désignées car elles déterminent le réglage du processus en utilisant un modèle (plus ou moins explicite) dans leurs algorithmes. On peut énumérer les reconSTRUCTEURS d'état (estimateurs / observateurs), la commande adaptative et plus précisément la commande à modèle de référence, ainsi que la commande à modèle interne.

Ces commandes sont très utilisées dans le domaine de la commande des machines électriques. Dans la suite nous analysons leurs propriétés afin de dégager les caractéristiques originales de la commande proposée par le laboratoire L2EP : la **commande à modèle de comportement** [Hau-97].

### 1.1.3 Commandes à modèle

L'étude des caractéristiques des commandes à modèle peut être généralisée grâce à une présentation partant de quatre blocs fonctionnels bien définis (figure 1.3).



**Figure 1.3** : Représentation à quatre blocs

Le bloc « processus » correspond au processus réel. Il est caractérisé par le vecteur d'entrée  $u$  et le vecteur de sortie  $y$ .

Le bloc « commande » définit la variable de contrôle  $u$ , pour que le processus suive le vecteur de référence  $y_{ref}$ . D'autres entrées peuvent agir au niveau de ce bloc : le vecteur des sorties du processus (comme retour) et celui des variables estimées  $z_{mod}$ .

Le bloc « modèle » est la simulation du processus, soit un modèle simplifié et idéalisé du processus, bâti selon les hypothèses d'analyse. Souvent, l'entrée de ce bloc est la même que

celle du processus. Les sorties,  $z_{mod}$  et  $y_{mod}$ , sont utilisées par la commande et par le bloc d'adaptation.

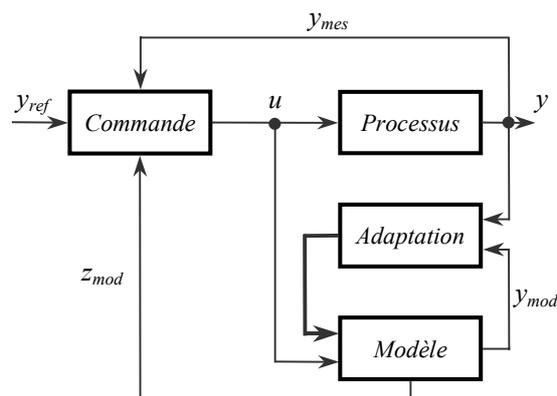
La différence entre la sortie du processus et celle du modèle est gérée par le bloc « d'adaptation ». En fonction de l'utilisation de cette sortie par les autres blocs, on distingue plusieurs commandes : commande avec des reconSTRUCTEURS d'état (estimateur/observateur), commande adaptative, plus particulièrement commande à modèle de référence (MRAC), commande à modèle interne (CMI) et la commande à modèle de comportement (CMC).

### 1.1.3.1 Commande avec des reconSTRUCTEURS d'état

On inclut les observateurs parmi les commandes à modèle car leurs estimations peuvent servir à rendre un contrôle robuste.

Un observateur [Dav-00] est un reconSTRUCTEUR d'état qui impose au modèle de suivre le processus (voir figure 1.4). On peut non seulement reconSTRUCTRE un état, mais aussi des paramètres du processus (par exemple la constante de temps rotorique d'une machine asynchrone). Dans ce cas, on parle d'un observateur étendu [Du-95]. D'autre part il y a l'observateur d'ordre réduit [Orl-89], car il n'estime pas tous les états du processus. Les observateurs sont soit déterministes soit stochastiques (filtres de Kalman) [Lor-98].

Par rapport à un simple estimateur (une simulation en boucle ouverte), l'observateur est « bouclé » par le bloc d'adaptation, dont la sortie agit sur le modèle. L'erreur entre le modèle et le processus va permettre au modèle de converger vers le processus grâce au traitement par le mécanisme d'adaptation. Dans la plupart des cas ce mécanisme peut être un simple gain (ou un correcteur linéaire) [Ver-88, Jan-94], mais il peut également être défini par une loi non-linéaire [Nie-89].

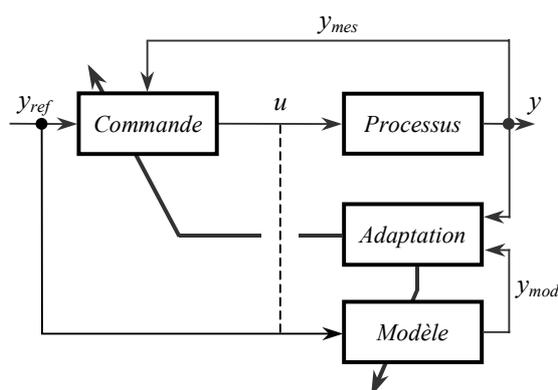


**Figure 1.4** : Exemple de commande avec un observateur

### 1.1.3.2 Commande adaptative

La commande adaptative [Lan-88] correspond à plusieurs techniques de commande qui ont en commun la propriété de l'adaptation en temps réel des paramètres des correcteurs ou du modèle utilisé. On peut citer les correcteurs adaptatifs, les correcteurs à gain programmé et la commande adaptative à modèle de référence (MRAC).

La MRAC (figure 1.5) est la commande adaptative la plus rencontrée dans les publications portant sur le contrôle des machines électriques. D'après [Häg-96], les deux autres sont davantage mises en œuvre dans les applications industrielles.



**Figure 1.5** : Exemple de commande à modèle de référence

L'erreur entre le modèle et le processus sert à agir directement sur la commande (les paramètres des correcteurs sont recalculés en temps réel en fonction de cette erreur) [Wan-97] ; de la même manière l'erreur peut être la variable conduisant à l'adaptation en temps réel des paramètres du modèle [Sch-92]. Ces structures de commande sont utilisées soit pour l'estimation adaptative des paramètres des machines [Row-91], soit pour l'estimation des variables d'état (comme la vitesse d'une machine asynchrone [Sch-92, Zhe-98]).

### 1.1.3.3 Commande à modèle interne

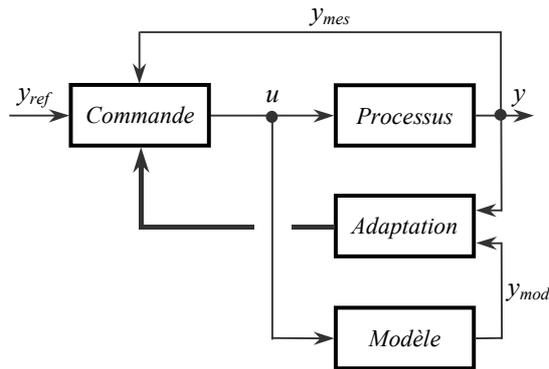
La commande à modèle interne (figure 1.6) [Mor-89] est un autre moyen d'augmenter la robustesse d'une commande. Ses origines se trouvent dans la commande des processus chimiques qui sont particulièrement difficiles à modéliser.

Tout écart par rapport au modèle est ramené à l'entrée du bloc de commande. Cet écart est vu comme une perturbation équivalente à compenser, le bloc de commande agit alors simultanément sur le processus et le modèle pour annuler l'écart. En effet, la commande à modèle interne présente une action intégrale implicite.

Le mécanisme d'adaptation est un simple gain unitaire. Les grandeurs mesurées ne sont pas utilisées directement dans la commande ( $y_{mes}=0$ ). On garde cette entrée dans un souci d'homogénéité avec les autres types de commande.

La commande (voir l'annexe 1) est un correcteur (l'inverse de la partie inversible du processus) augmentée d'un filtre. Ce filtre est appelé « filtre de robustesse » par Morari, car il est l'élément qui contrôle la robustesse de la commande. On trouve bien la dualité performance - robustesse dans le réglage du seul paramètre de réglage de ce correcteur [Bra-96, Fla-94].

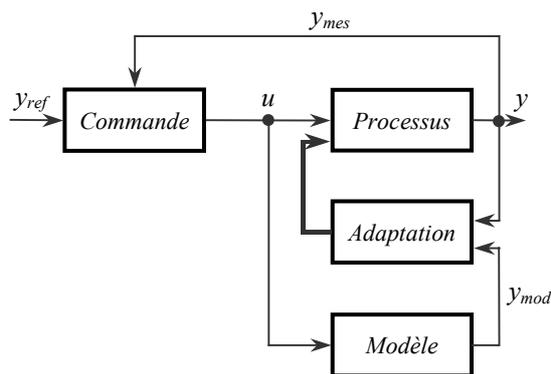
La CMI a été appliquée à la commande des machines synchrones et asynchrones [Har-98, Tho-91] et dans les convertisseurs statiques de puissance [Gad-99, Sed-00].



**Figure 1.6 :** Exemple de commande à modèle interne

#### 1.1.3.4 Commande à modèle de comportement (CMC)

En utilisant la même représentation à quatre blocs, le principe de la CMC est illustré par la figure 1.7 :



**Figure 1.7 :** Exemple de commande à modèle de comportement

L'idée est d'exploiter l'écart entre le modèle et le processus pour modifier les actions du processus réel afin de le « forcer » à suivre le modèle. Ainsi, on rend robuste la représentation du processus.

Le bloc d'adaptation traite l'écart de comportement et élabore une action correctrice alors superposée à la grandeur d'entrée commune au modèle et au processus. Il faut remarquer que cette action agit seulement au niveau du processus et pas au niveau du modèle.

L'algorithme du bloc d'adaptation doit faire converger vers zéro l'écart de comportement en toutes circonstances, ce qui a bien pour effet de rendre l'évolution du processus conforme à son modèle. Toute perturbation, variation paramétrique et perturbation externe, doit voir son effet sinon annulé au moins fortement limité. Alors la commande sera nécessairement robuste et présentera toutes les performances souhaitées en terme de stabilité et de précision pour tout point de fonctionnement. Toutefois, le concept de robustesse se trouve dans la représentation du processus et non dans l'asservissement des trajectoires de sortie.

Sur le choix du modèle il y a plusieurs options [Hau-97, Dum-98, Gui-01, Pou-00], mais la plus courante est celle d'un modèle stationnaire, linéaire, à dynamique proche de celle du processus, même dans le cas des systèmes non-linéaires.

Cette commande a été implicitement appliquée à la commande de machines synchrones [Rob-95] et asynchrones [Ste-98] pour prendre en compte le couple résistant, mais plus explicitement pour la commande des axes souples [Bar-97, Pou-00]. La commande d'une machine à courant continu a aussi été rendue robuste à l'aide de la CMC [Vul-00a].

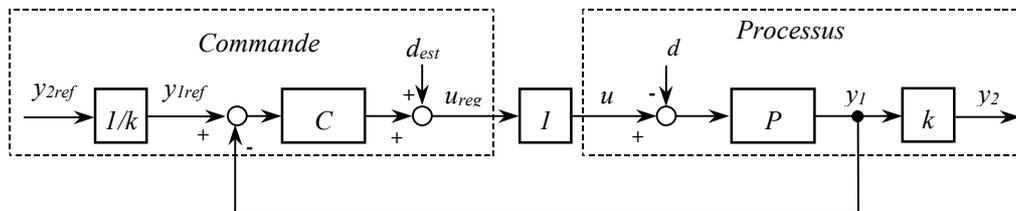
De la même manière cette commande s'applique dans le domaine des commandes de processus non-linéaires, comportant notamment des éléments électromagnétiques [Hau-99] ou mécaniques [Pie-00] (cas du contact roue - rail dans une application de traction ferroviaire).

## 1.2 Analyse de la commande à modèle de comportement

### 1.2.1 Préliminaire

Pour la conception de la commande d'un processus on applique le principe d'inversion causale [Hau-99] : *commander un processus, c'est lui imposer la trajectoire désirée*. Cette trajectoire est l'effet d'une cause de sorte qu'il suffit alors de créer la bonne cause pour avoir le bon effet, soit la trajectoire désirée. Physiquement parlant, il faut inverser le modèle du processus.

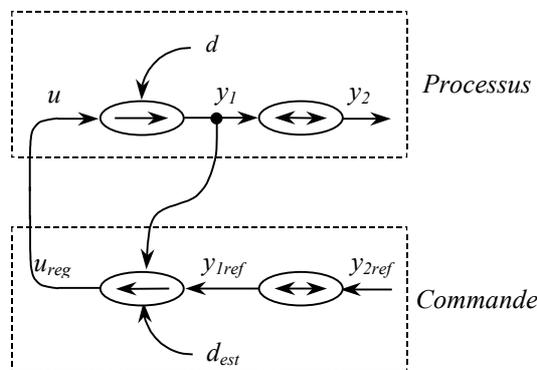
Pour illustrer cette démarche on suppose qu'on doit élaborer la commande du processus présenté à la figure 1.8. Ce type de processus est très souvent rencontré dans le domaine de la commande des machines électriques (exemple : la partie électrique d'une machine à courant continu ou une charge mécanique avec réducteur).



**Figure 1.8** : Illustration du principe d'inversion

Pour respecter la principe d'inversion, toute perturbation  $d$  doit être compensée soit par mesure directe, soit par une estimation  $d_{est}$ . Pour trouver la commande d'une action causale  $P$  on se sert d'un asservissement, donc d'un correcteur  $C$ . Une action rigide, symbolisée par le gain  $k$ , a son inverse  $1/k$  dans la partie commande.

On suppose un capteur idéal ainsi que le convertisseur de puissance de coefficient unitaire. Le graphe informationnel causal (GIC) [Hau-99] est un formalisme très approprié pour illustrer cette approche (annexe 2). Pour cette raison on le présente en parallèle avec le schéma fonctionnel :

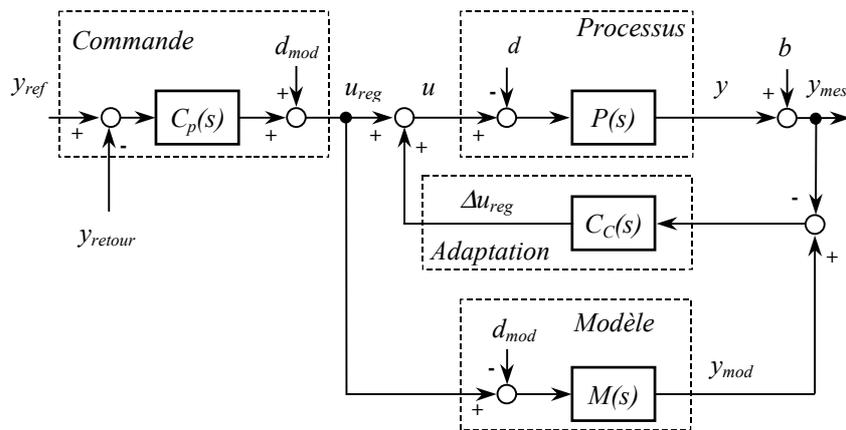


**Figure 1.9** : Exemple du principe d'inversion par le GIC

Cette commande, qui respecte le principe d'inversion causale, sera appelée dans la suite une commande classique (maximale). En pratique, selon le processus, certaines opérations sont omises ou confondues avec d'autres, on se retrouve ainsi avec des solutions de commande simplifiées.

### 1.2.2 Schéma fonctionnel de la CMC

La commande à modèle de comportement (schéma fonctionnel) est illustrée par la figure 1.10 :



**Figure 1.10** : Commande à modèle de comportement (schéma fonctionnel)

On retrouve bien les quatre blocs de la figure 1.7. Le processus réel est représenté par  $P$ , soumis au réglage  $u$  et à la perturbation  $d$ ; il est modélisé par  $M$  auquel s'associe la perturbation  $d_{mod}$ . Même si on ne recherche pas un modèle perturbé, la présence du modèle de la perturbation est nécessaire dans une phase d'étude générale.

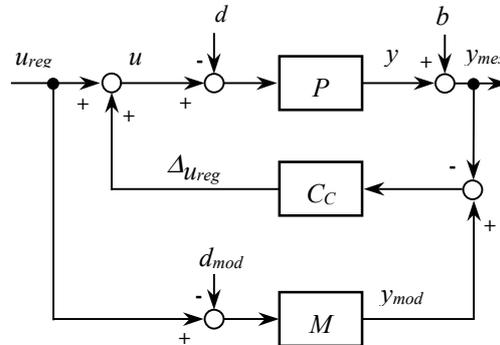
**NOTE** : LE BRUIT  $B$  QUI AFFECTE LA MESURE,  $Y_{MES}$ , N'EST PAS PRIS EN COMPTE DANS LE MODELE ; TOUTEFOIS, DANS CERTAINES SITUATIONS PARTICULIERES, SI LA FONCTION BRUIT ETAIT REPRESENTABLE, IL SERAIT PERTINENT DE L'INTRODUIRE CE QUI AURAIT L'EFFET D'UNE COMPENSATION.

Le bloc d'adaptation,  $C_c$ , est un correcteur appelé correcteur de comportement. En fonction de la complexité du processus et de celle du modèle, ce correcteur est un simple gain proportionnel ou une fonction plus complexe.

Le correcteur  $C_p$  est le correcteur principal, qui servira à l'asservissement du modèle. Sur le choix du modèle il y a plusieurs solutions (voir §1.1.3.4) : on a choisi, pour les applications envisagées, des modèles du 1<sup>er</sup> ordre, linéaires et stationnaires. Toujours dans la partie commande, la perturbation est compensée, par  $d_{mod}$ , conformément au principe d'inversion.

### 1.2.3 Analyse de la boucle de comportement

La figure 1.11 montre le schéma fonctionnel de la partie visant à conformer la réponse au modèle dit de comportement :



**Figure 1.11** : La boucle de comportement (schéma fonctionnel)

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} y(s) = P(s)[u_{reg}(s) + \Delta u_{reg}(s) - d(s)] \\ \Delta u_{reg}(s) = C_C(s)\{M(s)[u_{reg}(s) - d_{mod}(s)] - y(s) - b\} \end{cases} \quad (1.1)$$

Afin de simplifier les écritures, les dépendances des variables et des fonctions de transfert à l'opérateur  $s$  sont par la suite sous-entendus.

Les calculs déduits des relations 1.1 débouchent sur l'expression suivante donnant la sortie du processus et celle du modèle en fonction des entrées, en présence des perturbations :

$$\begin{cases} y = \frac{P(1+MC_C)}{1+PC_C}u_{reg} - \frac{PMC_C}{1+PC_C}d_{mod} - \frac{P}{1+PC_C}d - \frac{PC_C}{1+PC_C}b \\ y_{mod} = Mu_{reg} - Md_{mod} \end{cases} \quad (1.2)$$

On remarque qu'un grand gain introduit par le correcteur de comportement simplifie l'expression de  $y$  dans 1.2. Ce gain se traduit par la condition suivante, valable pour la bande passante désirée :

$$\boxed{\begin{cases} |MC_C(j\omega)| \gg 1 \\ |PC_C(j\omega)| \gg 1 \end{cases}} \quad (1.3)$$

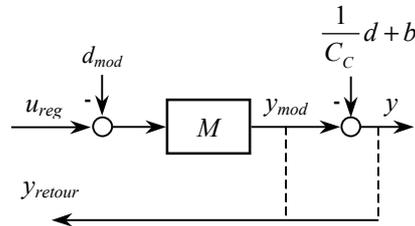
Après la simplification de l'expression 1.2 on trouve :

$$\begin{cases} y = Mu_{reg} - Md_{mod} - \frac{1}{C_c}d - b \\ y_{mod} = Mu_{reg} - Md_{mod} \end{cases} \quad (1.4)$$

D'où :

$$y = y_{mod} - \frac{1}{C_c}d - b \quad (1.5)$$

D'après les expressions 1.4 et 1.5, le schéma fonctionnel équivalent de la boucle de comportement (simplifié) devient (figure 1.12) :



**Figure 1.12** : Schéma équivalent de la commande à modèle de comportement

La sortie du processus  $y$  est la même que celle du modèle,  $y_{mod}$ , à la perturbation globale près. Si cette perturbation équivalente  $b+d/C_c$  est négligeable par rapport à la sortie du processus, la sortie  $y$  du processus suit parfaitement la sortie du modèle. Cette condition s'écrit :

$$\frac{d}{C_c} + b \ll M(u_{reg} - d_{mod}) \quad (1.6)$$

On note alors que la commande « voit » le modèle du processus construit avec les hypothèses simplificatrices de sorte qu'il est aisé de comprendre la robustesse qualitative de la commande à modèle de comportement, car l'asservissement d'un modèle stationnaire, linéaire est, par définition, robuste.

Pour ce qui est la perturbation externe, elle est « gérée » par le correcteur de comportement,  $C_c$ .

*La commande à modèle de comportement améliore la **robustesse** du point de vue des perturbations externes et internes (évolution du processus ou méconnaissances).*

On remarque aussi que le retour vers la commande principale peut être soit la sortie du processus, soit celle du modèle, puisque *a priori* les deux comportements sont identiques. Cette remarque donne lieu, dans la suite, à une analyse des performances de ces deux solutions.

## 1.2.4 Retour par la sortie du modèle (CMC 1)

Dans un premier temps on considère que le retour vers la commande, le correcteur  $C_p$ , est la sortie du modèle  $y_{mod}$ . Le schéma fonctionnel est illustré à la figure 1.10.

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} y = P[C_p(y_{ref} - y_{mod}) + C_C(y_{mod} - y - b) + d_{mod} - d] \\ y_{mod} = M[C_p(y_{ref} - y_{mod}) + d_{mod} - d_{mod}] \end{cases} \quad (1.7)$$

Suite au calcul, on arrive à l'expression suivante de la sortie du processus et du modèle :

$$\begin{cases} y = \frac{P(1+MC_C)}{M(1+PC_C)}y_{mod} + \frac{P}{1+PC_C}(d_{mod} - d) - \frac{PC_C}{1+PC_C}b \\ y_{mod} = \frac{MC_p}{1+MC_p}y_{ref} \end{cases} \quad (1.8)$$

La fonction de transfert  $y_{mod} / y_{ref}$  n'a besoin d'aucune hypothèse simplificatrice. Elle est l'expression d'une boucle fermée du modèle  $M$  et du correcteur  $C_p$ . La synthèse du correcteur  $C_p$  se fait en accord avec le modèle  $M$ . Cette boucle fermée n'étant perturbée par aucune perturbation externe ou interne apparaît évidemment très robuste.

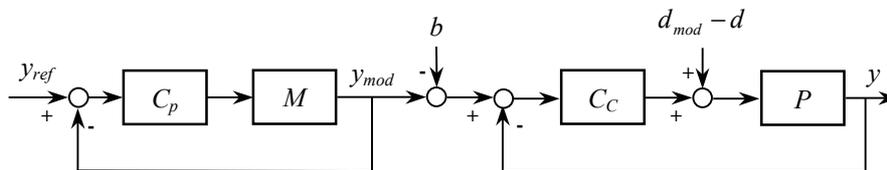
Pour simplifier la fonction de transfert  $y / y_{mod}$  admettons l'hypothèse suivante :

$$|MC_C(j\omega)| \gg 1 \quad (1.9)$$

Cette hypothèse pourrait être le résultat de l'évolution du processus de sorte que la seconde condition de l'hypothèse 1.3 ne serait pas vérifiée. On obtient :

$$y = \frac{PC_C}{1+PC_C}y_{mod} + \frac{P}{1+PC_C}(d_{mod} - d) - \frac{PC_C}{1+PC_C}b \quad (1.10)$$

Cette fonction de transfert met en évidence une boucle de réglage illustrée par le schéma équivalent de la figure 1.13 :



**Figure 1.13** : 2<sup>ème</sup> schéma équivalent de la commande à modèle de comportement (CMC 1)

Sur ce schéma équivalent on voit clairement que le correcteur  $C_C$  n'intervient pas seulement sur la perturbation, mais également sur la poursuite de la référence.

NOTE : COMME LES DEUX BOUCLES SONT EN SERIE, LA PLUS LENTE VA IMPOSER LA DYNAMIQUE GLOBALE DU REGLAGE.

Dans ce cas, on fait le choix d'avoir une première boucle ( $M-C_p$ ) plus lente par rapport à la deuxième ( $P-C_C$ ).

La fonction de transfert  $y/y_{mod}$  peut être encore simplifiée en utilisant l'expression suivante :

$$|PC_C(j\omega)| \gg 1 \quad (1.11)$$

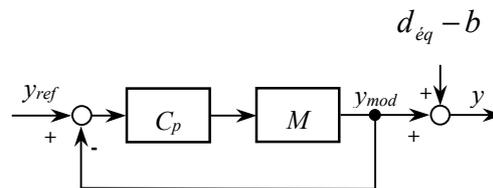
On obtient ensuite :

$$y = y_{mod} + d_{\acute{e}q} - b \quad (1.12)$$

où

$$d_{\acute{e}q} = \frac{1}{C_C}(d_{mod} - d) \quad (1.13)$$

Le résultat 1.12 est en accord avec l'expression 1.5, le schéma équivalent sera le suivant (figure 1.14) :



**Figure 1.14** : Schéma équivalent de la commande à modèle de comportement (CMC 1)

### 1.2.5 Retour par la sortie du processus (CMC 2)

La commande ne change pas par rapport au cas précédent, mais on utilise la sortie du processus,  $y_{mes}$ , comme retour pour le correcteur principal  $C_p$  (voir figure 1.10).

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} y = P[C_p(y_{ref} - y - b) + C_C(y_{mod} - y - b) + d_{mod} - d] \\ y_{mod} = MC_p(y_{ref} - y - b) \end{cases} \quad (1.14)$$

Suite au calcul, on arrive à l'expression suivante de la sortie du processus et de celle du modèle :

$$\begin{cases} y = \frac{P(1+MC_C)}{M(1+PC_C)} y_{mod} + \frac{P}{1+PC_C} (d_{mod} - d) - \frac{PC_C}{1+PC_C} b \\ y_{mod} = \frac{MC_p(1+PC_C)}{1+PC_p+PC_C+PC_C MC_p} y_{ref} - \frac{MPC_p(d_{mod} - d)}{1+PC_p+PC_C+PC_C MC_p} - \frac{MC_p}{1+PC_p+PC_C+PC_C MC_p} b \end{cases} \quad (1.15)$$

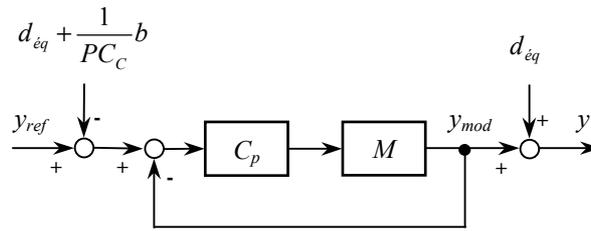
On note que l'expression  $y/y_{mod}$  n'a pas changé par rapport au cas précédent, mais celle de  $y_{mod}/y_{ref}$  est radicalement modifiée.

L'hypothèse 1.3 appliquée aux fonctions de transfert 1.15 conduit aux expressions suivantes :

$$\begin{cases} y = y_{mod} + d_{\acute{e}q} - b \\ y_{mod} = \frac{MC_p}{1+MC_p} y_{ref} + \frac{MC_p}{1+MC_p} d_{\acute{e}q} - \frac{MC_p}{1+MC_p} \frac{1}{PC_C} b \end{cases} \quad (1.16)$$

Cette hypothèse est la seule à simplifier la fonction de transfert  $y_{mod}/y_{ref}$ .

Le schéma fonctionnel équivalent découlant des expressions 1.16 est le suivant (figure 1.15) :



**Figure 1.15** : Schéma équivalent de la commande à modèle de comportement (CMC 2)

Si on ne prend pas en compte le bruit, les perturbations qui affectent l'entrée et la sortie de la boucle de réglage sont identiques et de signes contraires. Donc, en dehors de la période transitoire de la boucle  $C_p$ - $M$ , la perturbation externe est auto-compensée. De plus, il s'agit de la même perturbation que dans le cas précédent (voir §1.2.4).

Par rapport à la précédente, l'avantage de cette structure, est l'auto-compensation de la perturbation externe. On n'est pas censé connaître la perturbation externe, c'est la structure de commande qui va la compenser elle même.

## Conclusion

La robustesse à l'incertitude est le premier souci d'une commande efficace, notamment dans le cas des systèmes électrotechniques souvent construits autour d'objets possédant des matériaux magnétiques. Plusieurs techniques sont possibles : techniques d'estimation, adaptatives, à modes glissants, LQ et commandes à modèle. Parmi les commandes à modèle, le L2EP propose la commande à modèle de comportement (CMC).

Cette commande exploite l'écart entre le processus et son modèle pour modifier les actions du processus réel, afin de le forcer à suivre un comportement défini. Ensuite, la commande « voit » le modèle, avec tous ses avantages : linéarité, paramètres connus et constants.

Ainsi, les effets des variations paramétriques et même des non-linéarités du processus sont fortement atténuées, sinon éliminées. Les perturbations externes peuvent être maîtrisées, voire auto-compensées, sans être connues *a priori*. Il résulte ainsi de bonnes performances notamment dues à la grande robustesse qu'apporte la commande à modèle de comportement.

## CHAPITRE 2

### Applications à des systèmes monomachines

#### Introduction

Dans ce chapitre nous présentons une application de la commande à modèle de comportement. Le choix de l'application s'est porté sur la machine à courant continu qui, sur le plan de la commande, représente l'actionneur de référence dans les systèmes électromécaniques.

La première partie du chapitre est dédiée à une commande en vitesse de la machine à courant continu. Cette commande, classique dans le sens défini dans le paragraphe 1.2.1, est déduite à l'aide du graphe informationnel causal (GIC) [Hau-99].

La commande classique à deux boucles est comparée avec la commande à modèle de comportement pour mettre en évidence les avantages et les inconvénients de cette solution, notamment en efficacité de réglage et en robustesse ; les problèmes liés à l'implantation pratique de la nouvelle commande sont également analysés (discrétisation, limitations, ...).

La dernière partie du chapitre est dédiée à la machine asynchrone. La CMC est utilisée dans une commande vectorielle à flux orienté dans l'objectif d'augmenter la robustesse de la commande.

## 2.1 Commande « classique » de la machine à courant continu

### 2.1.1 Structure de la commande « classique »

On a choisi comme première application la commande à modèle de comportement de la machine à courant continu. Cette dernière est considérée, même aujourd'hui, comme l'actionneur de référence (notamment pour la simplicité de son modèle). En effet, par la transformation de Park, on peut définir un repère d'étude des machines à courant alternatif dont le modèle s'apparentent aux équations de la machine à courant continu [Vas-90].

La deuxième raison dans ce choix est aussi liée au fait que le modèle de la machine à courant continu est bien connu et simple. Il nous permet d'illustrer le GIC [Hau-96], dont une courte présentation est donnée dans l'Annexe 2.

#### 2.1.1.1 Le Graphe Informationnel Causal (GIC)

Le Graphe Informationnel Causal est une représentation graphique schématique de la causalité naturelle des processus. Le processeur, le graphe élémentaire, est une relation de transformation entre un vecteur d'entrée influant et un vecteur de sortie influencé. Les processeurs expriment des relations causales (par exemple la relation 2.1 ci-dessous) ou rigides (par exemple les relations 2.2). Les relations causales / rigides sont représentées par une bulle avec une flèche uni- / bi-directionnelle. Reliés entre eux tout en respectant la causalité, les processeurs forment le graphe final décrivant le modèle du processus représenté.

Le modèle de la machine à courant continu est déduit de l'analyse par les lois physiques (loi de Faraday, loi d'Ampère, loi d'Ohm, ...).

Ces lois physiques conduisent d'abord à l'équation électrique des enroulements d'induit, liant le courant d'induit  $i_{mcc}$  à la tension d'induit  $u_{ce}$  et à la f.e.m.  $e_{mcc}$ , au travers de la résistance  $R$  et de l'inductance  $L$  de l'enroulement :

$$L \frac{di_{mcc}}{dt} = u_{ce} - Ri_{mcc} - e_{mcc} \quad (2.1)$$

Vient ensuite la relation de conversion électromécanique de l'interaction stator-rotor, liant la f.e.m. à la vitesse  $\Omega_{mcc}$  d'une part, le couple électromagnétique  $c_{mcc}$  au courant d'autre part, au travers de la même variable  $k$  liée au flux inducteur  $\Phi$  :

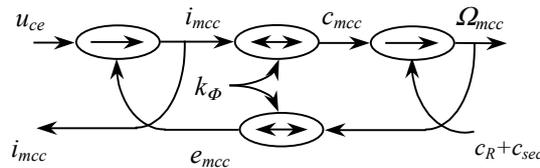
$$\begin{cases} e_{mcc} = k\Phi \Omega_{mcc} \\ c_{mcc} = k\Phi i_{mcc} \end{cases} \quad (2.2)$$

La machine que nous considérons est une machine à courant continu à aimants permanents, donc  $k\Phi$  est une constante, appelée dans la suite  $k_\Phi$ .

La loi fondamentale de la mécanique débouche sur la relation liant la vitesse  $\Omega_{cm}$  aux couples électromagnétique  $c_{mcc}$ , de charge  $c_R$  et couple sec  $c_{sec}$  (non-linéarité), à travers l'inertie  $J_{mcc}$  et du coefficient de frottements visqueux  $f_{mcc}$  de l'arbre du rotor :

$$J_{mcc} \frac{d\Omega_{mcc}}{dt} = c_{mcc} - c_R - f_{mcc}\Omega_{mcc} - c_{sec} \quad (2.3)$$

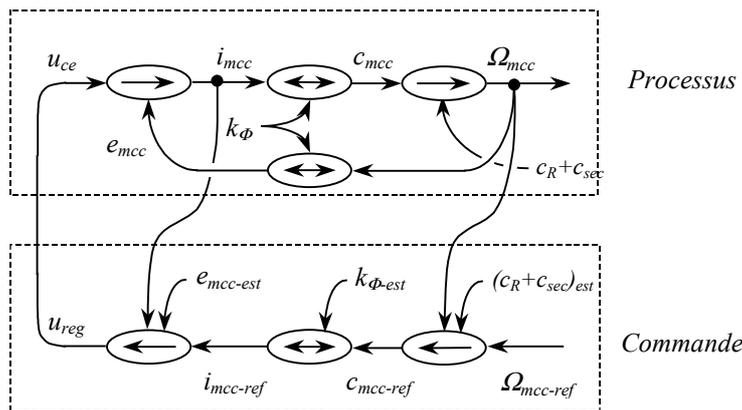
Le GIC de la figure 2.1 se déduit d'après les relations 2.1 à 2.3.



**Figure 2.1** : GIC de la machine à courant continu

Pour trouver la commande il suffit d'inverser la causalité : « *de trouver la bonne cause pour produire le bon effet* » (principe de l'inversion de la causalité). Une relation rigide est directement inversée, et une relation causale est indirectement inversée au travers d'un asservissement.

Le GIC de la commande est donné à la figure 2.2. Une hypothèse simplificatrice est faite : capteurs et convertisseur statique idéaux.

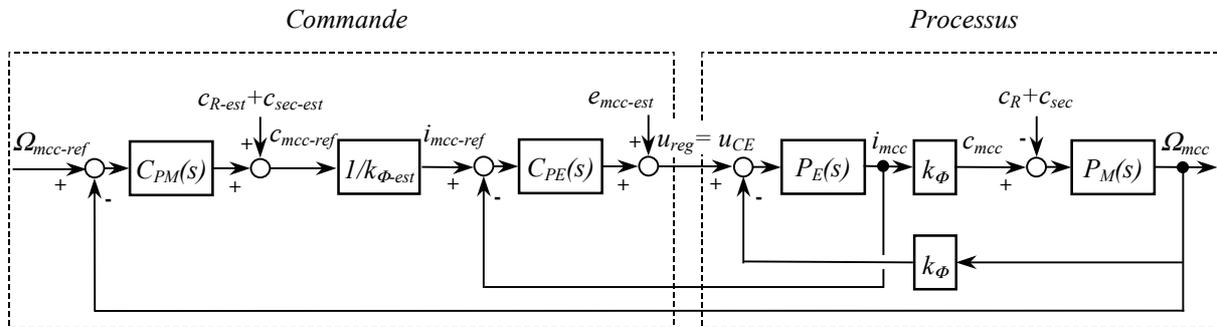


**Figure 2.2** : GIC de la commande de la machine à courant continu

Dans la partie commande, les compensations nécessaires (de la f.e.m, du couple de charge et du couple sec) peuvent se faire par des grandeurs mesurées (au moyen de capteurs) ou estimées (reconstituées sur la base d'un modèle temps réel).

### 2.1.1.2 Description par fonction de transfert

On pose les hypothèses suivantes : source électrique parfaite, convertisseur électrique (hacheur) idéal, de même que les capteurs, flux constant. Le schéma fonctionnel correspondant au GIC de la commande est illustré par la figure 2.3 suivante :



**Figure 2.3** : Commande classique de la machine à courant continu (schéma fonctionnel)

$P_E$ ,  $P_M$  représentent les fonctions de transfert des parties électrique et mécanique de la machine, et  $C_{PE}$ ,  $C_{PM}$ , les correcteurs associés.

L'identification des paramètres électriques de la machine à courant continu et mécaniques du banc est décrite dans l'Annexe 3.

Le GIC ne peut pas permettre de déterminer les fonctions des correcteurs de courant et de vitesse à utiliser. En effet, il est indispensable d'introduire d'autres critères de performances tant sur le plan de la dynamique que de la précision. Ils sont exposés dans le paragraphe suivant.

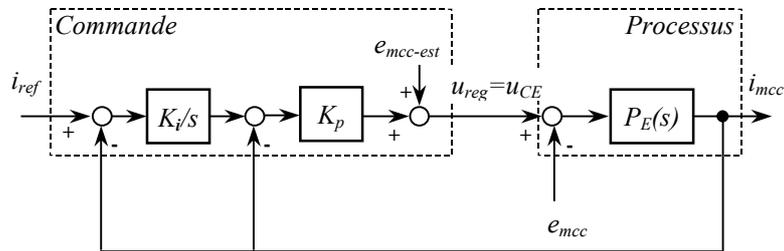
### 2.1.2 Synthèse et performances de la commande « classique »

Tout au long de cette étude, on considère la source électrique, le convertisseur statique (hacheur), les capteurs idéaux, les paramètres du processus constants et connus, ainsi que toute perturbation, interne ou externe, parfaitement compensée (ou inexistante).

On a vu que l'asservissement de la vitesse passe par celui du couple (au travers de celui du courant).

La boucle de courant est illustrée par la figure 2.4. Le correcteur utilisé est un IP [Nan 87] et les gains proportionnel et intégral sont calculés (voir l'Annexe 4) afin d'obtenir une fonction de transfert en boucle fermée du deuxième ordre, dont l'amortissement est unitaire et le temps de réponse de 15 ms.

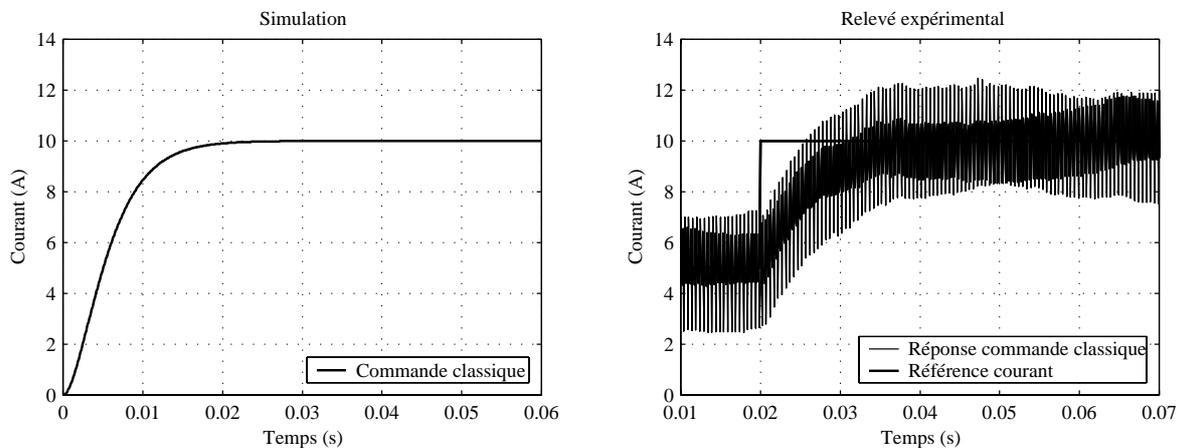
Du point de vue de l'implantation pratique, ce temps de réponse est suffisamment grand par rapport à la période d'échantillonnage du courant ( $10\text{ kHz}$ ). Pour des raisons pratiques, le hacheur quatre quadrants fonctionne à  $16\text{ kHz}$ .



**Figure 2.4** : Boucle de courant (commande classique)

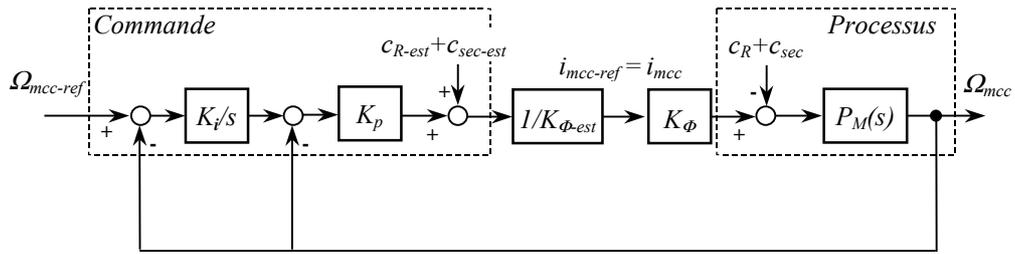
Pour ce système non-perturbé, le temps de réponse désiré et l'amortissement sont vérifiés en simulation et en pratique, figure 2.5.

En pratique la f.e.m n'existe pas, car le rotor est bloqué pour l'essai. Il existe aussi une ondulation du courant qui apparaît, due à la non-linéarité du convertisseur statique pour des rapports cycliques extrêmes – près de zéro ou de la valeur maximale du rapport cyclique (voir sur la figure 2.18). Pour éviter cette non-linéarité du convertisseur (voir aussi l'Annexe 10), le courant relevé expérimentalement a pour référence un profil en créneau, de  $5$  à  $10\text{ A}$ .



**Figure 2.5** : Réponses en courant commande classique

Une fois que le couple (le courant) est maîtrisé, le réglage du correcteur de vitesse est étudié. Le découplage des modes électrique et mécanique conduit au schéma fonctionnel suivant :

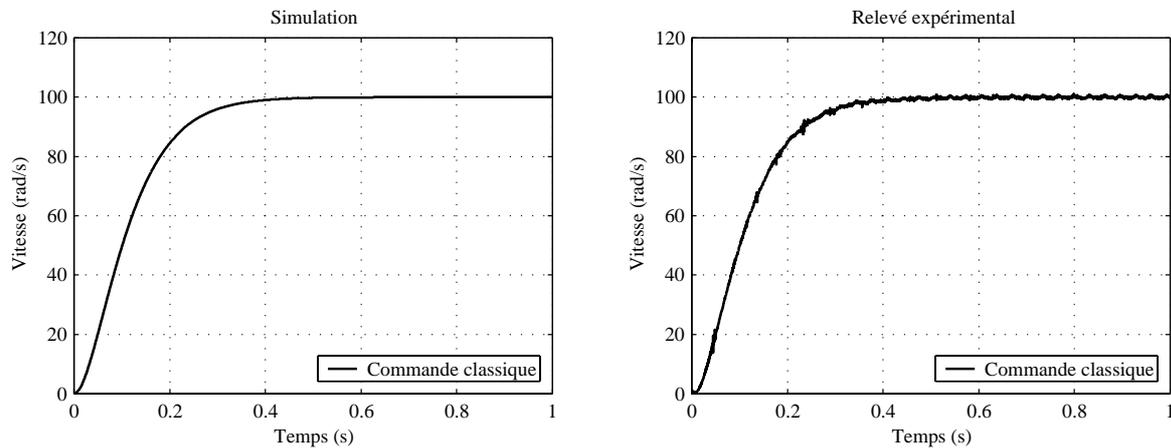


**Figure 2.6** : Boucle de vitesse (commande classique)

Les gains proportionnel et intégral sont calculés (Annexe 4) pour obtenir une fonction de transfert en boucle fermée du deuxième ordre (amortissement unitaire et temps de réponse de  $300\text{ ms}$ ). En pratique, on utilise une période d'échantillonnage pour la vitesse de  $0,1\text{ ms}$ .

Le découplage des modes est ainsi vérifié car il y a un facteur 20 entre le temps de réponse de la boucle de courant et celui de la vitesse.

Pour ce système non-perturbé, on obtient le temps de réponse et l'amortissement désirés :



**Figure 2.7** : Réponses en vitesse commande classique

On a vu dans ce paragraphe qu'une commande classique est suffisante pour imposer le comportement désiré à un processus connu (sans variation paramétrique et avec les perturbations externes compensées). Dans ces conditions, les trajectoires présentées aux figures 2.5 et 2.7 sont les trajectoires idéales de la commande classique. Elles serviront de référence à la définition d'une erreur dans les cas de variations paramétriques ou de non-compensation des perturbations externes.

La robustesse représente la capacité de la commande à garder ces trajectoires idéales. La robustesse de la commande classique et celle de la commande à modèle de comportement seront comparées au paragraphe 2.3.

## 2.2 Commande à modèle de comportement de la machine à courant continu

On a vu au paragraphe 1.1.2 qu'il y a deux structures différentes de la CMC, en fonction du retour du correcteur principal : soit la sortie du modèle, soit celle du processus. La synthèse des correcteurs de comportement est alors différente et sera illustrée dans les deux paragraphes suivants.

On garde les hypothèses de la commande classique pour pouvoir mettre en évidence l'apport de la commande à modèle de comportement.

Les modèles choisis pour les parties électrique et mécanique de la machine sont des modèles linéaires du premier ordre.

### 2.2.1 Retour par la sortie du modèle (CMC1)

Le schéma fonctionnel de la commande, pour la boucle de courant, est illustré par la figure suivante :

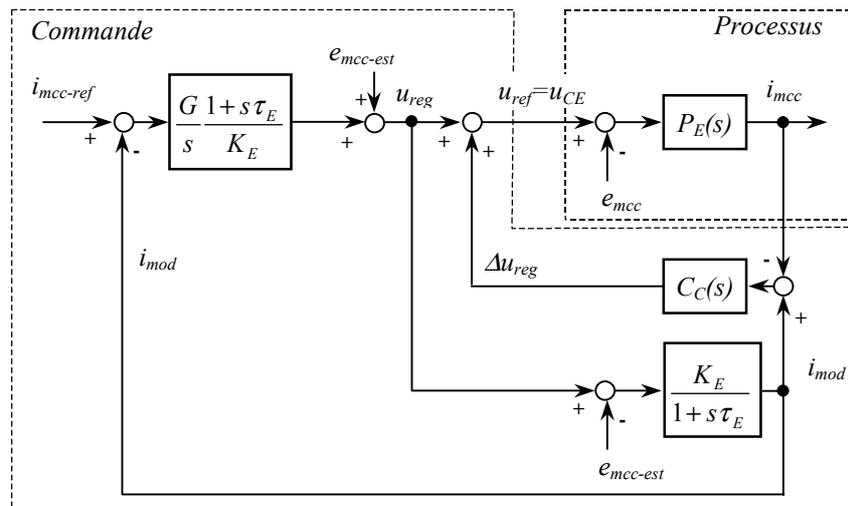


Figure 2.8 : Boucle de courant (commande CMC)

Le réglage du correcteur principal se fait en fonction du modèle choisi (voir l'expression 1.8). Pour un modèle de premier ordre, on a choisi un PI – voir son expression sur la figure 2.8 – pour annuler tout écart statique.

Le paramètre  $G$  est calculé d'après une synthèse par simplification du pôle dominant. En effet cette synthèse est appropriée car le correcteur principal vise à inverser le modèle qui est bien connu.

On impose une réponse du premier ordre et une constante de temps de la boucle fermée de  $5\text{ ms}$ . On garde donc le même temps de réponse ( $15\text{ ms}$ ) que celui de la boucle de courant de la commande classique.

Le réglage du correcteur de comportement se fait à partir des équations 1.8 et par rapport à la nature de la perturbation (dans ce cas la perturbation est la f.e.m., donc une rampe) :

$$y \Big|_{\substack{y_{ref}=0 \\ d_{mod}=0 \\ b=0}} = -\frac{P}{1+PC_C}d \quad (2.4)$$

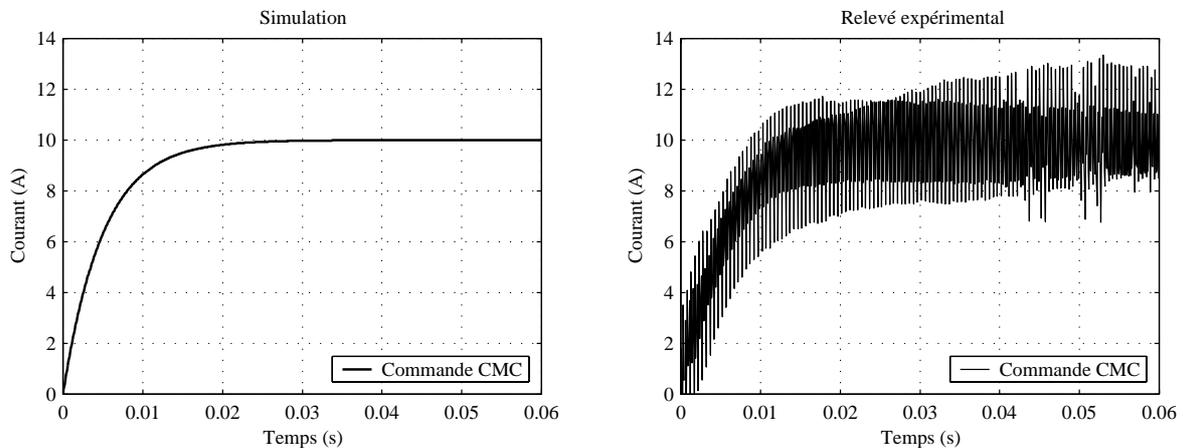
Le correcteur de comportement qu'on propose est une action proportionnelle et intégrale de la forme suivante :

$$C_C(s) = \frac{Bs^2 + Cs + D}{s^2} \quad (2.5)$$

Il faut deux pôles nuls pour annuler tout écart statique dû à la perturbation. Une action PI est également envisageable si l'erreur statique non-nulle introduite n'est pas gênante pour l'application.

Les paramètres B, C, D sont calculés dans l'Annexe 5, par placement des pôles. On obtient trois pôles, deux complexes et un réel. On choisit les parties réelles identiques. La partie imaginaire est égale à la partie réelle pour obtenir un amortissement optimal. Par le choix de la partie réelle on contrôle le temps nécessaire à l'annulation de l'erreur due à la perturbation externe.

La réponse en courant, de ce système non-perturbé, est illustrée à la figure 2.9 suivante :



**Figure 2.9** : Réponses en courant CMC1

Pour cet essai on a bloqué le rotor, donc le courant n'est pas perturbé par la f.e.m. La non-linéarité présente dans la commande classique, due à l'influence des temps morts pour des rapports cycliques extrêmes, n'existe plus, car la CMC demande des rapports cycliques différents qui évitent, dans ce cas, la zone non-linéaire du convertisseur statique (voir aussi l'Annexe 10).

Dans le choix du gain du correcteur de comportement  $C_C$  il faut tenir compte du temps d'annulation de l'erreur, de la limite imposée par la période d'échantillonnage (pour une implantation pratique) et de la condition 1.3. Cette dernière condition doit rester valable même dans des cas extrêmes d'une variation paramétrique (comme 100% d'erreur sur la résistance) :

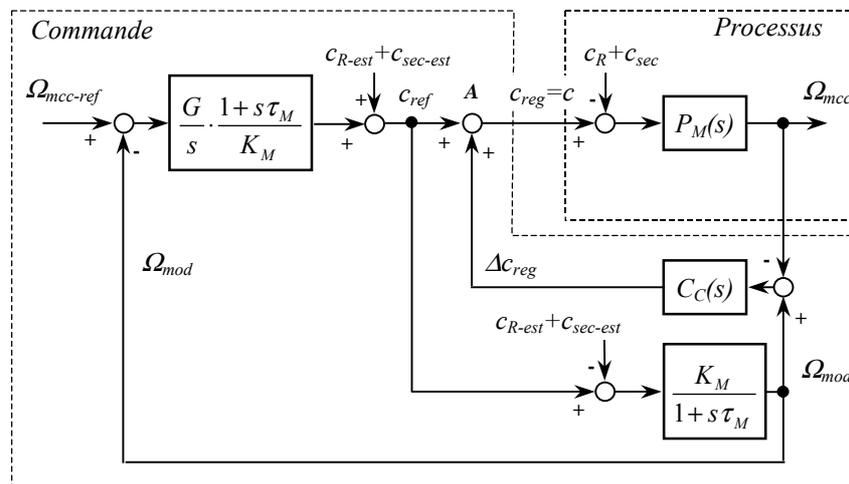
$$\begin{cases} |MC_C| = \left| \frac{1}{0,44} 6200000 \right| \gg 1 \\ |PC_C| = \left| \frac{1}{2 \cdot 0,44} 6200000 \right| \gg 1 \end{cases} \quad (2.6)$$

Le même choix de découplage des modes électrique et mécanique conduit au schéma fonctionnel du réglage de la vitesse illustré à figure 2.10.

Ce choix, le découplage des modes, fait l'objet d'une analyse dans le paragraphe 2.3.

Le réglage du correcteur principal se fait en fonction du modèle choisi (voir l'expression 1.8). Pour un modèle de premier ordre, on a choisi un PI – voir son expression sur la figure 2.10 – pour annuler tout écart statique.

Le paramètre  $G$  est calculé d'après une synthèse par simplification du pôle dominant. On obtient ensuite une réponse de premier ordre et une constante de temps de 100 ms. On garde donc le même temps de réponse que celui de la boucle de vitesse de la commande classique.



**Figure 2.10** : Boucle de vitesse (commande CMC)

Dans le cas de la méconnaissance de la perturbation externe, on fait le choix de ne pas la compenser dans la commande. Le réglage du correcteur de comportement se fait toujours à partir des équations 1.8 et par rapport à la nature supposée de la perturbation (un échelon, pour le couple résistant).

Le correcteur d'ordre minimal qui assure une erreur statique nulle est un PI (voir le calcul des paramètres à l'Annexe 5) :

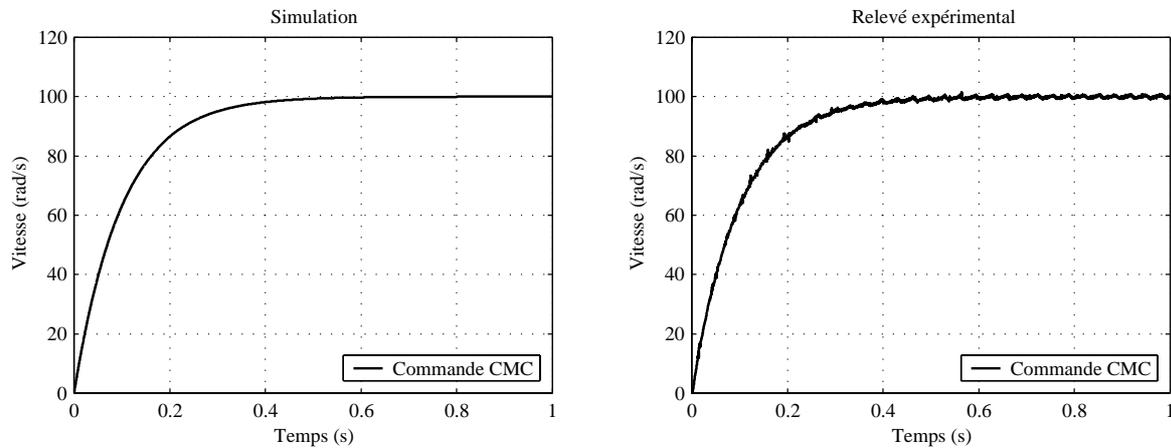
$$C_c(s) = G \frac{1 + \tau_c s}{s} \quad (2.7)$$

Par placement des pôles, choix du  $G$  et  $\tau_c$ , on contrôle l'amplitude et le temps d'annulation de l'erreur due au couple résistant.

La réponse en vitesse du processus non-perturbé est illustrée à la figure 2.11.

Comme pour la boucle de courant, dans le choix du gain du correcteur de comportement  $C_c$  il faut tenir compte du temps d'annulation de l'erreur, de la limite imposée par la période d'échantillonnage et de la condition 1.3. Cette dernière condition doit rester valable même dans le pire des cas d'une variation paramétrique (les frottements augmentent de 100%) :

$$\begin{cases} |MC_c| = \left| \frac{1}{1,5 \cdot 10^{-3}} 100 \right| \gg 1 \\ |PC_c| = \left| \frac{1}{2 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}} 100 \right| \gg 1 \end{cases} \quad (2.8)$$



**Figure 2.11** : Réponses en vitesse CMC1

Pour un processus non sollicité par une perturbation externe, le réglage du correcteur de comportement se fait d'après l'équation 1.8 – où  $d=0$ . Dans ce cas, la CMC 1 est équivalente à l'asservissement de la grandeur de référence filtrée. Le filtre est la boucle formée par le correcteur principal et le modèle. Le correcteur de comportement est calculé pour l'asservissement de la référence et non pas en régulation (voir Annexe 5). Il est possible d'utiliser d'autres types de correcteurs, que ceux proposés dans ce paragraphe.

## 2.2.2 Retour par la sortie du processus (CMC 2)

Le schéma fonctionnel est le même que celui illustré par les figures 2.8 (boucle de courant) et 2.10 (boucle de vitesse), mais le retour vers le correcteur principal est la sortie du processus.

Les correcteurs principaux sont eux aussi les mêmes, avec les mêmes réglages : temps de réponse de  $15\text{ ms}$  pour la boucle de courant et  $300\text{ ms}$  pour celle de la vitesse.

Le réglage du correcteur de comportement de la boucle de courant / vitesse est différent de celui présenté dans le paragraphe 2.2.1, car les deux structures CMC sont différentes.

On garde comme critère de réglage des correcteurs de comportement la nature de la perturbation.

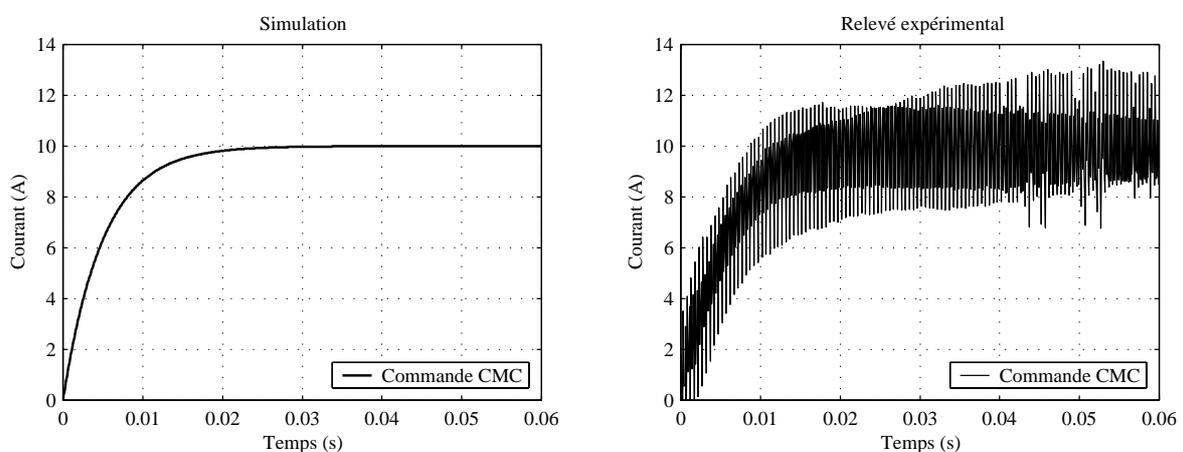
Le réglage du correcteur de comportement se fait à partir des équations 1.14 et par rapport à la nature de la perturbation, une rampe :

$$y \Big|_{\substack{y_{ref}=0 \\ d_{mod}=0 \\ b=0}} = -\frac{P}{1+PC_C}d \quad (2.8)$$

Un correcteur PI serait nécessaire pour annuler un écart statique en régime permanent (voir l'Annexe 5) due à la perturbation en rampe. Toutefois, on met en œuvre un correcteur proportionnel, en jugeant que l'écart statique obtenu en simulation est a priori négligeable. L'écart est comparable à la résolution du capteur (capteur LEM analogique, résolution de moins de 2%). Ce correcteur est :

$$C_C = 80 \quad (2.9)$$

La réponse en courant est illustrée par la figure 2.12. Pour ne pas être perturbé par la f.e.m, le rotor est bloqué lors de l'essai.



**Figure 2.12** : Réponses en courant CMC2

Le gain a été choisi de manière à obtenir un écart statique convenable mais aussi pour pouvoir remplir la condition 1.3 dans le cas extrême d'une variation paramétrique (voir les expressions 2.10). Dans l'implantation pratique, en discret, il ne doit pas amplifier le bruit non plus.

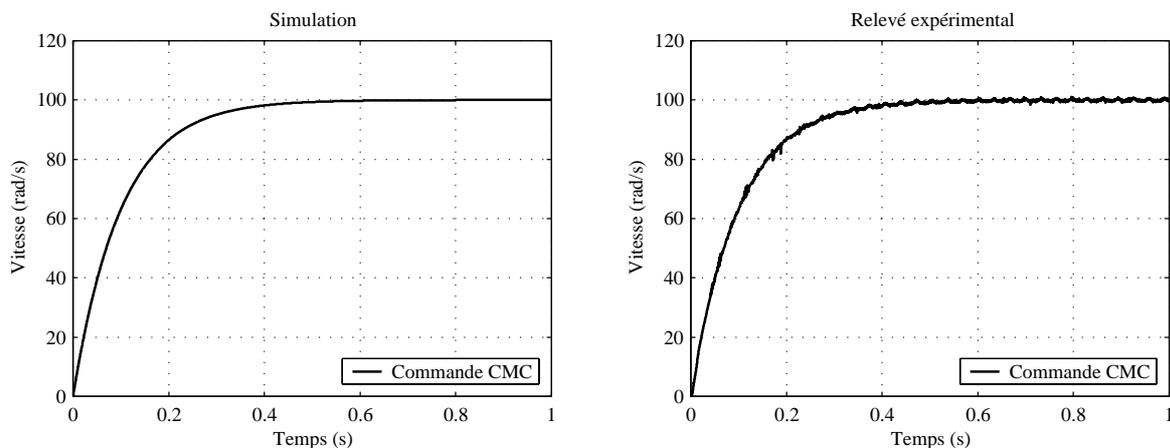
$$\begin{cases} |MC_c| = \left| \frac{1}{1,19} 80 \right| \gg 1 \\ |PC_c| = \left| \frac{1}{2 \cdot 1,19} 80 \right| \gg 1 \end{cases} \quad (2.10)$$

La boucle de vitesse est perturbée par le couple résistant, une perturbation supposée en échelon. Cette fois-ci, un correcteur proportionnel suffit pour annuler tout écart statique :

$$C_c = 2 \quad (2.11)$$

Le gain proportionnel est choisi de manière à obtenir une annulation de l'erreur due à la perturbation, dans le même temps que le cas CMC 1.

La réponse en vitesse du processus non-perturbé est illustrée à la figure suivante :



**Figure 2.13** : Réponses en vitesse CMC2

L'amplitude, ainsi que le temps d'annulation de l'erreur due au couple résistant dépend du gain choisi. Mais en choisissant une petite constante de temps pour l'annulation de l'erreur on a forcément une petite amplitude (voir l'équation a5.16 dans l'Annexe 5).

Dans le choix de ce gain le critère principal est le temps nécessaire à l'annulation de l'erreur. Mais ce gain doit aussi vérifier la condition 1.3 - pour le pire des cas d'une variation paramétrique :

$$\begin{cases} |MC_c| = \left| \frac{1}{1,2 \cdot 10^{-2}} \right| \gg 1 \\ |PC_c| = \left| \frac{1}{2 \cdot 10^{-2}} \right| \gg 1 \end{cases} \quad (2.12)$$

En absence de perturbation externe, on peut régler le correcteur de comportement pour assurer un meilleur asservissement (voir l'Annexe 5). Par exemple, pour la boucle de vitesse et un correcteur de comportement de type proportionnel, on obtient une fonction de transfert sortie / référence de forme :

$$H(s) \approx \frac{1}{1 + s\tau} \quad (2.13)$$

où  $\tau$  est la constante de temps de la boucle principale.

### 2.2.3 Commande à modèle de comportement pour deux boucles

Dans le paragraphe précédent on a fait l'hypothèse de séparation des modes électrique et mécanique pour pouvoir appliquer la CMC à la boucle de vitesse. Ce choix fait l'objet d'une analyse plus approfondie dans cette partie.

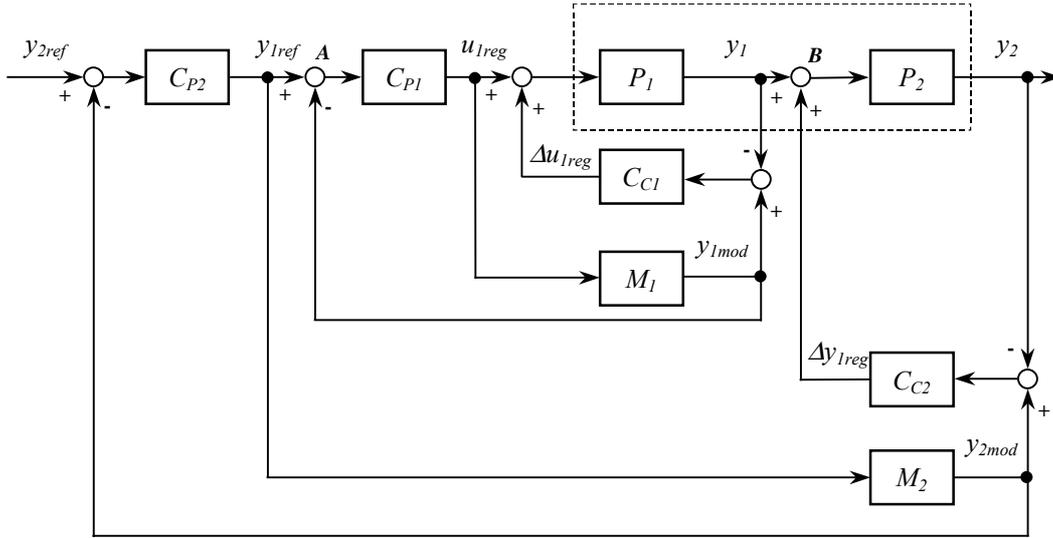
Considérons un processus en cascade formé par deux sous-processus à constantes de temps assez différentes (comme les parties électrique et mécanique d'une machine électrique). Pour appliquer la CMC à ce type de processus on a besoin de deux modèles et de deux correcteurs de comportement (au maximum).

Les deux modèles (incluant la perturbation externe) peuvent être totalement indépendants ou peuvent être liés – l'entrée de l'un est la sortie de l'autre : on parle alors respectivement de modèles repartis ou d'un modèle global.

Les deux correcteurs de comportement peuvent agir soit au même endroit (par exemple au niveau de la tension), soit à deux endroits différents : on parle respectivement d'action globale ou d'actions locales.

Il y a donc plusieurs possibilités d'appliquer la CMC à un tel processus. Une bonne partie est présentée dans [Vul-00b] – avec des résultats pratiques – et dans l'Annexe 6.

La première stratégie est celle illustrée à la figure 2.14 – modèles repartis, actions locales :



**Figure 2.14** : CMC deux boucles : modèles repartis, actions locales

On remarque que le deuxième correcteur de comportement,  $C_{C2}$ , doit agir à l'intérieur du processus (point **B**) conformément au principe de la commande CMC. Mais cela n'est pas possible – on ne peut pas « injecter un couple » à l'intérieur de la MCC, par exemple. En faisant l'hypothèse de séparation des modes des processus 1 et 2 on peut considérer que les points **A** et **B** sont identiques à l'échelle du temps du processus 2. Ainsi on va agir au niveau de la commande, au point **A** (voir aussi la figure 2.10).

On démontre l'efficacité de l'hypothèse de séparation des modes à l'aide des équations. Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} y_{1ref} = (y_{2ref} - y_{2mod})C_{P2} + (y_{2mod} - y_2)C_{C2} \\ y_{1mod} = (y_{1ref} - y_{1mod})C_{P1}M_1 \\ y_1 = [(y_{1ref} - y_{1mod})C_{P1} + (y_{1mod} - y_1)C_{C1}]P_1 \\ y_{2mod} = (y_{2ref} - y_{2mod})C_{P2}M_2 \\ y_2 = P_2y_1 \end{cases} \quad (2.14)$$

Les expressions 2.14 mènent aux fonctions de transfert suivantes :

$$\begin{cases} \frac{y_1}{y_{1mod}} = F = \frac{P_1(1 + M_1C_{C1})}{M_1(1 + P_1C_{C1})} \\ \frac{y_{1mod}}{y_{1ref}} = O = \frac{M_1C_{P1}}{1 + M_1C_{P1}} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} \frac{y_2}{y_{2mod}} = \frac{FO \cdot P_2(1 + M_2C_{C2})}{M_2(1 + FO \cdot P_2C_{C2})} \\ \frac{y_{2mod}}{y_{2ref}} = \frac{M_2C_{P2}}{1 + M_2C_{P2}} \end{cases} \quad (2.15)$$

En faisant l'hypothèse de séparation des modes,  $F \rightarrow 1$  et  $O \rightarrow 1$ , on retrouve les mêmes équations de la CMC que celles d'une seule boucle de réglage (équation 1.8).

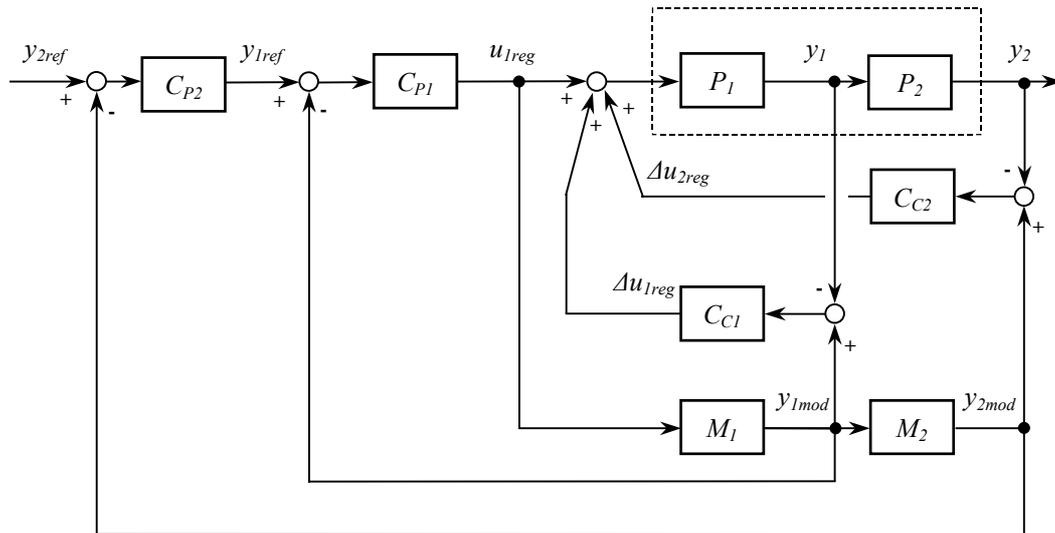
On a mené cette démonstration pour la structure de la CMC ayant pour retour du correcteur principal la sortie du modèle (CMC 1), mais le résultat reste aussi valable pour l'autre structure (CMC 2).

Les autres possibilités (voir l'Annexe 6) ne sont pas aussi faciles à analyser. Par exemple, pour la structure « modèle global, action globale » (figure 2.15) on obtient les fonctions de transfert suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{y_1}{y_{1mod}} = F = \frac{P_1(1 + M_1C_{C1} + M_1M_2C_{C2})}{M_1(1 + P_1C_{C1} + P_1P_2C_{C2})} \\ \frac{y_{1mod}}{y_{1ref}} = O = \frac{M_1C_{P1}}{1 + M_1C_{P1}} \end{array} \right. \text{ et } \left\{ \begin{array}{l} \frac{y_2}{y_{2mod}} = \frac{P_2}{M_2} \\ \frac{y_{2mod}}{y_{2ref}} = \frac{M_1M_2C_{P1}C_{P2}}{1 + M_1C_{P1} + M_1M_2C_{P1}C_{P2}} \end{array} \right. \quad (2.16)$$

On ne peut pas faire l'hypothèse de séparation des modes, ce qui conduit à une autre condition de simplification que celle de la CMC à une boucle (équation 1.3). Cette nouvelle condition est beaucoup plus difficile à respecter.

Pour cette raison, on a donc choisi d'appliquer la structure « modèles repartis, action locale » avec l'hypothèse de séparation des modes pour le réglage de la boucle de vitesse de la machine à courant continu.



**Figure 2.15** : CMC deux boucles : modèle global, action globale

## 2.3 Etude comparée des deux commandes

Dans la première partie de ce chapitre on a présenté une commande classique et la commande à modèle de comportement d'une machine à courant continu. Le choix et le réglage des correcteurs ont été argumentés. Pour un processus bien connu avec des paramètres constants et des perturbations bien compensées, une commande classique est aussi performante que la CMC. La différence entre les deux vient de la robustesse, la capacité de garder ces trajectoires « idéales » malgré les perturbations externes et les variations paramétriques.

Ce paragraphe est dédié à l'étude de robustesse d'une CMC par rapport à une commande classique. On considère la commande classique comme une référence qui permet la mise en évidence des apports de la CMC.

Toutes les simulations et les essais pratiques présentés dans le paragraphe 2.2 ont été faits en supposant des « conditions idéales » décrites comme suit :

- source électrique parfaite,
- convertisseur statique linéaire,
- capteurs linéaires, parfaits,
- absence de la limitation dans la commande,
- système non-perturbé par une variation paramétrique ou perturbation externe.

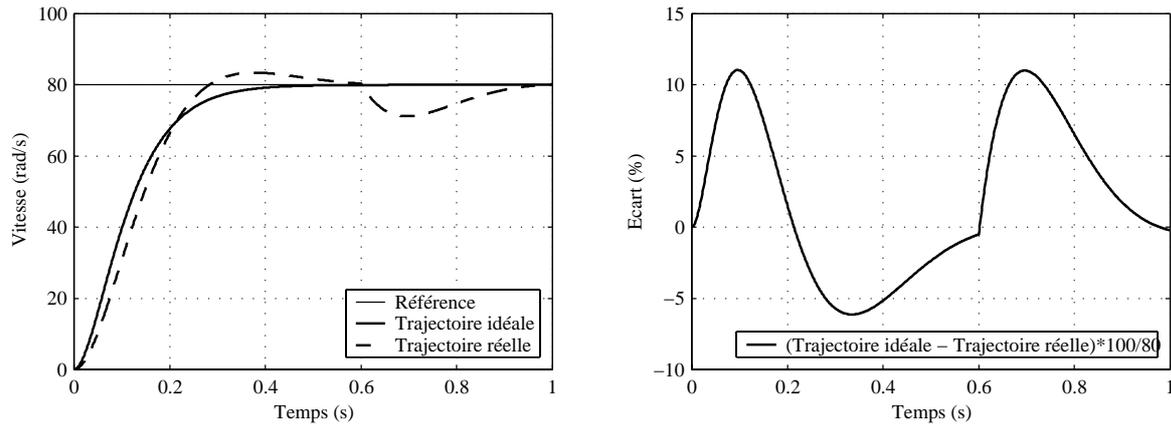
Etant donné ces conditions idéales, les trajectoires (simulations) présentées aux figures 2.5, 7, 9, 11-13 sont, des *trajectoires idéales*. On appelle dans la suite une *trajectoire idéale* la réponse d'un système obtenue dans ces conditions idéales.

Mais généralement un système n'est pas parfait et peut être affecté par des perturbations internes (variations paramétriques) ou externes. Ainsi, toute réponse obtenue lorsque les conditions ne sont plus idéales, est désignée par *trajectoire réelle*.

Pour illustrer ces deux définitions, la réponse d'une MCC à une référence de vitesse, soit un échelon de  $80 \text{ rad/s}$ , est présentée à la figure 2.16.

La trajectoire idéale (trait en gras) est différente de celle réelle (en pointillé) – obtenue pour un système perturbé par un couple résistant et une augmentation des frottements. L'écart entre les deux trajectoires est aussi illustré par cette même figure. Il a été normalisé par rapport à la référence, soit :

$$E_N(\%) = \frac{\text{trajectoire\_idéale} - \text{trajectoire\_réelle}}{|\text{référence}|} 100 \quad (2.17)$$



**Figure 2.16** : Trajectoires idéales et réelles, écart normalisé

Une trajectoire idéale du courant et une autre de vitesse sont définies pour la commande classique (les simulations des figures 2.5 et 2.7) et d'autres trajectoires idéales de courant et de vitesse sont également définies pour la CMC (les simulations des figures 2.9 et 2.11). Les deux trajectoires idéales de courant (vitesse) de la commande classique et de la CMC sont différentes, car la réponse de la commande classique est la réponse typique d'un deuxième ordre alors que celle de la CMC est la réponse d'un premier ordre. Pour pouvoir comparer l'effet de la même perturbation sur la commande classique et sur la CMC on se sert de l'écart normalisé produit par la perturbation sur les deux commandes.

### 2.3.1 Robustesse de l'asservissement

Les variations paramétriques qu'on admet physiquement possibles pour ce système sont :

$$\begin{cases} \Delta R \in [-50\% \div +50\%] R \\ \Delta L \in [-25\% \div +25\%] L \\ \Delta J \in [-50\% \div +100\%] J \\ \Delta f \in [-50\% \div +100\%] f \end{cases} \quad (2.18)$$

$R$ ,  $L$ ,  $J$  et  $f$  représentent les valeurs mesurées (identifiées) de la résistance, de l'inductance, de l'inertie et des frottements visqueux de la machine à courant continu. Dans les simulations et les essais pratiques, les variations paramétriques ont lieu au niveau de la commande et non au niveau du processus. En effet, il est plus facile de considérer un autre modèle erroné (et les correcteurs associés) au niveau de la commande, que de reproduire physiquement une variation de 50% des frottements.

L'échauffement de la machine, la saturation du circuit magnétique et la position du rotor (voir l'Annexe 3) conduisent aux variations de la partie électrique de la machine à courant continu (la résistance et l'inductance).

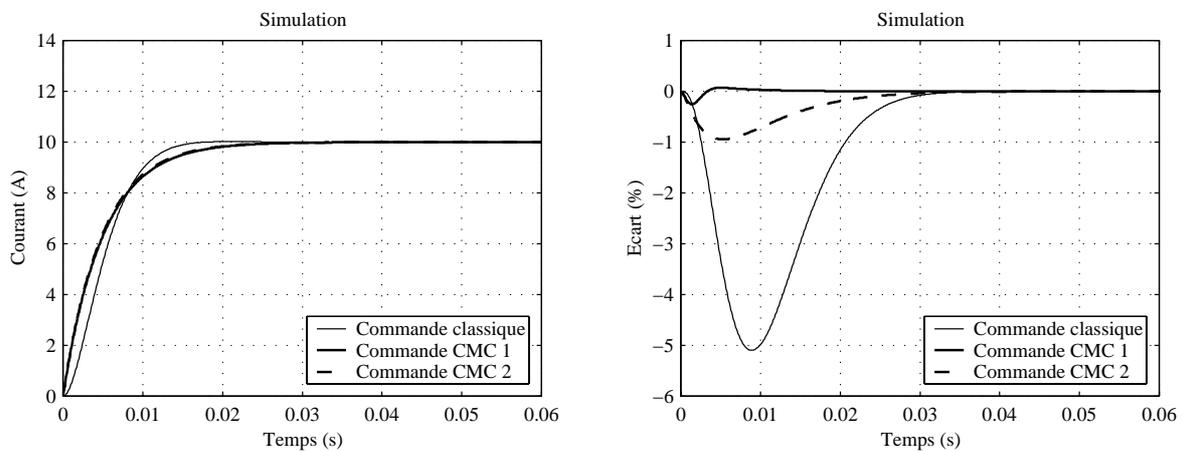
L'écart  $E_N$  par rapport aux trajectoires idéales, pour certaines variations paramétriques, est donné dans le tableau suivant :

**Tableau 2.1** : Variations paramétriques sur la partie électrique

Variation paramétrique	Commande classique $\max( E_N )$ (%)	Commande CMC 1 $\max( E_N )$ (%)	Commande CMC 2 $\max( E_N )$ (%)
$R_{\text{commande}}=1.5 R_{\text{processus}}$	5	0,25	0,95
$R_{\text{commande}}=0.5 R_{\text{processus}}$	4,5	0,25	0,96
$L_{\text{commande}}=1.25 L_{\text{processus}}$	2,7	0,85	1,28
$L_{\text{commande}}=0.75 L_{\text{processus}}$	4,1	1,25	1,32

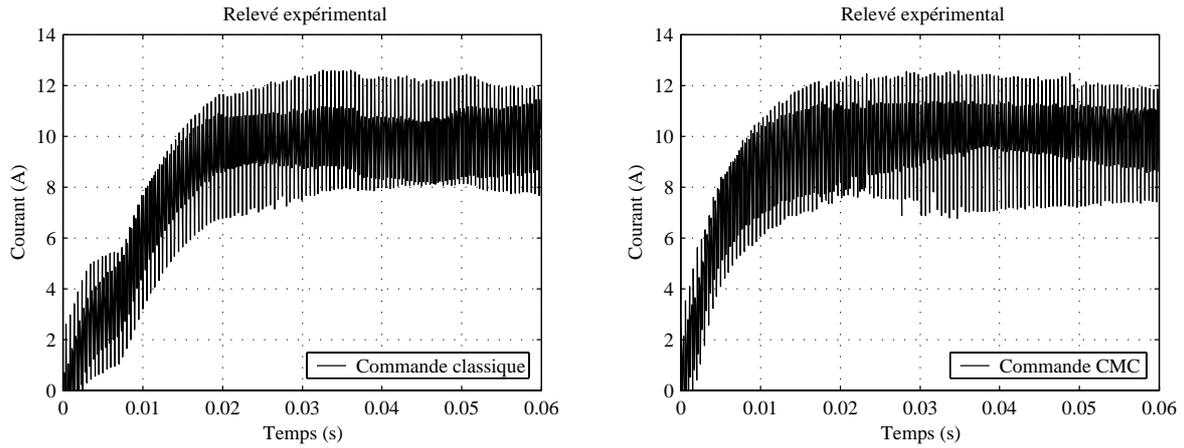
#### A. Influence de la résistance d'induit

A titre d'exemple on illustre les résultats, obtenus pour une variation de +50% sur la résistance de l'induit (au niveau de la commande) par les figures suivantes :



**Figure 2.17** : Réponses en courant (avec variation paramétrique) – simulation

Pour les résultats pratiques voir l'Annexe 11.



**Figure 2.18** : Réponses en courant (avec variation paramétrique) – relevés expérimentaux

Lors des essais la f.e.m est nulle, car le rotor est calé. L'effet de la variation paramétrique ne se voit pas bien en pratique à cause des ondulations du courant dues à la MLI. Mais il est intéressant de voir l'effet de la non-linéarité du convertisseur statique, le temps mort n'étant plus négligeable par rapport au rapport cyclique demandé. Cette non-linéarité se manifeste par l'ondulation du courant pendant la période de 0 à 0,01 s. Comme la CMC demande des rapport cycliques différents (le temps mort pouvant cette fois, être négligé), l'ondulation n'existe plus.

On présente à la figure 2.18 seulement la réponse de la CMC 1 car on obtient quasiment le même comportement pour les deux structures.

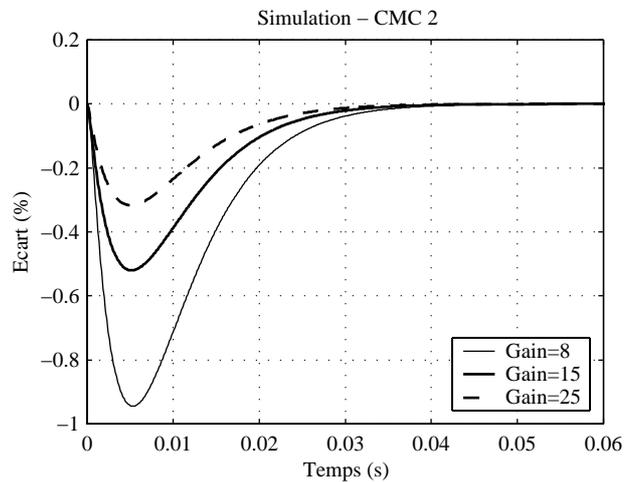
On remarque, sur la figure 2.17, que l'écart est plus petit pour la CMC. Cela montre que la CMC est plus robuste par rapport aux variations paramétriques. En effet, la CMC apporte des moyens supplémentaires pour maîtriser cette erreur transitoire. Cette robustesse est justifiée par le fait que la CMC dispose d'un correcteur supplémentaire, dont on modifie les paramètres pour augmenter les performances du système. On peut le souligner grâce aux équations 2.19, qui mettent en évidence le  $C_C$  intervenant dans les fonctions de transfert en asservissement et régulation à côté du correcteur principal  $C_P$  (présent dans toutes les commandes classiques):

$$y_{mod} - y = \begin{cases} \frac{(M-P)C_P}{(1+MC_P)(1+PC_C)} y_{ref} + \frac{P}{1+PC_C} (d-d_{mod}) & \text{CMC 1} \\ \frac{(M-P)C_P}{1+PC_C+PC_P+PC_CMC_P} y_{ref} + \frac{P}{1+PC_C+PC_P+PC_CMC_P} (d-d_{mod}) & \text{CMC 2} \end{cases} \quad (2.19)$$

En asservissement, l'écart  $y_{mod}-y$  est particularisé pour  $d=d_{mod}=0$ .

Pour illustrer ces moyens supplémentaires apportés par la CMC, on modifie le correcteur de comportement dans la structure CMC 2 et on regarde son influence sur l'écart normalisé.

Pour différents gains du correcteur de comportement (qui, on le rappelle, est un gain proportionnel) et la même variation paramétrique de +50% sur la résistance, on constate que l'écart diminue quand le gain augmente :



**Figure 2.19** : Ecart normalisé de la CMC 2 pour différents gains du  $C_C$  (avec variation paramétrique)

La modification de la charge mécanique, du sens de rotation de la machine et des frottements conduisent aux variations paramétriques de la partie mécanique.

Pour des variations paramétriques physiquement possibles on trouve les écarts suivantes par rapport à la trajectoire idéale :

**Tableau 2.2** : Variations paramétriques sur la partie mécanique

Variation paramétrique	Commande classique $\max( E_N )$ (%)	Commande CMC 1 $\max( E_N )$ (%)	Commande CMC 2 $\max( E_N )$ (%)
$J_{\text{commande}}=0.5 J_{\text{processus}}$	11	0,95	2,14
$J_{\text{commande}}=2 J_{\text{processus}}$	2,54	1,9	4
$f_{\text{commande}}=0.5 f_{\text{processus}}$	0,1	0,004	0,014
$f_{\text{commande}}=2 f_{\text{processus}}$	0,18	0,008	0,03

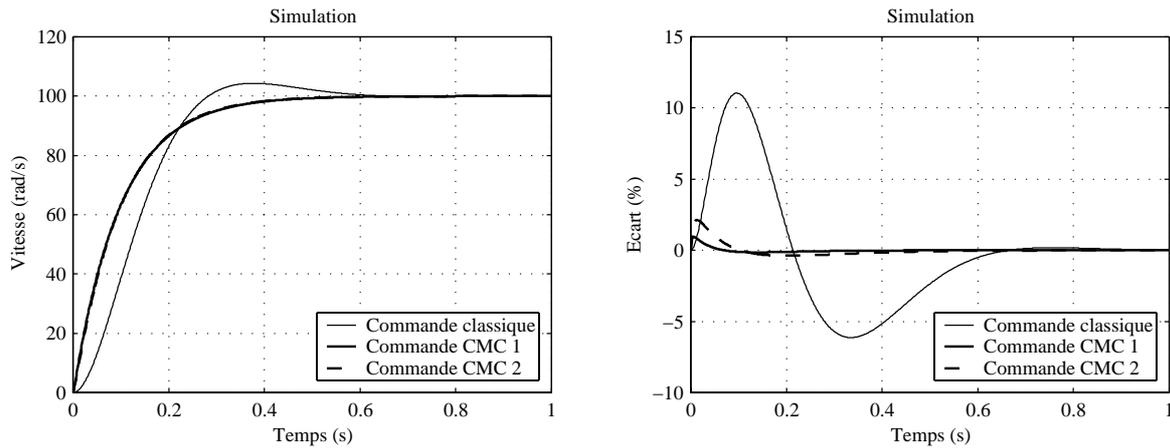
### B. Influence du moment d'inertie

Lors des essais et simulations, le couple résistant est nul, le couple sec est compensé et la boucle de courant est idéale.

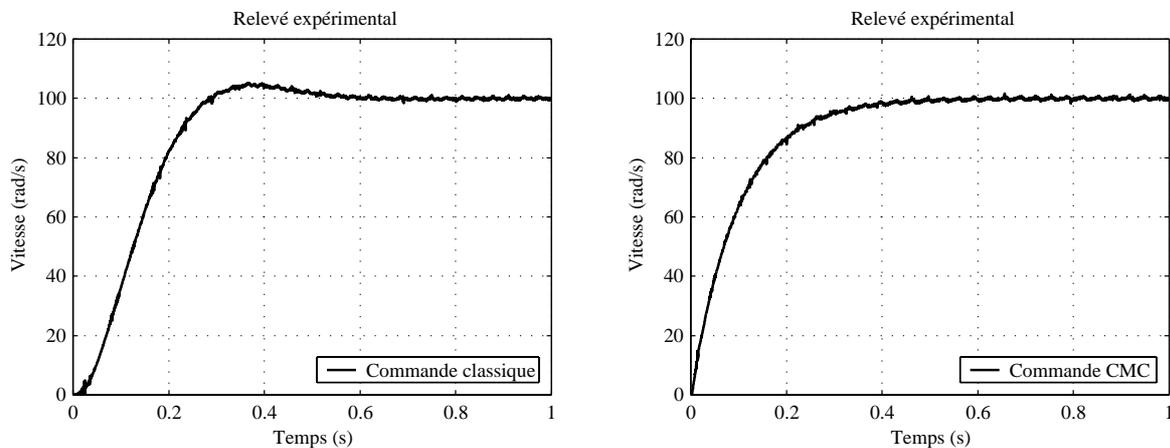
Les trajectoires de la vitesse dans le cas d'une variation paramétrique de  $-50\%$  sur l'inertie sont illustrés par les figures 2.20 et 2.21.

On rappelle qu'avec la commande classique non-perturbée, on obtient une trajectoire sans dépassement et un temps de réponse de  $300\text{ ms}$ . Cette réponse a beaucoup changé à cause de la variation paramétrique.

Par rapport à la commande classique, la CMC conserve mieux sa trajectoire idéale. Les deux structures CMC ont des réponses similaires, même confondues sur la figure 2.20.



**Figure 2.20** : Réponses en vitesse (avec variation paramétrique) – simulation



**Figure 2.21** : Réponses en vitesse (avec variation paramétrique) – relevés expérimentaux

L'écart normalisé, est plus petit si on utilise la CMC et peut encore être diminué en modifiant le correcteur de comportement. Par exemple, en augmentant le gain du correcteur  $C_C$  (CMC 2) on obtient :

**Tableau 2.2** : Variations du gain de  $C_C$  pour la CMC 2

Gain $C_C$	$\max( E_N )$ (%)
2	2,14
5	1
10	0,52

### 2.3.2 Robustesse en régulation

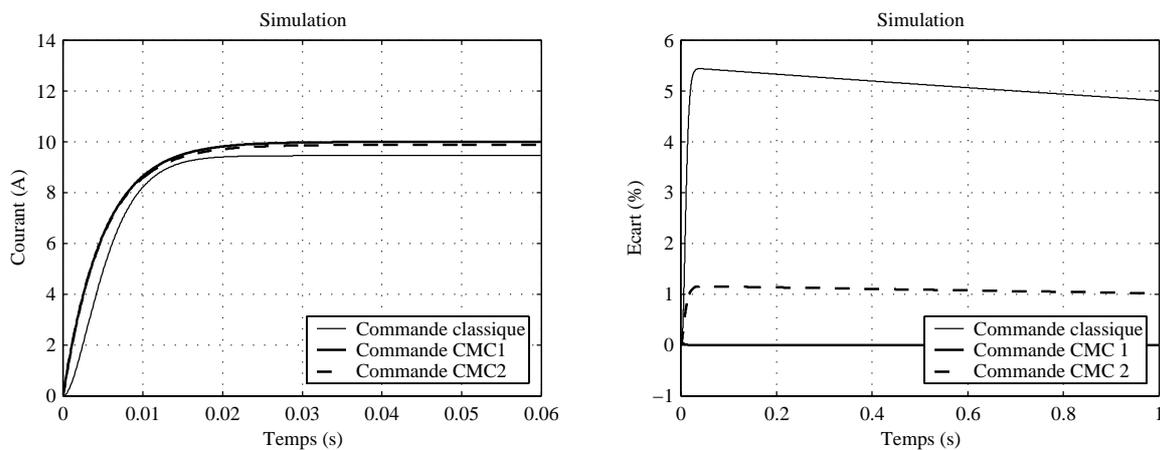
Souvent, une perturbation externe n'est pas censée être connue. En effet, même si on peut donner une estimation de cette perturbation externe (par exemple une estimation de la f.em. à partir de la vitesse), elle n'est pas forcément exacte ; ceci engendre une perturbation équivalente de la commande, une perturbation qui vaut  $d-d_{estimé}$ . Dans ce cas, sa méconnaissance nous conduit à ne pas effectuer la compensation ni dans la commande classique, ni dans la CMC.

Pour toutes les simulations, on considère que le processus est parfaitement connu ( $P=M$ ), qu'il n'est affecté que par la perturbation externe étudiée.

Les perturbations traitées sont : la f.e.m (perturbation interne en rampe), le couple résistant (perturbation en échelon) et le couple sec (perturbation non-linéaire).

#### A. Influence de la f.e.m.

L'influence de la f.e.m sur la boucle de courant est illustrée par la figure suivante :



**Figure 2.22** : Influence de la f.e.m

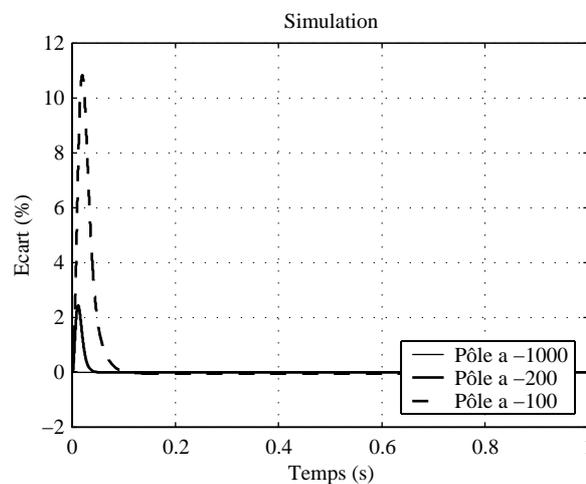
On ne présente pas les résultats pratiques<sup>▲</sup>, car l'influence de la perturbation n'est pas mise en évidence, à cause de l'ondulation de courant due à la commutation du hacheur.

L'écart n'est pas très grand, mais on voit bien que la CMC le diminue plus rapidement.

Dans le même but de montrer que la CMC apporte des moyens supplémentaires pour augmenter la robustesse aussi en régulation, on présente l'écart  $y_{mod}-y$  (dans le cas de la connaissance du processus, soit  $P=M$  dans les expressions 2.19) :

$$(y_{mod} - y)_{P=M} = \frac{M}{1 + MC_C} (d - d_{mod}) \quad (2.20)$$

Cet écart dépend du correcteur de comportement. Il est possible de maîtriser à l'aide du  $C_C$ . Pour différents réglages de ce correcteur, on présente l'influence de la f.e.m sur la CMC 1 :



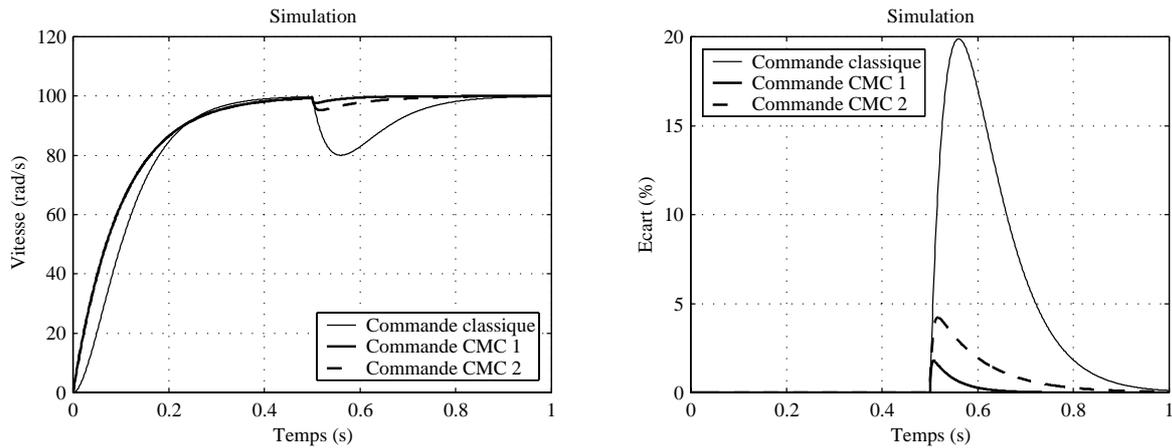
**Figure 2.23** : Ecart normalisé de la CMC1 pour différents  $C_C$  (influence f.e.m)

### B. Influence du couple résistant

L'influence du couple résistant sur le réglage de la boucle de vitesse est illustré par les figures suivantes 2.24. Le couple résistant perturbateur est considéré comme un échelon de valeur  $C_N/2$  agissant à l'instant  $t=0,5$  s.

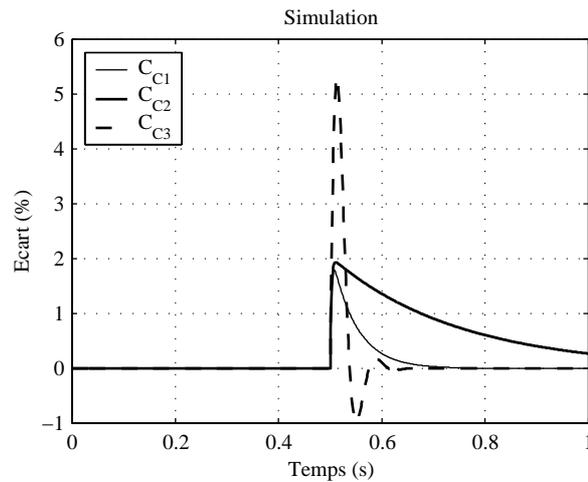
Les relevés expérimentaux sont présentés dans l'Annexe 8.

<sup>▲</sup> Voir l'Annexe 11 pour plus d'explications



**Figure 2.24** : Influence du couple résistant

Pour différents correcteurs de comportement ( $C_{C1} = (5s + 100)/s$ ,  $C_{C2} = (5s + 20)/s$  et  $C_{C3} = (s + 100)/s$ ) on obtient différents temps d'annulation, ainsi que différentes amplitudes, de l'erreur – figure 2.25. Cela montre encore une fois que la CMC apporte des moyens pour mieux maîtriser l'erreur transitoire due à une perturbation externe.



**Figure 2.25** : Ecart normalisé de la CMC 1 pour différents  $C_C$  (influence  $C_R$ )

### C. Influence du couple sec

Le couple sec est une perturbation non-linéaire. Sa dépendance de la vitesse est décrite par l'équation suivante :

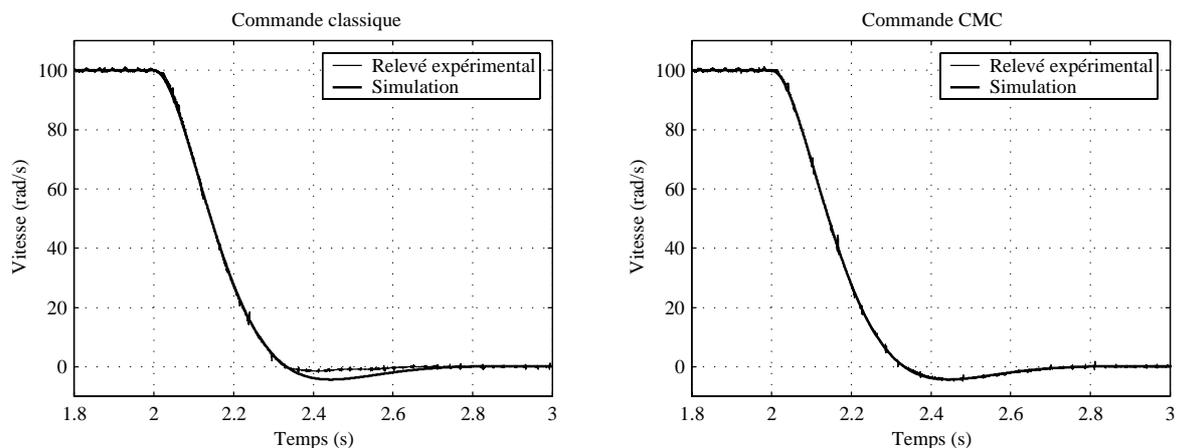
$$c_{sec} = C_S \text{sign}(\Omega) \quad (2.21)$$

$C_S$  est le coefficient de frottement sec ou coefficient de Coulomb. Il est de  $0,43 \text{ Nm}$  sur notre banc d'essai.

L'influence de ce couple résistant est importante aux alentours de la vitesse nulle, notamment lors du changement de signe de la vitesse. Pour mettre en évidence ce phénomène on effectue un changement de consigne, la vitesse passant de  $100 \text{ rad/s}$  à  $0 \text{ rad/s}$ . Si le réglage des correcteurs est fait de manière à avoir un dépassement, la vitesse doit devenir négative avant de se stabiliser sur la valeur finale. On réalise ainsi une variation de la vitesse aux alentours de la vitesse nulle.

Lors de l'essai on a changé le réglage du correcteur de vitesse (principal, pour la CMC) afin d'obtenir un dépassement de 5% (même temps de réponse et  $\zeta=0,707$  au lieu de 1).

L'influence du couple sec est illustrée par la figure 2.26.



**Figure 2.26 :** Influence du couple résistant

Le relevé expérimental de la commande classique n'a pas le dépassement de 5% demandé par le réglage, comme le prévoit la simulation. Le couple sec arrive à freiner la machine, malgré l'asservissement en vitesse. En revanche, la commande CMC se comporte comme la simulation (les deux sont confondus sur la figure 2.26). La commande CMC a donc comme effet la « linéarisation » [Hau-99], [Pie-02] de la réponse du processus, car le modèle de comportement choisi est linéaire.

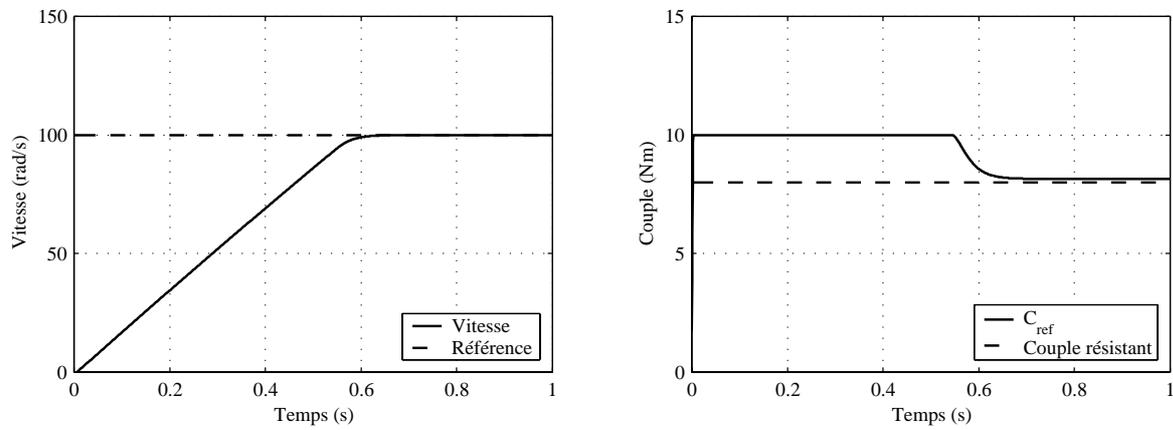
### 2.3.3 Stratégies de limitation de la CMC

En pratique, le courant doit être limité ; en effet, chaque machine a un courant maximal ( $90 \text{ A}$  pour notre machine en impulsif) qui ne doit pas être dépassé, sinon elle est physiquement détériorée. Limiter le courant dans une machine à courant continu fonctionnant à flux constant revient à limiter le couple.

Dans une commande classique le couple est limité en saturant la sortie du correcteur de vitesse, à condition que les asservissements soient performants. Dans la commande CMC c'est



Une stratégie anti-windup pour la CMC consiste à limiter la sortie du correcteur principal (et de son terme intégral) à la valeur  $C_{max} - \Delta C_{reg}$ . On obtient :



**Figure 2.29** : Stratégie anti-windup

Cette simple stratégie anti-windup, valable pour la CMC 1 ainsi que la CMC 2, montre que la CMC n'est pas plus difficile à mettre en pratique qu'une commande classique.

Plus de détails sur la méthode de limitation sont donnés dans [Vul-99, Vul-01], ainsi que dans l'Annexe 7.

## 2.4 Extension de la CMC à la machine asynchrone

L'utilisation de la machine asynchrone a été pendant longtemps restreinte aux applications à vitesse constante. Les progrès de l'électronique de puissance et de la commande ont permis d'utiliser la machine asynchrone dans la plupart des applications industrielles à vitesse variable (traction, machine outils, ...).

Les lois de commande scalaires sont encore utilisées, mais la commande vectorielle permet d'améliorer les performances de cette machine (plus de dynamique, robustesse par rapport aux perturbations externes, ...).

Dans ce paragraphe, on va appliquer la commande à modèle de comportement à la commande vectorielle de la machine asynchrone.

### 2.4.1 Modèle vectoriel de la machine asynchrone

Pour obtenir un modèle simplifié, adapté à la commande en temps réel, on fait les hypothèses simplificatrices habituelles [Car-95] :

- entrefer constant,
- effet d'encoches négligé,
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer,
- circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- pertes ferromagnétiques négligeables,
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte.

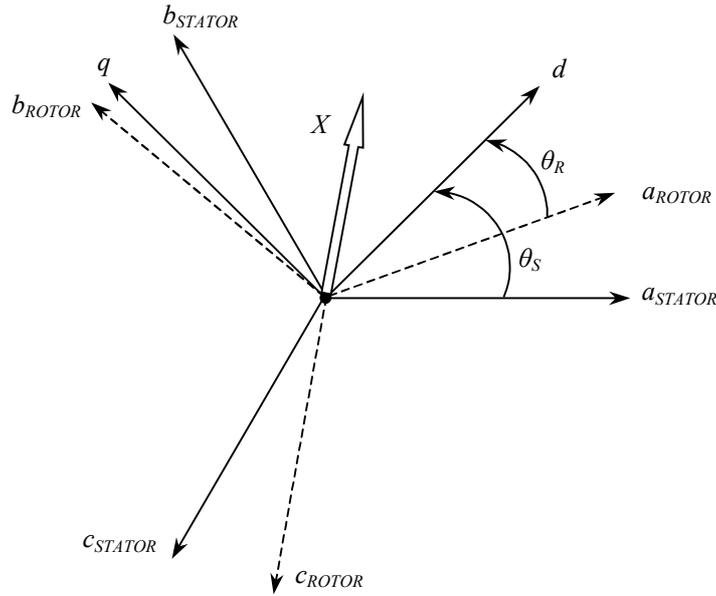
Le modèle de Park est généralement choisi comme modèle de la machine asynchrone.

Les tensions et les courants statorique (symbolisés par  $X$ ) dans le repère  $dq$  sont obtenus à partir des tensions/courants du système triphasé, à l'aide de la transformée de Park :

$$\begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_s - 2\pi/3) & -\sin(\theta_s - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta_s - 4\pi/3) & -\sin(\theta_s - 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{pmatrix} \quad (2.23)$$

Cette transformation suppose les composantes homopolaires  $X_o$  nulles, ainsi que la conservation de la puissance instantanée. Elle fait aussi intervenir l'angle  $\theta_s$  défini comme l'angle électrique entre la phase  $a$  statorique et l'axe  $d$  du repère  $dq$ .

Pour les tensions/courants rotoriques, l'angle électrique  $\theta_s$  dans la transformée de Park est remplacé par  $\theta_r$  l'angle électrique entre la phase  $a$  rotorique et l'axe  $d$ .



**Figure 2.30** : Repère  $dq$

Les deux angles statorique et rotorique ne sont pas indépendants, ils sont liés par la relation 2.24, dite d'autopiloteage. Elle fait intervenir les vitesses angulaires correspondantes à la variation des angles statorique et rotorique :

$$\dot{\theta}_S - \dot{\theta}_R = p\Omega \quad (2.24)$$

où  $p$  est le nombre de paires de pôles de la machine et  $\Omega$  représente la vitesse mécanique du rotor.

Le modèle du Park, pour un repère  $dq$  arbitraire, peut être défini par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{Sd}}{dt} = \dot{\theta}_S \Psi_{Sq} - R_S i_{Sd} + u_{Sd} \\ \frac{d\Psi_{Sq}}{dt} = -\dot{\theta}_S \Psi_{Sd} - R_S i_{Sq} + u_{Sq} \\ \frac{d\Psi_{Rd}}{dt} = \dot{\theta}_R \Psi_{Rq} - R_R i_{Rd} + u_{Rd} \\ \frac{d\Psi_{Rq}}{dt} = -\dot{\theta}_R \Psi_{Rd} - R_R i_{Rq} + u_{Rq} \end{cases} \quad (2.25)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (i_{Sq} \Psi_{Rd} - i_{Sd} \Psi_{Rq}) \quad (2.26)$$

Dans ces équations :  $R_S$  et  $R_R$  sont respectivement les résistances statoriques et rotoriques des enroulements équivalents  $dq$ ;  $M$  est l'inductance cyclique mutuelle stator-rotor sur les axes  $dq$ ;  $L_S$  et  $L_R$  sont respectivement les inductances cycliques statoriques et rotoriques des

enroulements équivalents ( $L_S=M+l_{fs}$  et  $L_R=M+l_{fr}$  où  $l_{fs}$  et  $l_{fr}$  sont les inductances de fuites statoriques et rotoriques);  $C_{em}$  représente le couple électromagnétique et les termes  $\Psi_{Sd}$ ,  $\Psi_{Sq}$ ,  $\Psi_{Rd}$  et  $\Psi_{Rq}$  les flux des bobinages équivalents  $d$  et  $q$  statoriques et rotoriques. Ces flux sont reliés aux courants par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \Psi_{Sd} = L_S i_{Sd} + M i_{Rd} \\ \Psi_{Sq} = L_S i_{Sq} + M i_{Rq} \\ \Psi_{Rd} = L_R i_{Rd} + M i_{Sd} \\ \Psi_{Rq} = L_R i_{Rq} + M i_{Sq} \end{cases} \quad (2.27)$$

Le modèle de Park peut être aussi écrit en utilisant d'autres variables d'état [Vul-98].

L'orientation du repère  $dq$  dépend des objectifs de l'application. Par exemple, pour l'étude des grandeurs statoriques/rotoriques on choisi un repère tournant à la vitesse du rotor ( $\theta_R=0$ ) ou à celle du stator ( $\theta_S=0$ ).

Généralement, pour l'étude de la commande, le repère est lié au champ tournant du rotor : axe  $d$  est lié à  $\Psi_{Rd}$  et le flux rotoriques sur l'axe  $q$  est nul. Dans ce cas particulier et en régime permanent,  $\dot{\theta}_s$  (soit  $\omega_S$ ) et  $\dot{\theta}_r$  (soit  $\omega_R$ ) s'identifient aux pulsations des grandeurs électromagnétiques statoriques et rotoriques. Au courant / tension (grandeurs sinusoïdales) correspondent, dans le repère  $dq$ , des grandeurs continues.

Pour une machine asynchrone à cage, le modèle de Park (relations 2.25 et 2.26), particularisé pour un repère lié au champ tournant rotorique et alignement de l'axe  $d$  du référentiel sur le flux rotorique, s'écrit (après calculs) :

$$\begin{cases} u_d = L_S \left[ \frac{R_S}{L_S} + \frac{R_S}{L_S} (1-\sigma) \right] i_{Sd} + \sigma L_S \frac{di_{Sd}}{dt} - \frac{MR_R}{L_R^2} \Psi_{Rd} - \omega_S \sigma L_S i_{Sq} \\ u_q = L_S \left[ \frac{R_S}{L_S} + \frac{R_S}{L_S} (1-\sigma) \right] i_{Sq} + \sigma L_S \frac{di_{Sq}}{dt} + p\Omega \frac{M}{L_R} \Psi_{Rd} + \omega_S \sigma L_S i_{Sd} \\ Mi_{Sd} = \Psi_{Rd} + \frac{L_R}{R_R} \frac{d\Psi_{Rd}}{dt} \\ \omega_R \Psi_{Rd} = \frac{MR_R}{L_R} i_{Sq} \end{cases} \quad (2.28)$$

et

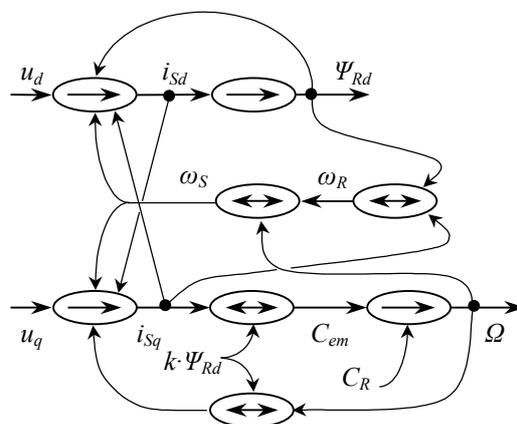
$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} i_{Sq} \Psi_{Rd} \quad (2.29)$$

$\sigma$  est le coefficient de dispersion,  $\sigma = 1 - M^2 / (L_R L_S)$ .

A ces équations on ajoute l'équation de la partie mécanique pour obtenir le modèle complet de la machine :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_R - f\Omega - c_{sec} \quad (2.30)$$

Ce modèle est illustré par le GIC suivant :



**Figure 2.31** : GIC de la machine asynchrone

Le graphe montre que si on compense les termes de couplage entre les axes  $d$  et  $q$  et les autres perturbations, la tension  $u_d$  permet la commande du courant  $i_{sd}$  et donc du flux  $\Psi_{Rd}$ , de même la tension  $u_q$  permet de commander le courant sur l'axe  $q$ ,  $i_{sq}$  et donc le couple  $C_{em}$ .

Par la suite, le couplage et les perturbations seront incluses dans les expressions suivantes :

$$\begin{cases} e_d = -\frac{MR_R}{L_R^2} \Psi_{Rd} - \sigma L_S \omega_S i_{Sq} \\ e_q = p\Omega \frac{M}{L_R} \Psi_{Rd} + \sigma L_S \omega_S i_{Sd} \end{cases} \quad (2.31)$$

## 2.4.2 Commande à modèle de comportement

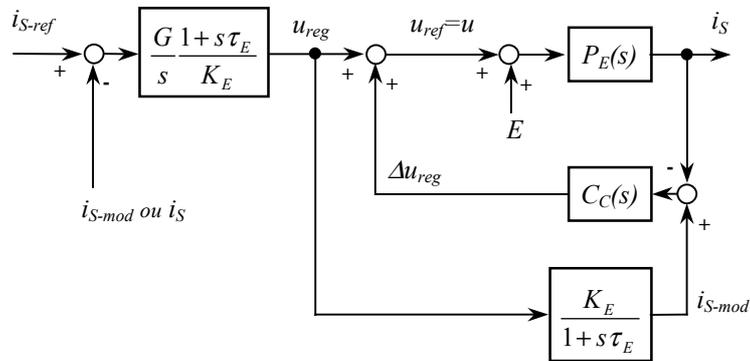
Le couplage des axes  $d$  et  $q$ , mais surtout la reconstruction robuste du flux rotorique  $\Psi_{Rd}$  et l'orientation du repère  $dq$  ( $\theta_S$ ) sont les problèmes qui se posent dans la commande vectorielle à flux orienté.

Les termes  $e_d$  et  $e_q$  sont les perturbations à compenser. Connaître la nature de ces perturbations est utile pour la CMC.

Pour notre machine, les termes les plus significatifs dans l'expression 2.31 sont ceux qui dépendent du flux  $\Psi_{Rd}$  et non pas le couplage des axes. On peut donc considérer qu'à l'échelle de temps du courant,  $e_d$  est une constante et  $e_q$  est une rampe (à cause de la vitesse).

La commande CMC est un outil qui permet de se passer de l'estimation des ces perturbations dans le but de les rejeter.

La commande CMC pour la machine asynchrone est illustrée par la figure 2.32. La boucle de courant est la même sur les deux axes, sauf la perturbation. Par conséquent on va illustrer une seule fois cette boucle. (Les indices  $d$  et  $q$  sont volontairement omis) :

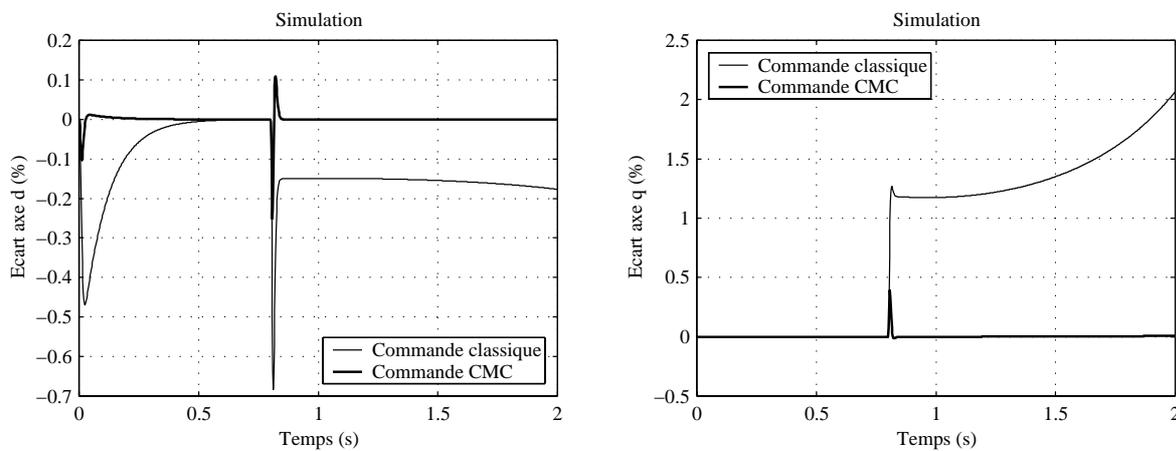


**Figure 2.32** : Boucle de courant pour la commande vectorielle à flux orienté

Le réglage du correcteur principal (le même pour les deux axes) se fait en fonction du modèle. Le réglage des correcteurs de comportement peut se faire différemment car les perturbations  $e_d$  et  $e_q$  sont différentes.

Pour montrer l'efficacité de la CMC on présente sur la figure 2.33 l'écart normalisé  $E_N$  du courant pour une commande classique en courant et pour la CMC correspondante. On veut imposer un courant de  $1 A$ , à l'instant  $t = 0 s$  sur l'axe  $d$  et à partir de  $t=0,8 s$  sur l'axe  $q$ .

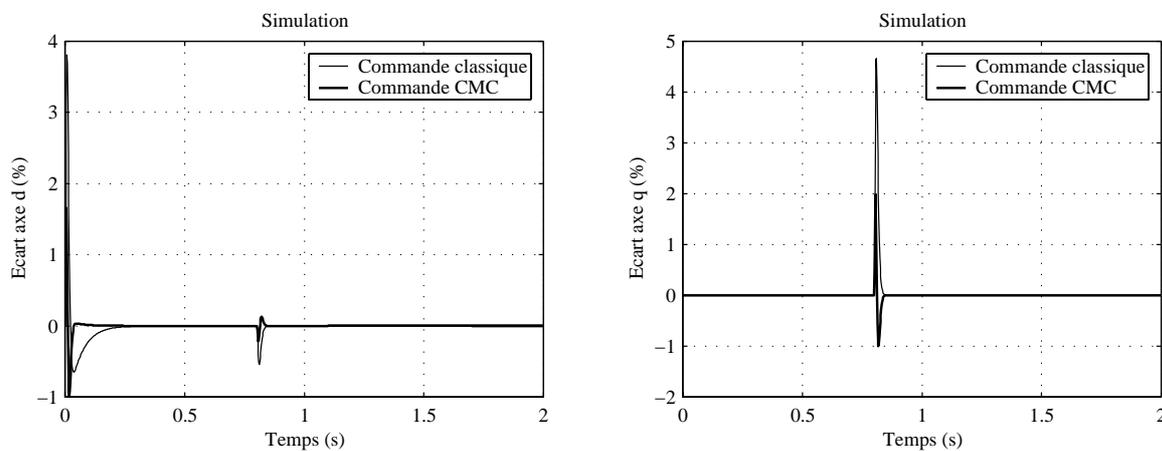
On fait l'hypothèse qu'on est toujours dans le bon repère  $dq$  et que les seules perturbations existantes sont  $e_d$  et  $e_q$ , non-compensées ni dans la commande classique, ni dans la commande CMC.



**Figure 2.33** : Influence des perturbations ( $e_d$  et  $e_q$ ) sur le courant

On constate que, dans le cas de la commande classique, le courant est très perturbé, surtout après l'apparition du courant sur l'axe  $q$ . Ce courant est synonyme du couple délivré par la machine, c'est lui qui conduit à l'apparition de la vitesse. Donc, le terme  $e_q$  perturbe beaucoup la commande classique, par rapport à la CMC.

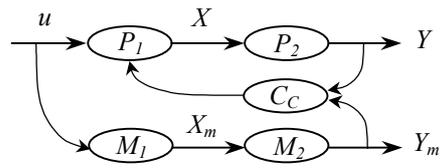
Bien évidemment, même dans le cas d'une variation paramétrique la CMC se comporte mieux (voir la figure 2.34). On veut toujours imposer un courant de  $1 A$  à partir de  $t=0$  sur l'axe  $d$  et à partir de  $t=0,8 s$  sur l'axe  $q$ . Mais cette fois-ci les termes  $e_d$  et  $e_q$  sont compensés. La variation paramétrique de  $+100\%$  sur la résistance rotorique affecte la commande et pas le processus. La variation paramétrique n'affecte pas l'orientation du repère  $dq$ , car on a utilisé en simulation la vraie position  $\theta_S$  du flux  $\Psi_{rd}$  et pas une position estimée. Ainsi on « découple » le problème lié à l'orientation du repère de celle lié au couplage des axes et à la variation paramétrique.



**Figure 2.34** : Influence des variations paramétriques sur le courant

A part le couplage des axes, la reconstruction robuste du flux et l'orientation du repère  $dq$  sont d'autres problèmes délicats d'une commande vectorielle à flux orienté. Mais la CMC ne peut pas « robustifier » la reconstruction (estimation ou observation) d'une grandeur. Le graphe de la figure 2.35 rappelle le concept de reconstruction et le caractère fallacieux de cette démarche en cas d'incertitudes.

En supposant qu'il y ait une grandeur  $X$  non-mesurable directement (d'où la nécessité de la reconstruction) mais observable par l'intermédiaire d'une autre  $Y$ , ainsi qu'un modèle  $\{M_1 ; M_2\}$  et le correcteur de comportement  $C_C$  :



**Figure 2.35** : CMC et la reconstruction d'une grandeur non-mesurable

Même si  $Y$  suit son « estimation »  $Y_m$ , tout écart modèle – processus,  $M_2$ - $P_2$ , sera reporté sur  $X$ . Alors  $X$  est différent de son estimé  $X_m$ .

## Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une application de la commande à modèle de comportement (CMC). Le choix de l'application s'est porté sur la machine à courant continu qui, sur le plan de la commande, représente l'actionneur de référence dans les systèmes électromécaniques.

La commande en vitesse de la machine à courant continu permet la mise en évidence de la robustesse induite par la commande à modèle de comportement, par rapport à une commande classique. Les modèles choisis sont linéaires et stationnaires ce qui facilite le réglage du correcteur principal. Quant aux correcteurs de comportement, leurs synthèses prennent en compte la nature de la perturbation. Les variations paramétriques et les perturbations externes sont mieux maîtrisées car la nouvelle commande apporte des moyens supplémentaires (un correcteur de plus).

Enfin, des problèmes liés à une implantation pratique (l'existence des deux boucles de réglage, les limitations de la commande) ont été analysés.

La CMC a été aussi appliquée à la commande en courant de la machine asynchrone. Le modèle choisi est le modèle de Park, défini dans un repère lié au champ tournant rotorique (commande à flux orienté).

Le couplage des axes  $dq$ , ainsi que d'autres perturbations de la boucle de courant sont très sensiblement limités à l'aide de la CMC, sans avoir besoin de les estimer. Par contre, pour les autres problèmes de la commande vectorielle (reconstruction des grandeurs non-mesurables : flux rotorique et l'angle de transformation  $dq$ ) la CMC n'apporte pas une solution complémentaire.

## CHAPITRE 3

# Application à des systèmes multimachines

### Introduction

Certaines applications des actionneurs électriques nécessitent l'utilisation des plusieurs machines électriques. Il y a principalement deux raisons pour un tel choix : soit une seule machine électrique est trop encombrante (du point de vue volumique ou du point de vue de la puissance), soit il faut commander plusieurs éléments à l'aide des différents actionneurs.

Par exemple, la monte-charge chinois des gorges du Yangtze [Ma-01] nécessite quatre moteurs électriques, un pour chaque coin de la cage de l'ascenseur. Ils sont donc couplés à travers la même charge mécanique, la cage de la monte-charge. Les moteurs doivent être commandés ensemble pour assurer le même cahier de charges qu'une monte-charge mono – moteur.

Il en existe de nombreux systèmes à plusieurs machines électriques couplées mécaniquement : véhicules électriques [Pie-01], grues portuaires, trains [Pie-00], entraînements de papeterie [Jag-99] et de laminoirs [Jeo-99], enrouleurs-dérouleurs dans l'industrie textile [Cha-01], ...

Mais un couplage mécanique n'est pas le seul type de couplage existant dans un système. Il peut avoir aussi des couplages électriques [Bou-95], [Del-01] et magnétiques (les machines électriques polyphasées [Sem-01]). Un couplage électrique très connu est la mise en série des induits des deux machines à courant continu.

De manière générale, on définit un *système multimachine multiconvertisseur* (SMM) comme étant un système formé par plusieurs actionneurs électriques couplés entre eux : mécaniquement, magnétiquement et/ou électriquement.

L'étude de tels systèmes a fait l'objet d'un projet dans le GdR SDSE<sup>♥</sup> [Bou-00b].

Les couplages induisent des perturbations entre sous-systèmes. La mise en commun des éléments conduit aussi à surdimensionner certaines parties. Du point de vue de la commande, pour résoudre les couplages on fait appel à des structures de commande adaptées (commande moyenne, maître-esclave [Esc-99]...) ou on impose des critères de répartition énergétique [Bou-01] afin de retrouver des systèmes monomachines (ou monoconvertisseurs).

---

<sup>♥</sup> Groupe de Recherche du CNRS "Sûreté et Disponibilité des Systèmes Electrotechniques"

Dans ce chapitre, on met l'accent sur un type de couplage (mécanique) et on propose diverses solutions pour le résoudre, notamment par des structures CMC. Une des solutions envisagées sera appliquée à la commande d'un métro automatique, le VAL 206.

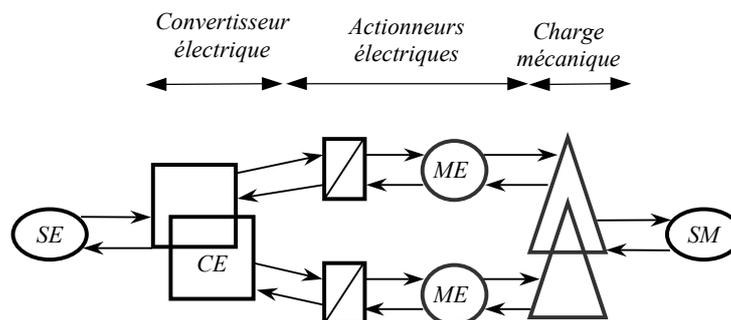
### 3.1 Cahier de charges

Nous présentons d'abord la représentation énergétique macroscopique étendue aux SMM afin d'avoir une vision globale des problèmes posés par les SMM. Puis nous nous limiterons à un couplage bien défini pour appliquer nos structures CMC.

#### 3.1.1 Représentation énergétique macroscopique (REM) étendue aux SMM

Un exemple de SMM, utilisé dans une conversion électromécanique, est illustré par la figure 3.1 à l'aide de la représentation énergétique macroscopique.

Dans ce formalisme, deux sources (électrique *SE* et mécanique *SM*) sont reliées par les macro modèles des éléments constituant du système, tout en respectant leur causalité et le principe d'action / réaction.



**Figure 3.1** : Exemple de REM d'un SMM

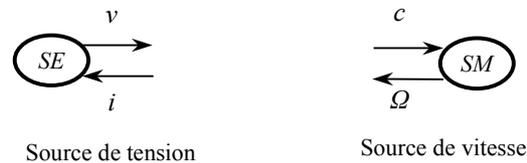
Sur la figure 3.1, un convertisseur électrique *CE* est l'élément constituant le couplage électrique (représenté par les deux symboles identiques imbriqués). Il alimente plusieurs machines électriques *ME* via les éléments d'accumulation. Les *ME* sont reliées à la même source mécanique via un couplage représenté par deux éléments de conversion réunis.

Dans ce paragraphe on résume le formalisme, pour mieux comprendre ce type de schémas.

Le but de la REM est de condenser le GIC pour plus de lisibilité. C'est aussi une représentation graphique qui se décline en trois éléments : les sources, les éléments d'accumulation et les éléments de conversion. Tous ces éléments sont connectés entre eux par des vecteurs d'échange. La puissance transitée est ainsi le produit de ces deux vecteurs d'énergie. Ces vecteurs sont disposés pour respecter le principe d'action / réaction et leur

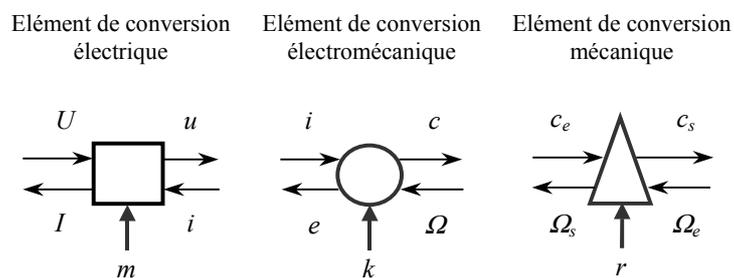
nature sont nécessairement duales : à une entrée cinétique correspond une sortie potentielle et inversement.

- Une source énergétique (figure 3.2) produit une sortie qui ne peut physiquement subir de discontinuité. Elle possède également une entrée de réaction qui agit comme une perturbation.



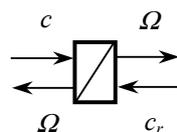
**Figure 3.2** : Exemple des sources

- Un élément de conversion (figure 3.3) assure une conversion énergétique réglable par une entrée de réglage. Une telle conversion est définie comme un transfert de puissance, sans pertes ni accumulation. L'élément de conversion aura donc deux vecteurs (une entrée d'action et une sortie de réaction) en amont et deux autres en aval. Un troisième vecteur, vertical cette fois, définit une grandeur de réglage ou de commande. Un *EC* ne contient donc que des objets de couplage neutres au sens du GIC.



**Figure 3.3** : Exemples d'éléments de conversion

- Un élément d'accumulation (figure 3.4) permet de connecter d'autres éléments (source, élément de conversion) grâce à un stockage d'énergie. Il possèdera donc une entrée d'action en amont et une entrée de réaction (perturbation) en aval. De même, en plus de sa sortie d'action il réagira par rapport à l'élément connecté en amont par sa sortie de réaction. Il ne possède pas d'entrée de réglage.

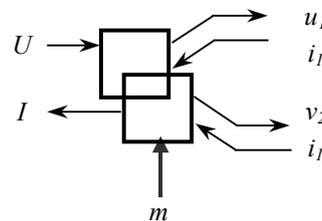


**Figure 3.4** : Exemple d'élément d'accumulation

La REM d'un système peut se définir assez simplement à partir du GIC de ses constituants. En effet, si on dispose les GIC de manière à faire apparaître la chaîne d'action et de réaction comme deux axes parallèles le long desquels se placent les vecteurs d'échanges, on obtient entre ces axes, un troisième axe, vertical, correspondant aux paramètres de réglage des modulateurs.

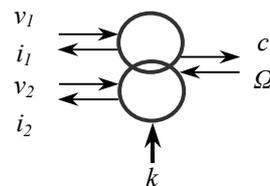
Les systèmes multimachines sont caractérisés par la présence de couplage à différents endroits de la chaîne de conversion électromécanique. Un couplage est défini par la mise en commun d'une partie physique qui va provoquer une variable commune. On représentera deux Eléments de Conversion couplés par leurs deux symboles imbriqués :

- Un couplage électrique (figure 3.5) correspond à la mise en commun de ressources électriques entre plusieurs convertisseurs électriques (exemple du partage par bras d'onduleur).



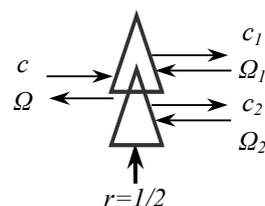
**Figure 3.5** : Exemple de couplage électrique (hacheurs)

- Un couplage magnétique (figure 3.6) est dû à la mise en commun d'une ressource magnétique (par exemple le rotor d'une machine double étoile) :



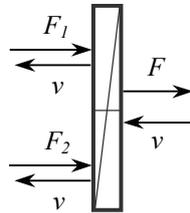
**Figure 3.6** : Exemple de couplage magnétique

- Un couplage mécanique (figure 3.7) correspond à la mise en commun d'au moins une ressource mécanique par plusieurs convertisseurs mécaniques (le différentiel mécanique idéal, par exemple).



**Figure 3.7** : Exemple de couplage mécanique

Il existe enfin un dernier couplage possible. Celui-ci peut intervenir à n'importe quel endroit dans la chaîne de conversion. Il s'agit du couplage par élément d'accumulation (figure 3.8). La ressource partagée est une ressource sujette à un emmagasinement d'énergie, elle comporte donc une variable d'état. On représente alors le couplage comme suit :



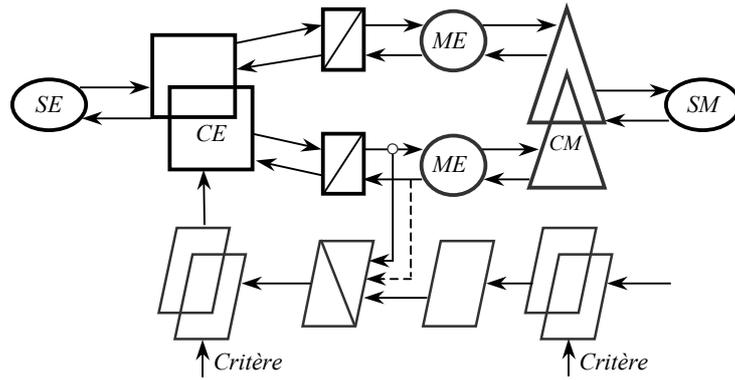
**Figure 3.8 :** Exemple de couplage par élément d'accumulation

Comme pour le GIC, la commande d'un système représenté à l'aide de la REM revient à l'inversion de chaque élément constituant. L'inversion d'un élément de conversion se fait directement, car il représente une relation qui ne dépend pas du temps. En revanche, l'inversion d'un élément d'accumulation nécessite une fonction d'asservissement réalisée par un correcteur.

Les couplages n'étant pas des fonctions bijectives, on a alors besoin d'un critère supplémentaire pour pouvoir les inverser.

En faisant l'hypothèse que toute variable est mesurable et toute perturbation rejetée de manière externe aux correcteurs (par compensation, linéarisation dynamique ...) on obtient la *Structure Maximale de Commande* (SMC). Elle utilise un nombre maximal des capteurs et le temps de calcul pourrait être important à cause du grand nombre d'opérations à effectuer. Cette SMC peut être simplifiée par des hypothèses adaptées pour réduire le nombre des capteurs et/ou des calculs. Enfin, les grandeurs non-mesurables peuvent être remplacées par des estimations si nécessaire.

On représente l'inversion des différents éléments par des losanges. Les compensations sont symbolisées par des traits en pointillé et les capteurs par des petits cercles : la figure 3.9 donne une illustration de la démarche formelle d'inversion dans le cas d'un SMM comprenant un convertisseur à couplage électrique amont alimentant deux machines couplées mécaniquement par l'aval (amont et aval étant ici désigné selon le sens de transfert de la puissance pour l'utilisation principale prévue du système).



**Figure 3.9** : Exemple de SMC

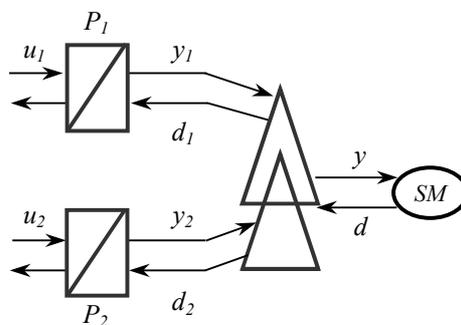
### 3.1.2 Couplage étudié

#### *Couplage théorique étudié*

Ces différents couplages (figure 3.1) perturbent le fonctionnement des sous-systèmes constituants. Dans un tel système, la perturbation d'un seul élément constituant peut influencer l'ensemble.

Dans ce chapitre on se propose d'étudier un système ne possédant qu'un seul couplage, de type couplage aval mécanique, illustré dans la figure 3.10. Les structures classiques de commande SMM (commande maître-esclave, commande moyenne) sont étudiées et de nouvelles structures de commande sont proposées à partir de modèles de comportement.

Le système est constitué des deux processus  $P_1$  et  $P_2$  perturbés par  $d$  à travers une charge mécanique commune  $SM$ . L'effet du couplage sur chaque machine peut être résumé par une perturbation externe différente ( $d_1 \neq d_2$ ), ainsi qu'une variation paramétrique différente, pour les deux processus.



**Figure 3.10** : Topologie étudiée

Pour mieux illustrer un tel système, on peut prendre l'exemple d'un véhicule électrique, où les processus  $P_1$  et  $P_2$  représentent les arbres des roues motrices. Lors des virages, ils sont perturbés par deux forces différentes, donc deux couples résistants différents. De plus, un patinage induit une variation de l'inertie ramenée aux roues due à la variation de couplage qui en résulte [Hor-98].

#### *Emulation du couplage étudié*

Le banc SMM dont on dispose (voir Annexe 9), est composé de deux machines à courant continu (MCC) et deux machines asynchrones (MAS) ; chaque MCC est couplée de manière rigide à une MAS. Les deux blocs MCC-MAS ne sont pas reliés entre eux mécaniquement de sorte qu'on suppose que le couplage mécanique se manifeste au niveau de chaque MCC comme une perturbation externe (variation du couple résistant) et une autre interne (variation paramétrique, de l'inertie).

Du point de vue de l'implantation pratique,  $P_1$  et  $P_2$  sont les arbres des deux MCC commandées en vitesse ( $y_1=\Omega_1$  et  $y_2=\Omega_2$ ). La perturbation externe, le couple résistant ( $d_1=C_{R1}$  et  $d_2=C_{R2}$ ), est simulée à l'aide de la machine asynchrone commandée en couple (commande vectorielle à flux orienté). Comme une variation d'inertie est difficile à réaliser sur la maquette, elle sera simulée par un modèle de commande erroné ( $J+0.25J$ , par exemple), la synthèse des correcteurs étant réalisée en conséquence.

On va soumettre le système à deux tests. Le premier consiste en l'asservissement des MCC à vitesse nulle. Pendant ce temps là, un créneau de couple (de  $0 Nm$  à  $-3 Nm$ , puis de  $-3 Nm$  à  $0 Nm$ , soit  $30\%$  du couple nominal) perturbe la machine 1, l'autre n'étant pas chargée ( $C_R=0$ ). On a choisi de ne pas charger la deuxième machine, pour ne pas tomber sur un cas où les effets des deux couples se compensent. Le couple résistant n'est pas compensé dans la commande.

Le deuxième test consiste en l'asservissement des MCC à une vitesse de  $50 rad/s$ , soit  $25\%$  de la vitesse nominale. Une variation paramétrique de  $+100\%$  de l'inertie affecte la commande d'une seule machine. Normalement les deux machines sont chargées par un couple résistant, mais dans ce test les machines sont à vide, pour découpler l'effet de la variation paramétrique de celui du couple résistant.

Ces tests nous permettent la mise en évidence de la robustesse par rapport aux perturbations (externes et internes), ainsi que l'existence d'un éventuel couplage entre les deux processus *via* la commande.

Les deux tests seront appliqués à toutes les structures de commande décrites dans le chapitre dans le but de les comparer.

## *Critères de comparaison*

Les critères de comparaison des différentes structures analysées dans ce chapitre sont :

1. *Le nombre des références qu'on peut imposer.* Dans certaines applications on veut imposer la même référence aux deux processus, mais il se peut qu'on veuille avoir des références différentes (par exemple la vitesse de la roue droite différente de celle de gauche).
2. *Le nombre de convertisseurs électriques utilisés.* Dans un souci de coût on diminue souvent le nombre des convertisseurs électriques (ou de cellules de commutation). Cela peut se faire au détriment de la robustesse ou en diminuant les degrés de liberté du système.
3. *Couplages engendrés par la commande.* Il se peut qu'un seul processus soit perturbé et que le deuxième « voit » cette perturbation *via* la commande.
4. *Rejet des perturbations.* Le comportement du système vis à vis des perturbations externes et internes.

## 3.2 Structures de commande pour SMM

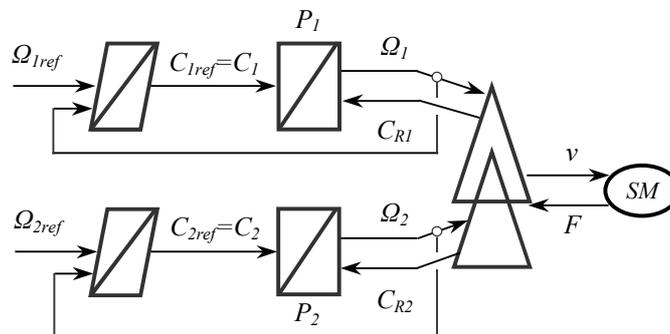
Dans ce paragraphe on analyse deux stratégies de commande déjà connues (maître-esclave [Bou-95] et commande « moyenne » [Esc-99]) et on propose trois nouvelles stratégies basées sur la CMC pour la commande des systèmes SMM.

Pour chacune de ces structures on propose de réaliser les deux tests prédéfinis dans le paragraphe précédent : un échelon de couple résistant et une variation paramétrique sur une seule des deux machines du système.

### 3.2.1 Structure « machines indépendantes »

La première structure étudiée est composée des deux machines commandées indépendamment (deux structures monomachines). Sur chacune on peut imposer une référence de vitesse différente ( $\Omega_{1ref} \neq \Omega_{2ref}$ ), grâce aux deux convertisseurs électriques. Ces derniers ne sont pas illustrés sur la figure 3.11 pour ne pas encombrer le dessin. On suppose donc un réglage parfait du courant dans les machines ( $C=C_{ref}$ ).

Sur la figure 3.11 est illustrée une commande classique (au sens défini dans le paragraphe 1.2.1), mais une commande à modèle de comportement peut être également utilisée.



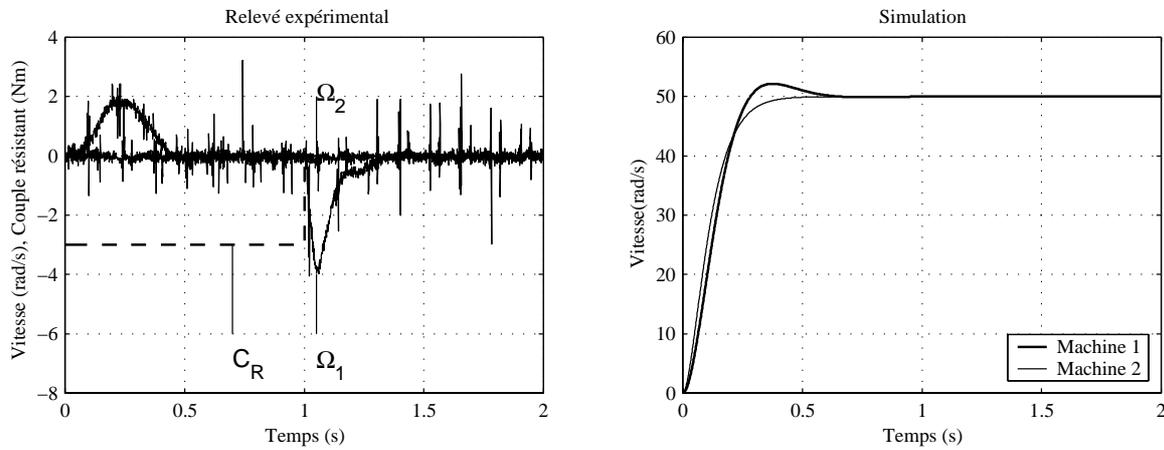
**Figure 3.11** : Structure « machines indépendantes »

Les réponses aux deux tests sont données à la figure 3.12. Ces essais montrent que les perturbations (internes ou externes) sont rejetées, et qu'elles n'influencent que la machine qui les subit : en d'autres termes, il n'y a pas de couplage à travers la commande.

Le dépassement de la vitesse  $\Omega_1$  à  $t=0.2$  s est dû au passage du couple résistant de 0 à  $-3Nm$ , car une nouvelle perturbation apparaît au retour du couple résistant à zéro.

Bien évidemment, l'utilisation d'une commande CMC diminue l'effet des perturbations (voir l'Annexe 8 et le paragraphe 2.3).

On peut donc conclure que la structure « machines indépendantes » impose deux références en utilisant deux convertisseurs électriques. Elle n'engendre pas de couplages *via* la commande et rejette les perturbations de la même manière qu'une commande monomachine.



**Figure 3.12** : Influence du couple résistant (gauche) et d'une variation paramétrique (droite)

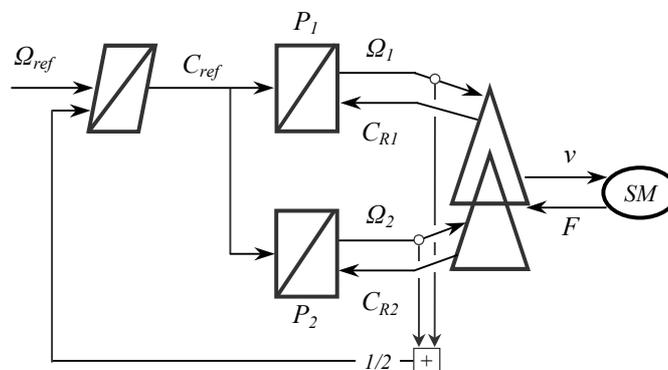
### 3.2.2 Structure « commande moyenne »

Cette structure utilise la moyenne de grandeurs de sortie comme retour de la commande :

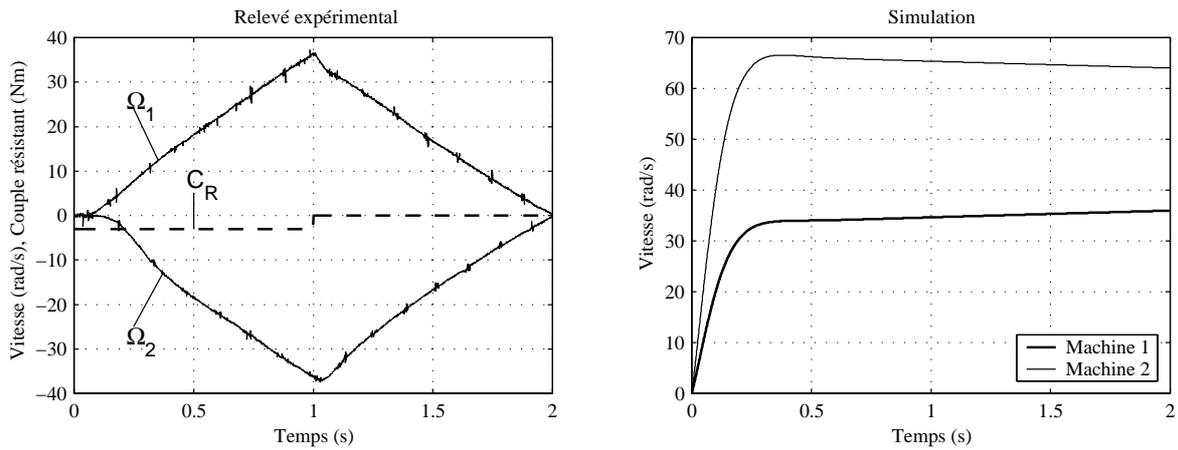
$$\Omega_{retour} = \frac{\Omega_1 + \Omega_2}{2} \quad (3.1)$$

Les deux processus reçoivent la même référence de couple ( $C_{1ref} = C_{2ref} = C_{ref}$ ), donc il est impossible d'imposer deux références de vitesse différentes ( $\Omega_{1ref} = \Omega_{2ref}$ ) sur les deux processus.

Le convertisseur électrique et la boucle de courant, supposés idéaux, ne sont pas illustrés sur les figures suivantes pour ne pas encombrer le dessin.



**Figure 3.13** : Structure « commande moyenne »

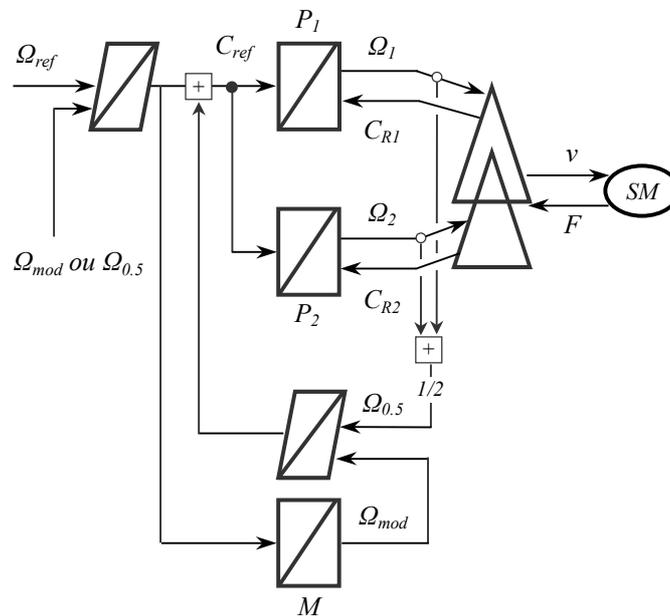


**Figure 3.14** : Influence du couple résistant (gauche) et d'une variation paramétrique (droite)

La réponse de cette structure de commande aux deux tests est donnée dans la figure 3.14.

On voit qu'en perturbant une seule machine (avec une perturbation externe ou interne) l'ensemble SMM est influencé. En effet, les deux processus (les deux MCC) sont « vues » comme une seule machine, une moyenne des deux machines réelles. La robustesse du système est la robustesse de la commande de cette machine moyenne.

Malheureusement, la CMC n'apporte rien de plus du point de vue de la robustesse. La CMC pour la commande moyenne est illustrée dans la figure 3.15.



**Figure 3.15** : Structure « commande moyenne avec CMC »

Comme la commande « moyenne » impose un seul couple, donc la même référence de vitesse sur les deux machines, un seul convertisseur électrique est suffisant pour l'imposer.

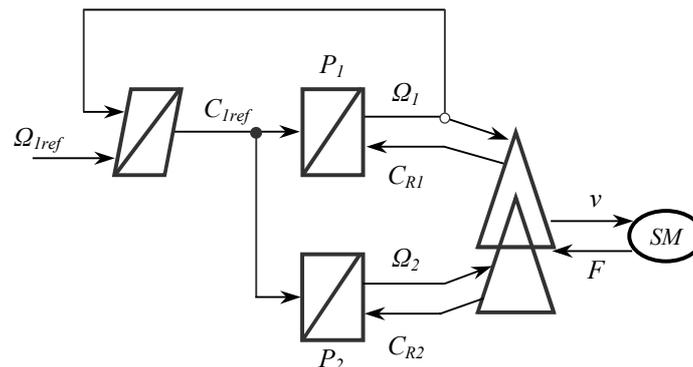
Cette structure (avec une commande classique ou CMC) présente un fort couplage des deux machines *via* la commande.

Dans un seul cas particulier la commande moyenne est capable de rejeter une perturbation : à condition que les deux processus soient affectés simultanément par cette même perturbation. Dans ce cas, la commande moyenne a une robustesse équivalente à celle d'une commande (classique ou CMC) monomachine.

### 3.2.3 Structure « maître-esclave »

Le principe de cette commande est illustré dans la figure 3.16. Il s'agit de commander une machine en boucle fermée et d'envoyer la même grandeur d'action sur la deuxième machine qui est en boucle ouverte. Dans ces conditions, toute perturbation qui affecte la machine en boucle ouverte n'est pas rejetée.

Une CMC est possible sur la machine 1, mais cela n'apporte rien à la robustesse globale du système (seulement à celle de la machine 1).



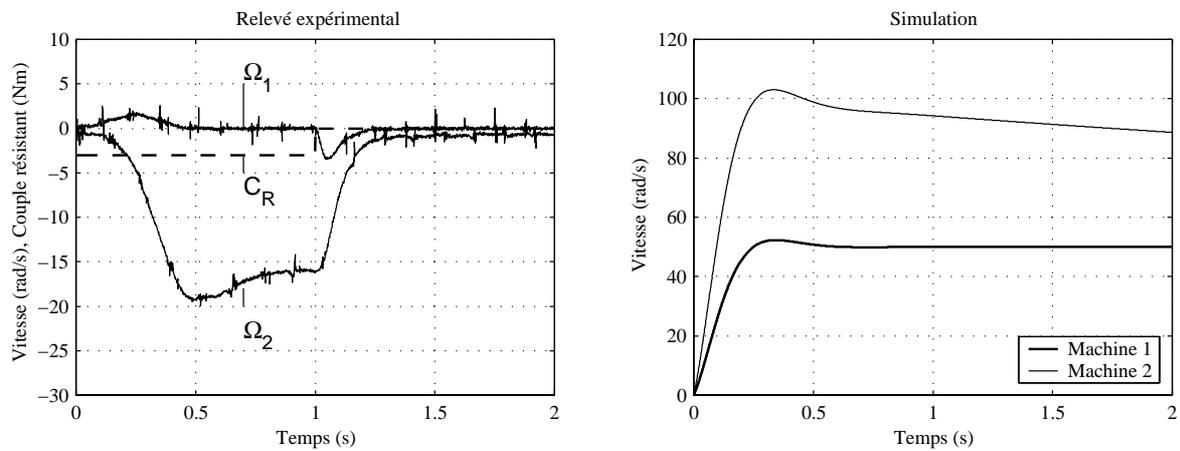
**Figure 3.16** : Structure « maître-esclave »

La réponse de cette structure de commande aux deux tests prédéfinis est donnée par la figure 3.17.

La machine commandée en boucle fermée est transitoirement perturbée, mais celle qui est en boucle ouverte présente un écart en régime établi dû aux perturbations – comme tout processus en boucle ouverte.

Les deux processus reçoivent la même référence de couple ( $C_{1ref}$ ), il est donc impossible d'imposer deux références de vitesse différentes ( $\Omega_{1ref} = \Omega_{2ref}$ ) sur les deux processus. Comme il y a une seule référence de couple, un seul convertisseur électrique est suffisant pour l'imposer. Malheureusement, la CMC n'apporte rien de plus du point de vue de la robustesse, car la machine en boucle ouverte reste en boucle ouverte; la CMC augmente seulement la

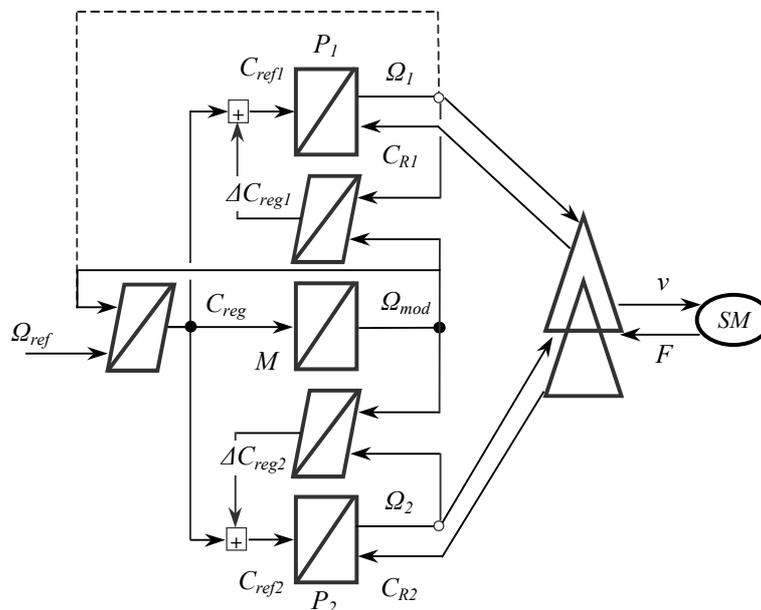
robustesse de la machine qui est en boucle fermée. Enfin, la commande n'engendre pas de couplage supplémentaire.



**Figure 3.17** : Influence du couple résistant (gauche) et d'une variation paramétrique (droite)

### 3.2.4 Structure « CMC-maximale »

Le principe de cette commande est illustré par la figure 3.18. Chaque machine a une commande CMC, mais le modèle est commun, ainsi que le correcteur principal.



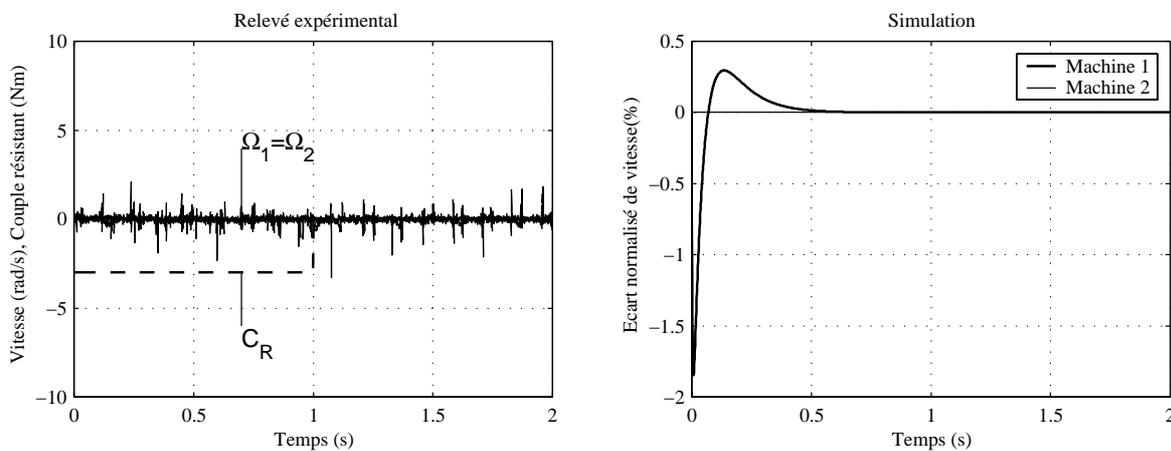
**Figure 3.18** : Structure « CMC-maximale »

La réponse de cette structure de commande aux deux tests est illustrée par la figure 3.19.

Le couple résistant n'influence pas de manière significative la vitesse de la machine 1. De plus, il n'y a pas de couplage engendré par la commande parce que la vitesse du deuxième moteur n'est pas perturbée. Dans le cas d'une variation paramétrique aussi, les deux vitesses sont presque identiques grâce à la CMC et au fait que cette structure de commande ne génère pas de couplage. On a choisi de montrer dans la figure 3.19 (droite) l'écart normalisé de vitesse (défini dans le paragraphe 2.3) car les deux vitesses sont très proches, presque confondues.

On impose la même référence de vitesse sur les deux machines, mais comme les sorties des correcteurs de comportement peuvent être différentes, le couple à appliquer sur chacune est différent ( $C_{reg1} \neq C_{reg2}$ ). Il faut ainsi utiliser deux convertisseurs électriques.

Cette structure n'induit pas de couplage entre les deux processus *via* la commande. De plus, elle est aussi robuste qu'une CMC1.



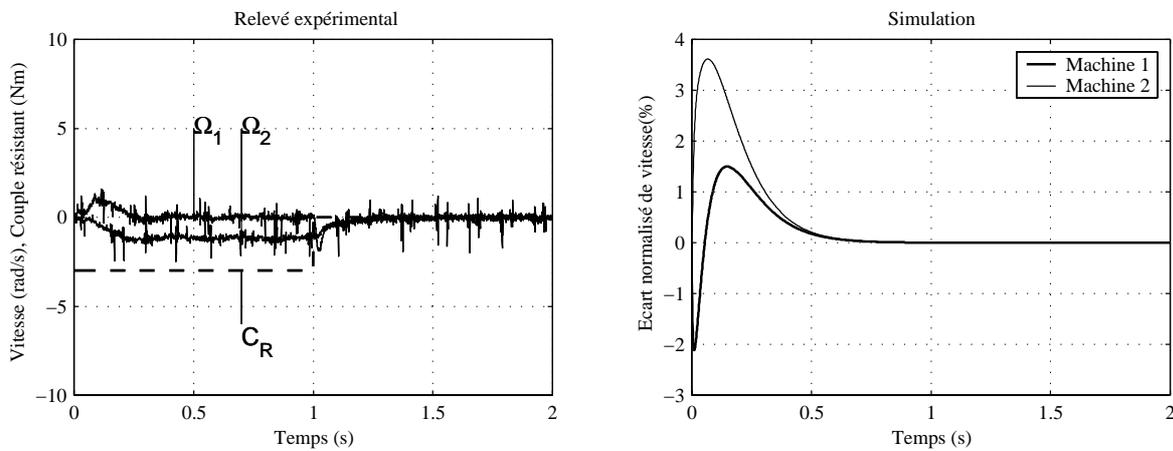
**Figure 3.19** : Influence du couple résistant (gauche) et d'une variation paramétrique (droite)

Pour obtenir ces résultats on a utilisé une structure de type CMC1 (retour de la vitesse issue du modèle), mais il est possible d'utiliser comme retour pour le correcteur principal l'une des vitesses mesurées ( $\Omega_i$  par exemple).

Dans ces conditions, la réponse aux deux tests est donnée dans la figure 3.20 ; il en résulte un couplage entre les deux processus.  $C_{ref}$  (la sortie du correcteur principal d'une CMC type 2) est une grandeur influente qui « voit » aussi la perturbation (interne ou externe) – voir aussi la figure 1.15. C'est ce couple qui est la référence à suivre par la deuxième machine ! Il est donc normal d'avoir un couplage. Dans le cas d'une CMC type 1 (retour  $\Omega_{mod}$ ) le couple  $C_{ref}$  est la grandeur influente d'une boucle parfaite (correcteur principal-modèle), non-perturbée – voir aussi la figure 1.13.

Cette seconde version de « CMC-maximale » n'est donc pas recommandable, car, par rapport à la précédente, elle induit un couplage entre les processus. Elle n'a pas d'autre

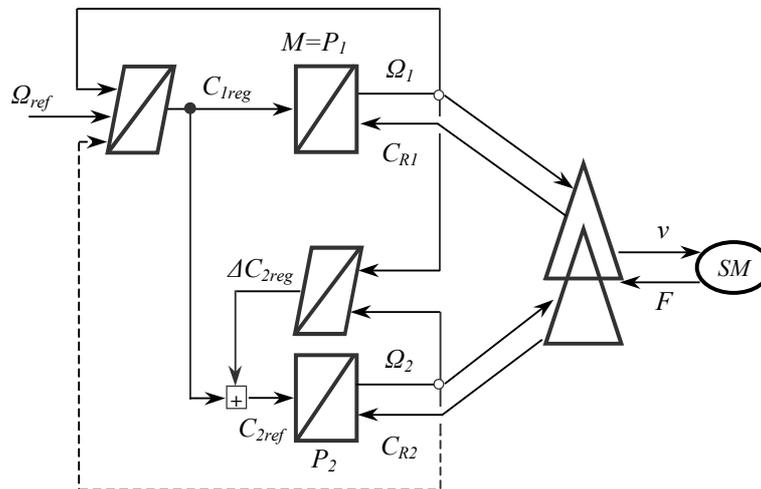
avantage pour contrebalancer l'inconvénient du couplage : elle ne peut imposer qu'une seule référence de vitesse et elle nécessite deux convertisseurs pour la mise en œuvre.



**Figure 3.20** : Influence du couple résistant et d'une variation paramétrique (droite)

### 3.2.5 Structure « CMC à modèle physique »

L'un des processus est le modèle de l'autre. La structure est illustrée à la figure 3.21 – avec les deux versions en fonction du retour du correcteur principal (trait pointillé).



**Figure 3.21** : Structure « CMC à modèle physique »

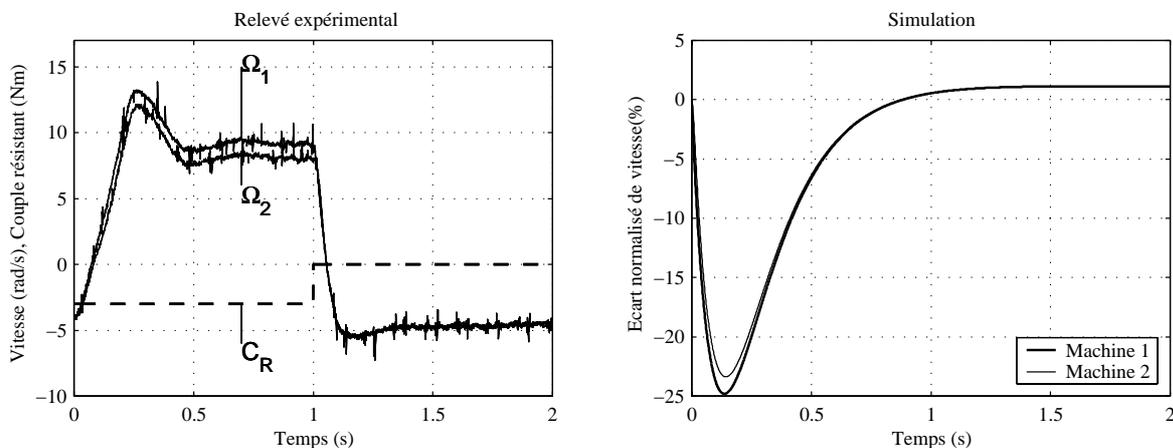
La réponse de cette structure de commande aux deux tests est donnée à la figure 3.22.

La perturbation (interne ou externe) agit seulement au niveau du modèle ( $P_1$ ). On se place donc dans le pire de cas, mais un cas parfaitement réalisable. Il est logique que la deuxième

machine, qui suit le modèle, apparaisse comme perturbée alors que ce n'est évidemment pas le cas.

L'utilisation d'une commande CMC 2 (en pointillé à la figure 3.21) n'apporte pas d'amélioration notable. Dans ce cas on constate la présence du couplage même si le processus ( $P_2$ ), et non pas le modèle, est également perturbé. Une perturbation sur  $P_2$  est vue par le correcteur principal qui réagit à travers  $C_{Ireg}$ . Par conséquent, la même référence agit sur deux processus, un perturbé et l'autre pas forcément.

On impose la même référence de vitesse sur les deux machines, mais comme les couples appliqués aux machines sont différents ( $C_1 \neq C_1 + \Delta C_2$ ) il faut utiliser deux convertisseurs électriques. La robustesse de la structure repose entièrement sur le réglage du correcteur principal. La commande induit aussi un couplage quand le modèle est perturbé.



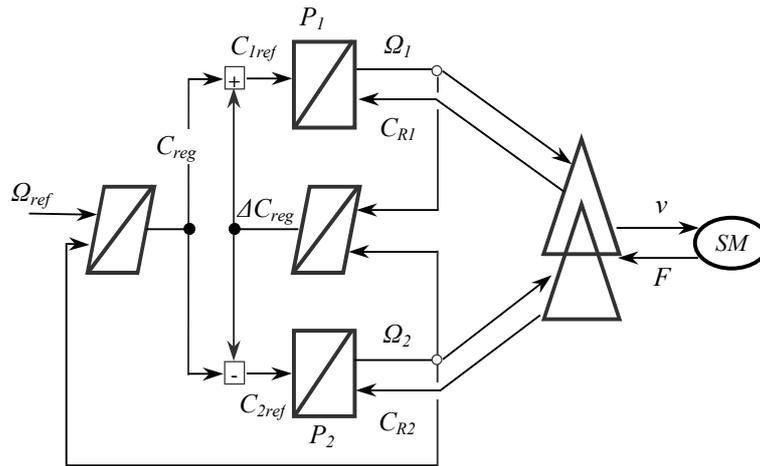
**Figure 3.22** : Influence du couple résistant et d'une variation paramétrique (droite)

### 3.2.6 Structure « CMC-minimale »

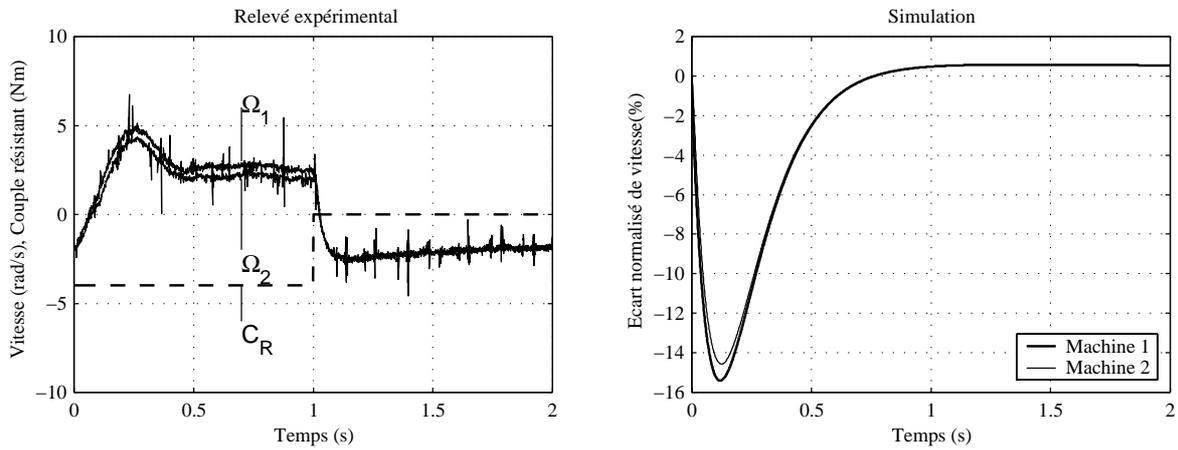
Cette structure est le résultat des deux CMC (voir figure 3.23) : pratiquement, il apparaît que chaque processus est vu comme le modèle de l'autre.

La réponse de cette structure de commande aux deux tests est donnée sur la figure 3.24.

La perturbation (externe ou interne) agit au niveau du modèle ( $P_1$ ) et affecte aussi le processus ( $P_2$ ). On constate la présence de ce couplage induit par la commande dans tous les cas de figure : couple résistant ou variation paramétrique agissant sur la machine 1 ou sur la 2.



**Figure 3.23 :** Structure « CMC-minimale »



**Figure 3.24 :** Influence du couple résistant et d'une variation paramétrique

On impose la même référence de vitesse sur les deux machines, mais comme les couples appliqués aux machines sont différents ( $C_1 \neq C_2$ ) il faut donc utiliser deux convertisseurs électriques. Comme dans la structure précédente, la « CMC à modèle physique », la robustesse de cette structure repose sur les caractéristiques du correcteur principal.

### 3.2.7 Résumé

Dans ce paragraphe on a étudié six structures de commande d'un processus qui possède un seul couplage, de type aval mécanique. Ce couplage n'étant pas physiquement disponible sur le banc d'essais, il a été émulé par ses effets : perturbations différentes des deux processus.

Toutes les structures de commande ont été soumises aux deux tests de robustesse, qui mettent aussi en évidence les éventuels couplages induits par la structure de commande elle-même.

De plus, on peut remarquer que certaines structures n'autorisent pas des références différentes sur les processus et d'autres demandent deux convertisseurs statiques indépendants pour le réglage.

Ces critères de comparaison, résumés dans le tableau 3.1, conduisent à la conclusion suivante : si on dispose de deux convertisseurs électriques et de deux capteurs, une commande monomachine robuste est autant recommandée qu'une structure de commande type CMC-maximale. Sinon, en fonction de l'application il faut trouver le bon compromis robustesse – coût (nombre des capteurs, convertisseurs, ...).

**Tableau 3.1** : Comparaison des différentes structures de commande

	Eléments de conversion	Nombre de références	Couplage <i>via</i> la commande	Rejet perturbation
Structure de référence	2	2	Non	Très bien
Commande "moyenne"	1	1	Oui	Mauvaise
Commande "maître-esclave"	1	1	Oui	Mauvaise
Commande CMC-maximale	2	1	Non	Très bien
Commande CMC à modèle physique	2	1	Oui	Moyen
Commande CMC-minimale	2	1	Oui	Moyen

### 3.3 Application au VAL 206

Le VAL (Véhicule Automatique Léger) a été mis en circulation à Lille en 1982. La première version 206 utilise des machines à courant continu à excitation série. En 1986, une deuxième version est proposée avec des machines à courant continu à excitation indépendante : la description proposée concerne cette seconde version. Le VAL 208, mis en exploitation en 2000, est motorisé par des machines synchrones à aimants permanents et rotor extérieur.

Le système VAL a été choisi par différentes villes comme moyen de transport urbain collectif : Lille, Toulouse, Orly, Rennes, mais aussi Chicago, Jacksonville, Taïpeh, Turin ... . Le VAL a été développé par Matra Transport International, qui a confié la motorisation à Alsthöm pour la version 206.

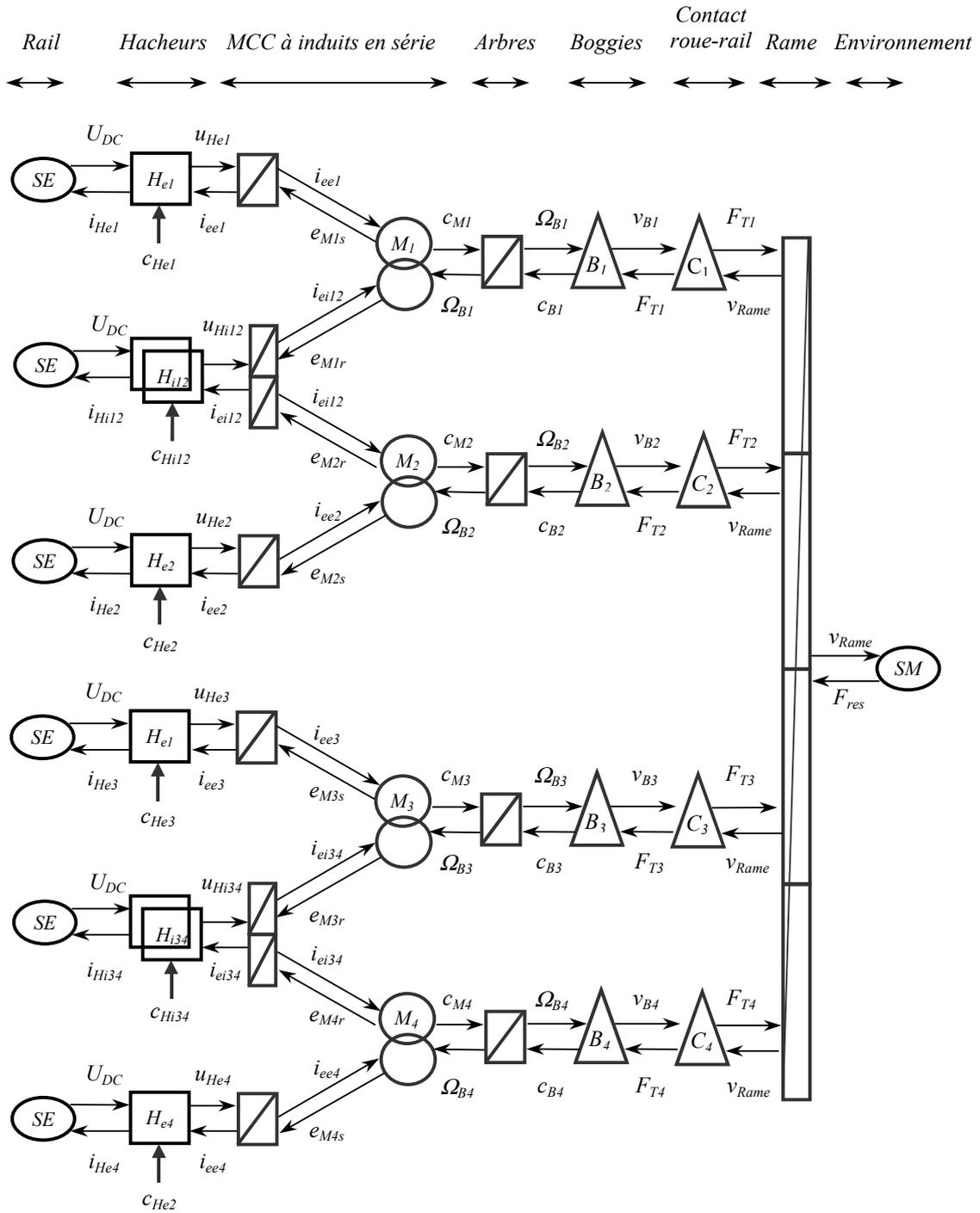
Pour la version considérée, une rame est composée de deux voitures de 31 tonnes au total (à vide). Chaque voiture possède deux boggies entraînés par des machines à courant continu dont les enroulements d'induit sont en série. Les inducteurs des machines sont alimentés par des hacheurs quatre quadrants et les induits par des hacheurs entrelacés réversibles en tension. Les différents hacheurs sont reliés à des rails d'alimentation, via des contacts glissants, qui délivrent une tension continue de 750 V. Celle-ci est obtenue par une association redresseur - transformateur à partir du réseau EDF H.T.

#### 3.3.1 REM du VAL 206

Une Représentation Energétique Macroscopique (REM) de ce système de traction a été proposée pour obtenir une vision globale de ce système complexe [Bou-02]. Une version étendue est proposée ici (figure 3.25) afin de prendre en compte la problématique du contact roue - rail.

La source électrique ( $SE$ ) est assimilée au rail de distribution, délivrant la tension continue d'alimentation  $U_{DC}$ . La règle de simplification de couplage [Bou-01] permet de considérer six sources identiques dans un premier temps. La source mécanique ( $SM$ ) est associée à l'environnement du VAL qui génère une force de résistance à l'avancement  $F_{res}$  qui dépend de la vitesse de la rame [Pov-98] :

$$F_{res} = a + bv_{Rame}^2 \quad (3.2)$$



**Figure 3.25 :** Représentation énergétique macroscopique du VAL 206

Les convertisseurs électriques à considérer sont : 4 hacheurs d'excitation  $H_e$  pour les inducteurs des 4 machines et 2 hacheurs d'induit  $H_i$  pour l'association en série des induits. On peut noter que les hacheurs d'induit sont des hacheurs entrelacés, ce qui justifie l'utilisation d'un symbole de couplage électrique.

Les convertisseurs électriques peuvent être représentés par des modulateurs au travers des fonctions de modulation  $m_i$  et des fonctions de connexions  $c_{ij}$  [Hau-99] :

$$\begin{cases} u_{Hk} = m_{Hk} V_{DC} \\ i_{Hk} = m_{Hk} i_k \\ m_{Hk} = c_{Hk11} - c_{Hk12} \end{cases} \quad (3.3)$$

Les machines électriques sont décomposées en plusieurs parties. Les enroulements d'inducteurs constituent des éléments d'accumulation (inductive) qui génère les courants d'inducteurs  $i_{ee1}$  via la tension d'alimentation  $u_{He1}$  :

$$L_{ee1} \frac{di_{ee1}}{dt} = u_{He1} - r_{ee1} i_{ee1} \quad (3.4)$$

Il en est de même pour les enroulements d'induits. Cependant, comme ils sont associés en série deux à deux, un élément d'accumulation de couplage est à définir grâce à la règle de concaténation [Bou-00]. Le courant d'induit  $i_{ei12}$  est ainsi obtenu grâce à la tension d'alimentation  $u_{Hi12}$  et aux forces électromotrices  $e_{ei1}$  et  $e_{ei2}$  au travers de l'inductance équivalente obtenue par concaténation  $L_{ei1} + L_{ei2}$  :

$$(L_{ei1} + L_{ei2}) \frac{di_{ei12}}{dt} = u_{Hi12} - e_{ei1} - e_{ei2} - (r_{ei1} + r_{ei2}) i_{ei12} \quad (3.5)$$

Les blocs de conversion électromécanique  $M_i$  possèdent deux bus amonts électriques et un bus aval mécanique. Ils doivent ainsi être représentés par un élément de couplage de conversion électromécanique, qui fait le lien entre les variables électriques et les variables mécaniques ( $c_{M1}$  couple électromécanique de la machine 1 et  $\Omega_{B1}$  vitesse de rotation du boggie 1) :

$$\begin{cases} e_{M1} = k i_{ee1} \Omega_{B1} \\ c_{M1} = k i_{ee1} i_{ei12} \end{cases} \quad (3.6)$$

Les divers arbres de rotation sont représentés par des éléments d'accumulation mécaniques caractérisés par leur inertie  $J$  et leur frottement visqueux  $f$  :

$$J \frac{d\Omega_{B1}}{dt} = c_{M1} - c_{B2} - f \Omega_{B1} \quad (3.7)$$

Les boggies  $B_i$  sont considérés comme des transmissions mécaniques simplifiées (voir [Loc-99] pour un modèle dynamique réel d'un système de traction ferroviaire). Ils

correspondent ainsi à des convertisseurs mécaniques. Ils définissent la vitesse linéaire de déplacement de la roue  $v_{B1}$  à partir de la vitesse de rotation, et le couple résistant  $c_{B1}$  à partir de la force de traction  $F_{T1}$  :

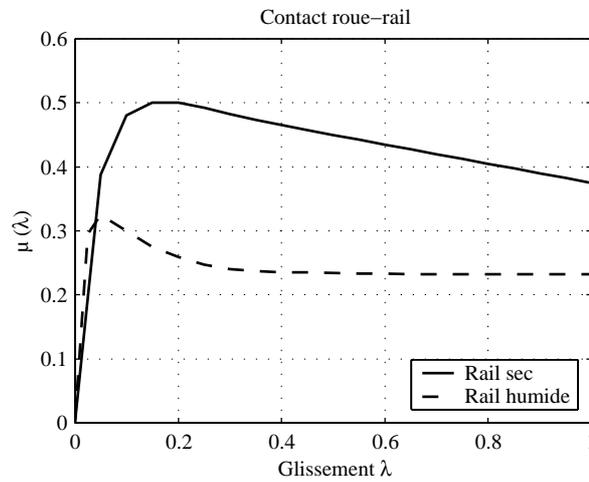
$$\begin{cases} v_{B1} = k_{bog} \Omega_{B1} \\ c_{B1} = k_{bog} F_{T1} \end{cases} \quad (3.8)$$

Dans notre étude, nous avons rajouté un convertisseur mécanique supplémentaire  $C_i$ . Il correspond au contact roue - rail [Pov-98], [Pie-01]. En effet, la force de traction  $F_{T1}$  représente la force de friction entre la roue et le rail. Elle dépend du coefficient d'adhésion  $\mu$  et de la force normale (la fraction répartie sur la roue, un quart, dans l'équation 3.9) :

$$F_{T1} = \mu(\lambda) \frac{Mg}{4} \quad (3.9)$$

Le coefficient  $\mu$  est non-linéaire (figure 3.26). Il dépend de l'environnement [Arn-97] (de la pression et la surface, ainsi que du type de pneu, de l'humidité de la voie) et du glissement  $\lambda$  :

$$\lambda_1 = 1 - \frac{v_{Rame}}{v_{B1}} \quad (3.10)$$



**Figure 3.26** : Exemple du contact roue - rail

Enfin les différentes forces de traction interagissent avec la force de résistance à l'avancement au travers d'un élément d'accumulation de couplage lié à la masse du véhicule  $M_{Rame}$ . La vitesse de la rame est ainsi produite selon le principe fondamental de la mécanique :

$$M_{Rame} \frac{dv_{Rame}}{dt} = F_{B1} + F_{B2} + F_{B3} + F_{B4} - F_{res} \quad (3.11)$$

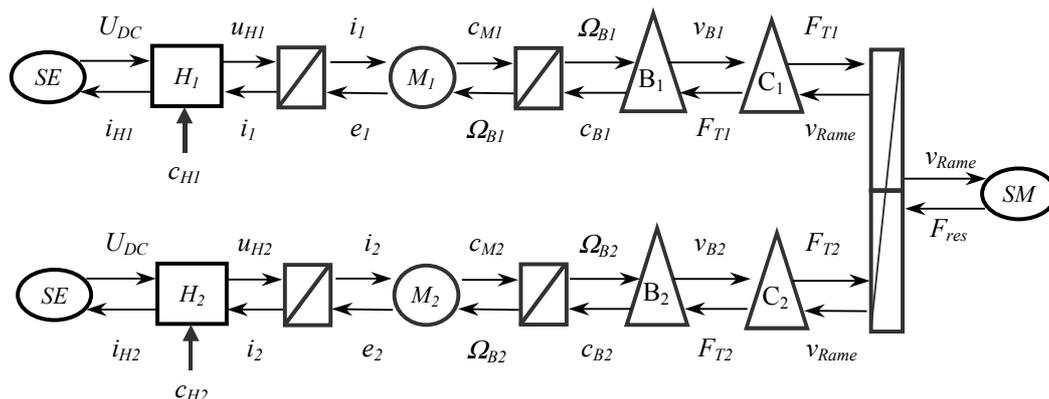
Ce système est donc bien un système multimachine multiconvertisseur (SMM) au sens défini par le projet SMM du GdR SDSE. La gestion des problèmes de couplage est donc déterminante pour ce type de processus.

La mise en série des induits de machines constitue un couplage électrique amont. Il est résolu par une commande de type maître - esclave, fréquemment utilisé en traction ferroviaire [Esc-99]. Le couplage magnétique est un couplage aval résolu par un critère de répartition [Bou-01a] : critère de puissance maximale obtenu par défluxage à partir de la vitesse nominale [Bou-02]. Le couplage mécanique est résolu par un critère d'équi-répartition des forces de traction.

Cependant la prise en compte du contact roue - rail, pose un nouveau problème qui peut être associé au couplage mécanique. En effet, la loi de contact est mal connue, non linéaire et non stationnaire. L'ensemble de ces phénomènes (couplage mécanique et glissement), peuvent induire des couples résistants différents pour les machines à cause du patinage et du broutement (oscillation basse fréquence du aux reports de masse sur les boggies) [Loc-99], [Esc-99].

### 3.3.2 Processus simplifié et sa commande

Afin de se focaliser sur la commande, un processus simplifié est proposé. Il est basé sur les règles de simplifications des couplages non étudiés [Bou-00a] :



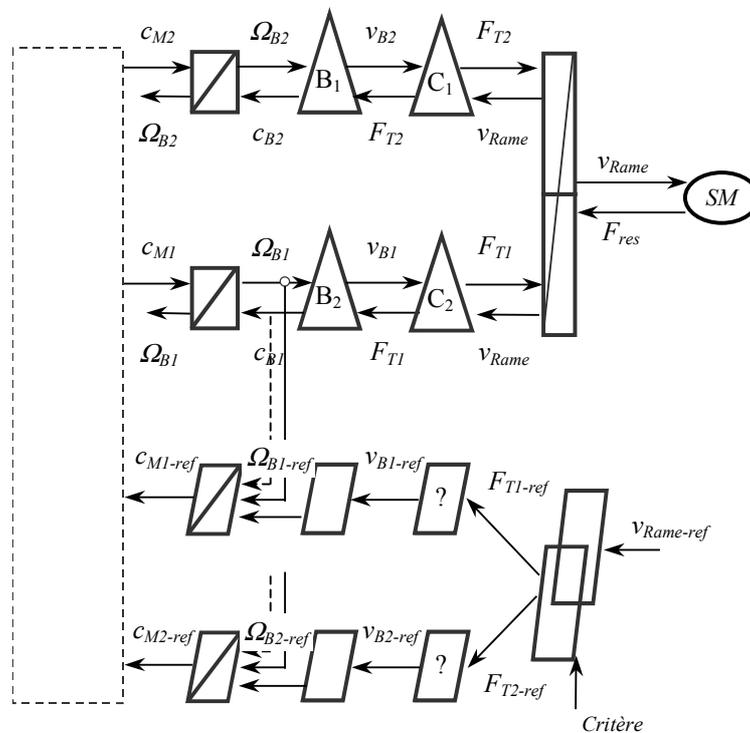
**Figure 3.27** : REM du VAL 206 simplifié pour l'étude du couplage mécanique avec glissement

Le système simplifié comprend deux machines à courant continu à aimants permanents (une par voiture). Elles assurent l'entraînement de deux boggies (figure 3.27). Le seul problème de couplage à résoudre est donc le couplage mécanique que constitue la masse de la

rame, qui interagit avec les deux contacts roue - rail. On possède alors deux degrés de liberté pour agir sur le système : les commandes des hacheurs.

Même si des couplages sont négligés, cette étude peut contribuer à l'amélioration de la commande du système réel. En effet, si des commandes maître - esclave sont inévitables pour les machines couplées électriquement par les induits, les motorisations des deux voitures peuvent être indépendantes. La commande proposée pourrait alors permettre de résoudre un problème de patinage d'une voiture (deux boggies) par rapport à l'autre (deux boggies).

Les règles d'inversion permettent de déduire la structure maximale de commande d'un tel système (on supposera que l'asservissement des couples est bien réalisé, donc  $c_{M1}=c_{1ref}$  et  $c_{M2}=c_{2ref}$ ) :



**Figure 3.28** : SMC du VAL 206 simplifié pour l'étude du couplage mécanique avec glissement

Afin de contrôler les deux forces de traction  $F_{T1}$  et  $F_{T2}$ , les vitesses  $\Omega_{B1}$  et  $\Omega_{B2}$ , doivent être maîtrisées. En effet, contrôler les forces de traction est équivalent à réaliser un différentiel électrique. La première difficulté consiste dans l'inversion des blocs  $C_1$  et  $C_2$ , car ils comprennent deux non-linéarités : la première est le glissement  $\lambda$  (voir l'équation 3.10) et la deuxième est la caractéristique  $\mu(\lambda)$  (voir la figure 3.26).

A l'intérieur des blocs  $C_1$  et  $C_2$ , la variable à maîtriser est donc le glissement. Le contrôle du glissement constitue une stratégie anti-patinage [Pie-01], [Dem-98], [Hor-98], car le

patinage n'est que la dérive du glissement, en d'autres termes, la dérive, non-contrôlée, de la vitesse de la roue par rapport à celle de la rame.

Contrôler les vitesses de rotation des roues est donc le premier pas dans la réalisation d'un anti-patinage. Ensuite trouver le glissement optimal qui permettra une transformation du couple moteur en force de traction maximale est un autre problème, plus complexe (car l'inversion du bloc non-linéaire contact roue-rail n'est pas évidente).

### 3.3.2 Structure CMC-maximale appliquée au VAL 206

Dans ce paragraphe on se propose de contrôler les vitesses  $\Omega_{B1}$  et  $\Omega_{B2}$  à l'aide de la structure de commande appelée « structure CMC-maximale » (voir paragraphe 3.2.4).

Cette structure de commande permet d'imposer la même référence de vitesse à deux processus, malgré des perturbations internes et externes. Les deux processus sont parfaitement découplés : même si un est perturbé, l'autre processus n'est pas influencé.

#### Choix du modèle

Le premier pas à faire est d'établir un modèle de comportement. Le modèle choisi est un modèle sans glissement, un premier ordre correspondant au frottements et à l'inertie équivalente suivante :

$$J_{modèle} = J_{\Omega} + Mr^2 \quad (3.11)$$

$J_{\Omega}$ ,  $M$  et  $r$  sont respectivement l'inertie des masses tournantes, la masse de la rame et le rayon de la roue.

Ce modèle est illustré par la figure 3.29 :

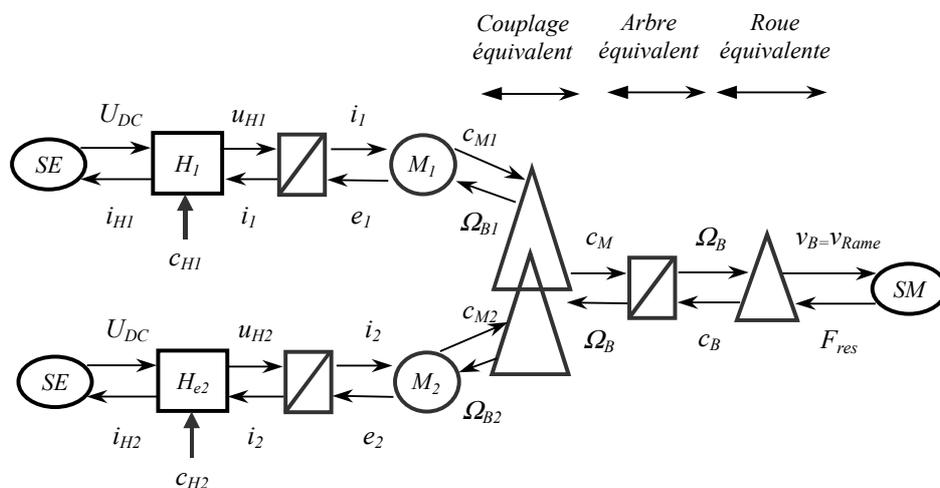
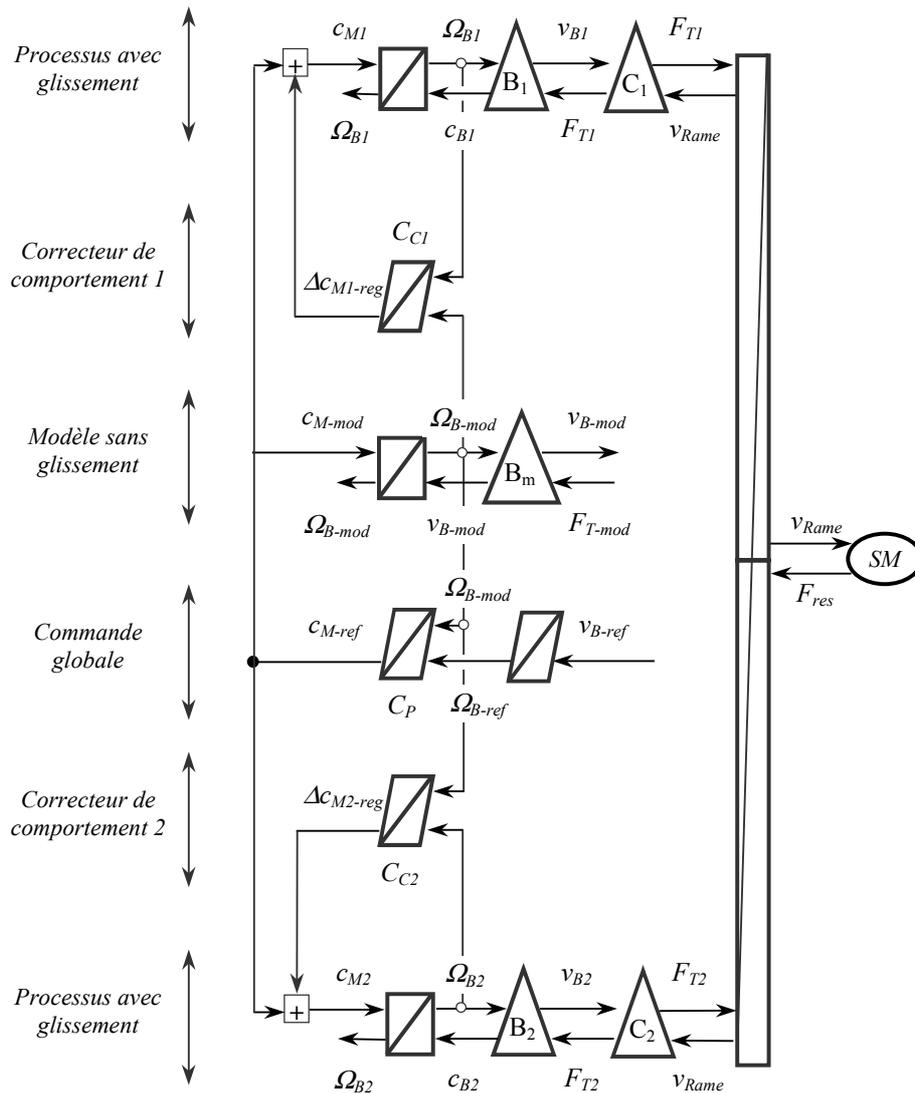


Figure 3.29 : REM du VAL 206 simplifié pour l'étude du couplage mécanique sans glissement

Comme le modèle choisi ne comporte pas de glissement, la vitesse de la voiture est identique à la vitesse de la rame. Le couplage mécanique est déplacé en aval de la machine.

Ce modèle peut être facilement inversible, mais il reste à résoudre le couplage. Quel est le critère à imposer pour pouvoir définir des références pour les couples  $c_{M1}$  et  $c_{M2}$  ?

La « structure CMC-maximale » nous permet de définir de manière implicite ces références de couple. La « structure CMC-maximale » est illustrée par la figure 3.30, ainsi que le processus – avec glissement – et son modèle – sans glissement :



**Figure 3.30** : Commande CMC-maximale du modèle simplifié du VAL 206

Des hypothèses supplémentaires permettent d'arriver à cette structure de commande : sources électriques et capteurs idéaux, contrôle du couple beaucoup plus rapide que celui de la vitesse (découplage des modes).

Le correcteur principal  $C_P$  est un PI. Ses paramètres sont déterminés à l'aide d'une synthèse par simplification du pôle dominant. En effet, le modèle étant connu et stationnaire, cette méthode peut être utilisée sans risque. Le temps de réponse choisi est de  $150\text{ s}$ , ce qui correspond à l'établissement d'une vitesse linéaire de  $90\text{ km/h}$  en  $2,5\text{ min}$ .

Les correcteurs de comportement  $C_{C1}$  et  $C_{C2}$  sont aussi des PI. Leur synthèse se fait en fonction de la nature de la perturbation (voir aussi §2.2.1) : les couples de charge  $C_{Bi}$  « vus » par les moteurs sont des échelons de valeur maximale  $r F_{max}$  ( $r$  étant le rayon de la roue et  $F_{max}$  la force de traction maximale). Le passage d'une caractéristique  $\mu_1(\lambda)$  à une autre  $\mu_2(\lambda)$  est suffisamment brutal pour justifier ce choix. Les paramètres du PI sont choisis de manière à éliminer toute perturbation externe en  $10\text{ s}$ .

En pratique le réglage des correcteurs peut être modifié pour obtenir d'autres performances (éliminer plus vite la perturbation externe ou un temps de réponse en vitesse différent).

### 3.3.4 Résultats des simulations

Ce système est soumis à un échelon de vitesse de  $25,8\text{ m/s}$ , soit  $90\text{ km/h}$ . Dans un premier temps on suppose que les deux voitures ne patinent pas et ne sont donc pas perturbées. Dans ce cas, les vitesses des voitures et de la rame sont presque identiques, au glissement près. Ces vitesses sont illustrées par la figure 3.31 suivante :

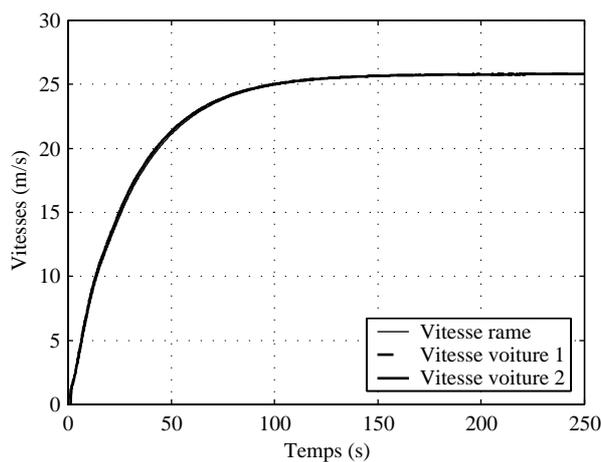
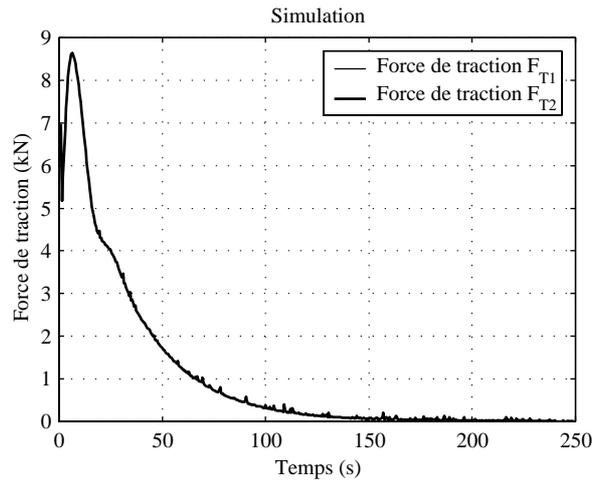


Figure 3.31 : Réponses en vitesse (processus non-perturbé)

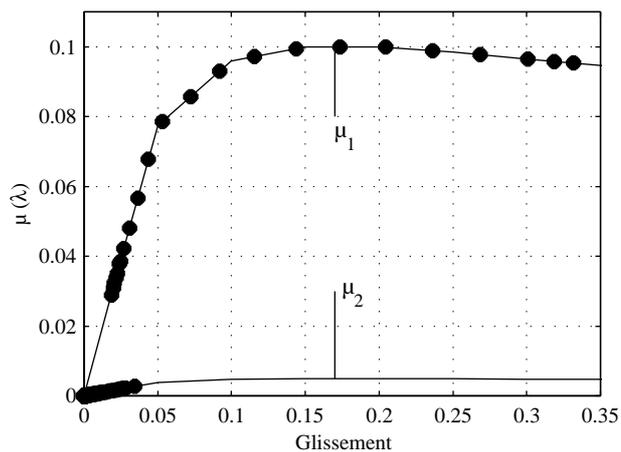
Les trajectoires temporelles des forces de traction, les variables d'action de la vitesse de la rame, sont illustrées par la figure 3.32. Les deux sont identiques, car on suppose les mêmes conditions de l'environnement :



**Figure 3.32** : Trajectoire des forces de traction (processus non-perturbé)

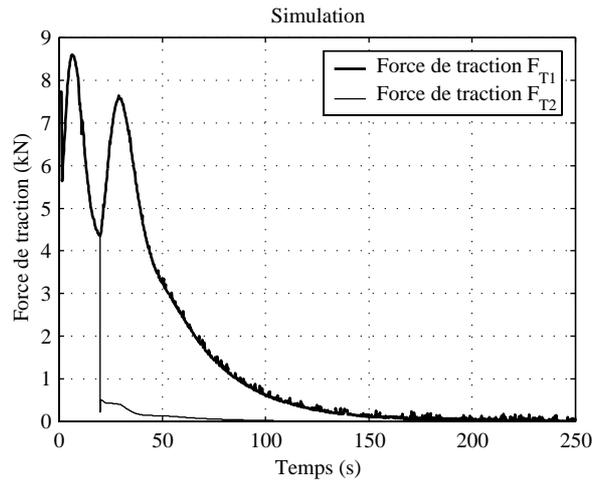
Cette trajectoire est en effet la même que l'évolution temporelle du coefficient d'adhérence  $\mu(t)$ , à un coefficient près. Le coefficient d'adhérence évolue en fonction du glissement de  $I$ , au démarrage, vers  $0,02$ , en régime établi. Cette valeur très petite peut être plus faible ou plus élevée sur la caractéristique  $\mu(\lambda)$ , car elle dépend de la force résistante à vaincre en régime établi de la vitesse.

Pour mettre en évidence l'efficacité de la commande proposée, on suppose qu'un seul boggie ( $B_2$ ) est perturbé, à l'instant  $t=20\text{ s}$ , par le passage sur un rail avec une couche de verglas. Cette situation amène une perte d'adhérence, équivalente au passage d'une caractéristique  $\mu_1$  sur une autre  $\mu_2$  :



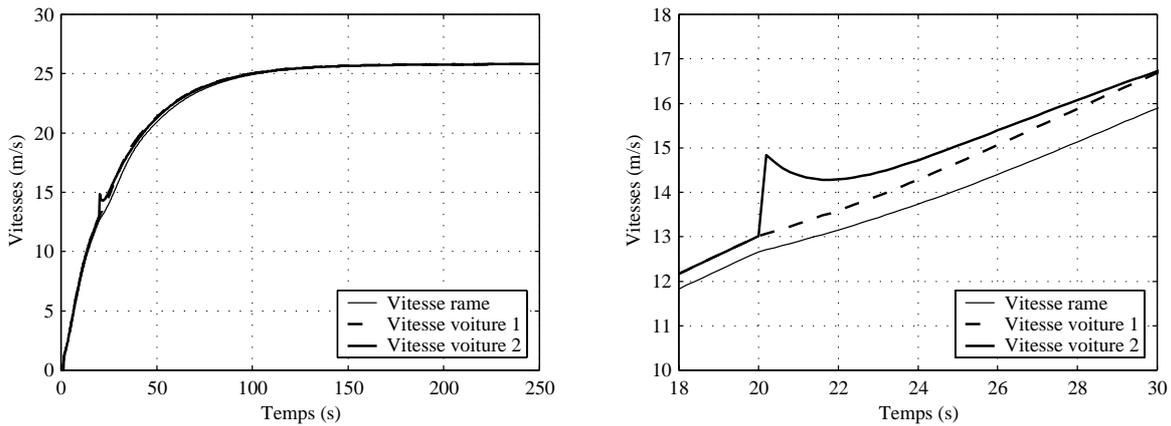
**Figure 3.33** : Passage d'un rail sec sur un autre humide

L'effet de la perte d'adhérence se traduit par une forte diminution de la force de traction  $F_{T2}$ , d'environ  $3500\text{ N}$ , soit  $40\%$  de la force maximale transmissible. Les trajectoires des forces de traction sont illustrées sur la figure 3.34 suivante :



**Figure 3.34** : Trajectoire des forces de traction (processus perturbé)

Au niveau des vitesses de voitures (figure 3.35) on remarque que la perturbation est éliminée en 10 s, par la voiture qui patine, et que la deuxième voiture n'est pas perturbée. Il n'y a donc pas de couplage entre les deux processus.



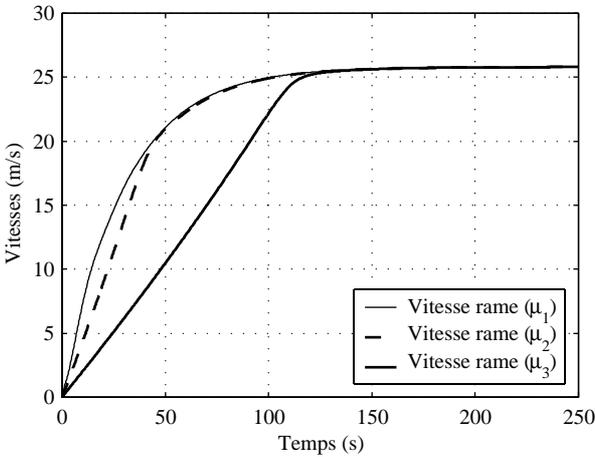
**Figure 3.35** : Réponses en vitesse (processus perturbé)

On observe aussi que la vitesse de la rame change, ce qui induit un glissement différent au niveau de la voiture 1, qui n'a cependant pas patiné. L'effet est l'augmentation temporaire de la force de traction  $F_{T1}$  après  $t=20$  s (voir figure 3.34).

Sur le zoom de droite (figure 3.35) on met en évidence le fait que les deux processus sont bien découplés. De plus, la voiture 2 ( $v_2$ ) ne perd pas le contrôle de la vitesse (car la commande est robuste), donc elle ne patine pas ! La vitesse est ainsi bien maîtrisée et « l'anti-patinage » réalisé.

En effet, l'anti-patinage est assuré par la commande en vitesse, mais cela ne réalise pas la fonction de différentiel électrique (équi-répartition des forces sur les deux roues). Les forces

de traction n'étant pas maîtrisées, la vitesse de la rame dépendra fortement du coefficient d'adhérence. On illustre ce problème par la figure 3.36.



**Figure 3.36 :** Démarrage de la rame pour différents coefficients d'adhérence

On voit que pour un faible coefficient d'adhérence ( $\mu_3$ ) le régime transitoire de la vitesse est plus lent.

## Conclusion

Ce chapitre est dédié aux systèmes multimachines multiconvertisseurs (SMM). De manière générale, on définit un SMM comme étant un système formé par plusieurs actionneurs électriques couplés entre eux mécaniquement, magnétiquement et / ou électriquement.

Ces couplages induisent des relations non-bijectives entre les différents sous-systèmes. Ce type de relations n'étant pas inversible, la commande nécessite soit un critère supplémentaire (une ou plusieurs qui vont assurer la bijectivité), soit une structure de commande adaptée.

Plusieurs solutions sont analysées afin de résoudre un couplage mécanique : des structures classiques (commande moyenne, commande maître-esclave), ainsi que d'autres structures basées sur la commande à modèle de comportement (CMC-maximale, CMC-modèle physique, CMC-minimale). Elles se différencient par la capacité de « résoudre » le problème de couplage, ainsi que par leur robustesse, le nombre de référence à imposer (degrés de liberté) et le nombre de convertisseurs statiques utilisés. Il apparaît notamment que la CMC-maximale est la plus robuste et celle qui résout mieux un couplage.

La CMC-maximale est appliquée pour résoudre le couplage mécanique du métro automatique VAL206, par une commande en vitesse. On voit que la commande proposée résout bien le problème de couplage tout en étant robuste. On peut remarquer toute fois qu'un différentiel idéal viserait plutôt à répartir les forces de traction.

## Conclusion générale

Le travail présenté apporte une contribution à l'étude de la commande à modèle de comportement (CMC). Cette commande à modèle montre des qualités de robustesse intéressantes. Elle est validée sur la machine à courant continu et ensuite appliquée à la commande des systèmes multimachine multiconvertisseurs (SMM). L'objectif du travail était de résoudre un problème de couplage pour un SMM.

Une première partie de l'étude porte sur l'analyse de la CMC. Une étude bibliographique sur les commandes à modèle (commande à modèle interne, commande à modèle de référence, reconSTRUCTEURS d'état) a été réalisée. Cette étude a permis de bien situer la CMC par rapport aux autres structures, ce qui n'était pas le cas jusqu'à présent.

Le principe de la CMC peut être résumé comme suit : la commande exploite l'écart entre le processus et le modèle pour modifier les actions du processus afin de le forcer à suivre un comportement défini. Il faut noter que deux structures sont possibles, notamment celle utilisant la sortie du processus comme retour de boucle. Cette dernière est peu utilisée par rapport à celle utilisant la sortie du modèle, mais elle possède certains avantages.

Une étude théorique et des validations expérimentales ont été réalisées pour les deux structures. Les performances de robustesse par rapport aux perturbations tant internes qu'externes ont été mises en évidence.

Pour la mise en œuvre d'une telle commande, deux nouveautés ont été proposées. Dans un premier temps, une extension de la CMC a permis de gérer deux boucles imbriquées. De plus, en vue de l'implantation pratique, une stratégie spécifique de limitation a dû être réalisée.

La CMC a été aussi appliquée à une commande à flux orienté de la machine asynchrone. Le couplage des axes  $dq$ , ainsi que d'autres perturbations de la boucle de courant sont très sensiblement limités à l'aide de la CMC, sans avoir besoin de les estimer. Il faut cependant noter que la CMC n'apporte pas d'amélioration pour la reconstruction de l'angle de changement de repère (partie la plus délicate d'un control vectoriel).

Une deuxième partie du travail est dédiée aux systèmes multimachines multiconvertisseurs (SMM). Un des problèmes de ces systèmes sont les interactions entre les différents sous-systèmes, induits par leurs couplage. L'étude a été focalisée sur un couplage aval de type mécanique.

Généralement un couplage (qui est une relation non-bijective) est résolu par un critère de répartition énergétique ou par une commande adaptée. Des structures classiques de commande ont été analysées et de nouvelles structures ont aussi été proposées : CMC-maximale, CMC à modèle physique, CMC-minimale.

Les cinq structures ont été comparées du point de vue du nombre de convertisseurs utilisés, du nombre des références à imposer, de la capacité à résoudre un couplage et de leur robustesse. La plus intéressante est la CMC-maximale car elle est très robuste et résout le problème de couplage.

La CMC-maximale a été ensuite appliquée à la commande en vitesse d'un métro automatique. Elle prouve sa robustesse et sa capacité à résoudre le couplage mécanique. La fonction d'anti-patinage est implicite par cette commande en vitesse.

Les perspectives de cette commande robuste sont très intéressantes par les performances et la simplicité de la démarche. On peut envisager une méthodologie pour la synthèse de la commande (notamment en utilisant le lieu des pôles généralisé [Hau-97]). En connaissant le type de processus à régler, la marge de variation des paramètres, on pourrait en déduire les paramètres de réglage des correcteurs. Une étude de stabilité préalable est indispensable. Les essais expérimentaux montrent qu'il faut aussi prendre en compte le bruit [Pou-00].

Une étude sur la machine asynchrone plus poussée est aussi envisageable. En effet, la CMC peut être vue comme un observateur inversé.

La résolution des problèmes posés par les systèmes non-linéaires paraît un domaine privilégié d'application pour la CMC. En effet, en choisissant un modèle linéaire, la CMC peut jouer un rôle de linéarisation [Pie-00]. D'autres applications devraient profiter de cet outil.

Une première application à des SMM a été proposée. Elle a été focalisée sur le couplage aval mécanique. D'autres applications avec ce même couplage pourraient bénéficier de ces travaux (par exemple les enrouleurs-dérouleurs [Cha-01]). En outre, il faudrait étendre l'application de la CMC à des couplages amonts ou d'un autre type (électrique ou magnétique).

## Bibliographie

- [Ala-99] D. Alazard et al., Robustesse et commande optimale, Editions CEPAD, 1999.
- [Arn-97] B. Arnet, M. Jufer, Torque control on electric vehicle with separate wheel drives, EPE'97 Trondheim, pp 4.659 – 4.664.
- [Bar-97] P.J. Barre, J.P. Hautier, X. Guillaud, B. Lemaire-Semail, Modelling and axis control of machine tool for high speed machining, Proceeding of IFAC'97, Belfort, 1997, pp. 63-68.
- [Ber-01] F. Berthereau, Commande vectorielle multialgorithmique de la machine asynchrone avec optimisation par supervision floue, Thèse USTL 2001.
- [Bou-95] A. Bouscayrol, Structures d'alimentation et stratégies de commande pour les systèmes multimachines asynchrones. Application à la motorisation d'un robot mobile, Thèse de l'INP de Toulouse, 1995.
- [Bou-00] A. Bouscayrol, X. Guillaud, J. P. Hautier, Ph. Delarue, Macro-modélisation pour les conversions électromécaniques : application à la commande des machines électriques, Revue International de Génie Electrique. vol. 3, no. 2, juin 2000, pp 257-282.
- [Bou-00a] A. Bouscayrol, B. Davat, B. de Fornel, B. François, J.-P. Hautier, F. Meibody-Tabar, M. Pietrzak-David, Multimachine multiconverter systems for drives: analysis of couplings by a global modeling, IEEE-IAS annual meeting, Rome, Octobre 2000, CD-ROM, (common paper of GREEN, L2EP and LEEI according to the MMS project of GDR-SDSE).
- [Bou-00b] A. Bouscayrol, B. Davat, B. de Fornel, B. François, J. P. Hautier, F. Meibody-Tabar, M. Pietrzak-David, Multi-machine multi-converter systems: applications to electromechanical drives, EPJ Applied Physics, Vol. 10, n. 2, May 2000, pp-131-147, (common paper of GREEN, L2EP, and LEEI according to the MMS project of GDR-SDSE).
- [Bou-01] A. Bouscayrol, B. Davat, P. Escané, B. de Fornel, B. François, D. Hadiouche, J. P. Hautier, J. P. Martin, F. Meibody-Tabar, E. Monmasson, V. de Olivera, R. Pena-Equiluz, J. Pierquin, M. Pietrzak-David, H. Razik, E. Semail, Structures de commande des systèmes multimachines multiconvertisseurs, Journée SDSE, Lyon décembre 2001, pp 87-92 (article commun du GREEN, L2EP, LESiR et LEEI dans le cadre du projet SMM du GdR SDSE).
- [Bou-01a] 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 multimachine multiconverter systems for downstream coupling, EPE'2001 Graz, August 2001, CD-ROM (common paper of GREEN, L2EP, LEEI and LESiR according to the MMS project of GDR-SDSE).

- [Bou-02] A. Bouscayrol, Ph. Delarue, E. Semail, J.-P. Hautier, J. N. Verhille, Application de la macro-modélisation à la représentation énergétique d'un système de traction multimachine : représentation SMM du VAL 206, Revue Internationale de Génie Electrique, à paraître en 2002 (article commun du L2EP Lille et de Matra Transport International).
- [Bra-96] R. D. Braatz, The control handbook, éditeur W. S. Levine, CRC Press, 1996.
- [Büh-86] H. Bühler, Réglage par mode de glissement, Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1986.
- [Car-95] J.-P. Caron, J.-P. Hautier, Modélisation et commande de la machine asynchrone, Edition Technip, 1995.
- [Cha-01] S. Charlemagne, Modélisation causale et commande d'un entraînement de type enrouleur-dérouleur, JCGE'01, Nancy, 2001.
- [Dav-00] M. David-Pietrzak, B. de Fornel, X. Roboam, Optimisation, discrétisations et observateurs (chapitre 4 - Estimations et observations déterministes et stochastiques des états électromagnétiques), Editions Hermès Science Europe, 2000.
- [Del-01] Ph. Delarue, A. Bouscayrol, E. Semail, B. François, Control Methode for Multi-leg Voltage-Source Inverters, EPE'2001, Graz (Autriche), CDROM.
- [Dem-98] A. Demirel, R. Tuncay, A direct drive system with fuzzy anti-skid controller for electric vehicle, ICEM'98, Istanbul, pp. 1797-1801.
- [Du-95] T. Du, P. Vas, F. Stronach, Design and application of extended observers for joint state and parameter estimation in high-performance AC drives, IEE Electronics Power Applications, vol. 142, no 2, March 1995, pp 71-78.
- [Dum-98] E. Dumetz, Modélisation et commande par modèle de référence d'un axe de machine outil à dynamique rapide, Thèse USTL 1998.
- [Esc-99] P. Escane, C. Lochot, M. Pietrzak-David, B. de Fornel, Electromechanical interaction in a high speed railway traction system – Comparaison between two drive control structures, EPE'99 Conference, Lausanne (Suisse), CD-ROM.
- [Fla-94] JM. Flaus, La régulation industrielle ; régulateurs PID, prédictifs et flous, Edition Hermès, Paris, 1994.
- [Fra-96] B. François, Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques à structure matricielle, Thèse USTL 1996.
- [Gad-99] I. Gadoura, T. Suntio, K. Zenger, P. Vallitu, Internal model control for DC/DC converters, EPE'99 Conference, Lausanne (Suisse), 1999.
- [Gui-01] X. Guillaud, Modélisation causale et algorithmes pour les systèmes électrotechniques, Habilitation a diriger les recherches, 2001.
- [Har-98] L. Harnefors, H.P. Nee, Model-based current control of AC machines using the internal model control method, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, no 1, January/February 1998, pp 133-141.

- [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 des processus), Edition Ellipses Paris, 1997.
- [Hau-99] J.P. Hautier, J.P. Caron, Convertisseurs statiques – Méthodologie causale de modélisation et de la commande, Editions Technip, 1999.
- [Häg-96] T. Hägglund, K.J. Åström, The control handbook, éditeur W. S. Levine, CRC Press, 1996.
- [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 Application, vol. 34, no 5, September/October 1998, pp 1131-1138.
- [Itk-76] U. Itkis, Control systems of variable structure, Wiley, 1976.
- [Jag-99] A. Jaego, Z. Nowacki, Technological requirements in paper industry refer multimotor drives, EPE'99, Lausanne, CD-ROM.
- [Jan-94] P. Jansen, R. Lorenz, A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives, IEEE Transactions on Industry Application, vol. 30, no 1, January/February 1994, pp 101-109.
- [Jeo-99] S. Jeon, J. Kim, K. Jung, S. Sul, J. Choi, Decoupling control of bridge rolls for steel mill drive system, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 35, no. 1, January/February 1999, p. 119-125.
- [Lan-88] I.D. Landau, L. Dugard, Commande adaptative, Edition Hermès Paris, 1988.
- [Lar-96] Ph. de Larminat, Automatique, commande des systèmes linéaires, Editions Hermès Paris, 1996.
- [Lar-80] PM. Larsen, Industrial applications of fuzzy logic control, Int. Man-Machines Study, 1980, pp. 3-10.
- [LeC-99] JC. Le Claire, S. Siala, J. Saillard, R. Le Doeuff, An original pulse modulation method for current control, Electrimacs'99, Lisbon, 1999, vol. 2, pp. 189-194.
- [Loc-99] C. Lochot, Modélisation et caractérisation des phénomènes couplés dans une chaîne de traction ferroviaire, Thèse de l'INP Toulouse 1999.
- [Lor-94] R.D. Lorenz, T.A. Lipo, D. Nowotny, Motion control with induction motors, Proceeding of the IEEE, vol. 82, August 1994, pp 1215-1240.
- [Lor-98] L. Loron, Identification et commande des machines électriques, Habilitation à diriger les recherches, 1998.
- [Ma-01] X. Ma, Q. Jiang, B. Wang, Torsional Vibration Caused by Shaft Spring and Mechanical Gaps and its Suppression of Ship Elevator, Proceeding of EPE'2001, Graz (Autriche), 2001, CDROM.

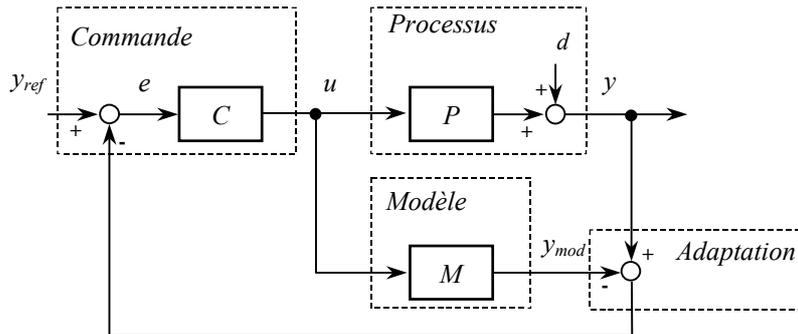
- [Mor-89] M. Morari, E. Zafiriou, Robust Process Control, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1989.
- [Nan-87] P.K. Nandam, P.C. Sen, Analogue and digital speed control of DC drives using proportional-integral and integral-proportional control techniques, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-34, May 1987, pp 227-233.
- [Nic-96] B. Nicolas, Contribution à la commande des convertisseurs statiques. Définition de lois de commutation à l'aide de la théorie des modes glissants, Thèse de l'INP de Toulouse 1996.
- [Nie-89] R. Nielsen, M. Kazmierkowski, Reduced-order observer with parameter adaptation for fast rotor flux estimation in induction machines, IEE Proceeding D, vol. 136, no 1, January 1989, pp 35-43.
- [Orl-89] T. Orłowska-Kowalska, Application of extended Luenberger observer for flux and rotor time-constant estimation in induction motor drives, IEE Proceeding D, vol. 136, no 6, November 1989, pp 324-330.
- [Ous-91] A. Oustaloup, La commande CRONE, Editions Hermès, Paris, 1991.
- [Pie-00] J. Pierquin, P. Escané, A. Bouscayrol, M. Pietrzak-David, J.P. Hautier, B. de Fornel, Behaviour model control of a high speed traction system, EPE-PEMC'2000, Conference Kocise, 2000, vol. 6, pp. 197-202.
- [Pie-01] J. Pierquin, B. Vulturescu, A. Bouscayrol, J. P. Hautier, Behaviour model control structures for an electric vehicle, EPE'2001, Graz (Austria), 2001, CD-ROM.
- [Pie-02] J. Pierquin, Thèse USTL 2002.
- [Pou-00] A. Poubelle, Elimination par la commande des vibrations induites par des souplesses de transmission, mémoire CNAM, 2000.
- [Pov-98] M. Povoost, C. Courtois, Traction électrique : dynamique ferroviaire et sous stations, Techniques de l'ingénieur, traité de Génie Electrique, D 5501, p. 1-12, Paris 1998.
- [Rob-95] B. Robyns, Y. Fu, F. Labrique, H. Buyse, Commande numérique de moteurs synchrones à aimants permanents de faible puissance, Journal de Physique III, vol. 5, no 3, August 1995, pp 1255-1268.
- [Row-91] T. Rowan, R. Kerkman, D. Leggate, A simple on-line adaptation for indirect field orientation of an induction machine, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, no.4, July/August 1991, pp 720-727.
- [Sch-92] C. Schauder, Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, no 5, September/October 1992, pp 1054-1061.
- [Sed-00] M. Sedighy, S.B. Dewan, F.P. Dawson, A robust digital current control method for active power filters, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 36, no. 4, July/August 2000, pp. 1158-1164.

- [Sem-01] E. Semail, X. Kestelyn, J.P. Hautier, Ensemble de machines électriques élémentaires équivalent à une machine synchrone polyphasée, EF'2001, Nancy.
- [Ste-98] I. Stefan, C. Forgez, B. Lemaire-Semail, X. Guillaud, Comparison between neural compensation and internal model control for induction machine drive, ICEM'98, Istanbul September 1998, pp 1330-1334.
- [Tho-91] J.L. Thomas, M. Boidin, An internal model control structure in field oriented controlled VSI induction motors, Proceeding of EPE'91, Firenze (Italy), 1991, vol. 2, pp 202-207.
- [ti] [www.ti.com](http://www.ti.com)
- [Vas-90] P. Vas, Vector control of AC machines, Clarendon Press, Oxford, 1988.
- [Ver-88] G. Verghese, S. Sanders, Observers for flux estimation in induction machines, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 35, no 1, February 1988.
- [Vul-98] B. Vulturescu, A. Bouscayrol, Fl. Ionescu, Model influence on simulation of the induction machine vector control, ATEE'98, Bucuresti (Romania), pp. 137-142.
- [Vul-99] B. Vulturescu, Rapport interne L2EP, Octobre 1999.
- [Vul-00a] B. Vulturescu, A. Bouscayrol, J.P. Hautier, X. Guillaud, F. Ionescu, Behaviour model control of a DC machine, ICEM'2000, Conference Espoo (Finland), pp. 427-431.
- [Vul-00b] B. Vulturescu, A. Bouscayrol, J.P. Hautier, F. Ionescu, Behaviour Model Control for cascaded processes : application to an electrical drive, Computers and electrical engineering (soumise).
- [Vul-01] B. Vulturescu, A. Bouscayrol, J.P. Hautier, F. Ionescu, Limitation algorithms for the behaviour model control, Revue Roumaine des Sciences Techniques, Série Électrotechnique et Énergétique, no. 2, 2001, vol. 46, pp. 239-252.
- [Wan-97] W. Wang, C. Wang, A rotor-flux-observer-based composite adaptive speed controller for an induction machine, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 12, no. 4, December 1997, pp 323-329.
- [Zhe-98] L. Zhen, L. Xu, Sensorless field orientation control of induction machines based on a mutual MRAS scheme, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, no. 5, October 1998, pp 824-830.

## ANNEXE 1

### Commande à modèle interne

Le schéma bloc d'une commande à modèle interne est illustré par la figure suivante :



**Figure A1.1** : Commande à modèle interne

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} e = y_{ref} - (Pc - Mc + d) \\ y = Pc + d \end{cases} \quad (a1.1)$$

d'où :

$$y = \frac{CP}{1 + C(P - M)} y_{ref} + \frac{1 - CM}{1 + C(P - M)} d \quad (a1.2)$$

Si  $P$  est stable, et si le modèle est parfait ( $P=M$ ), alors le système contrôlé par la structure à modèle interne est stable si et seulement si le correcteur  $C$  est stable.

Synthèse du correcteur  $C$  [Fla-94] :

1. Le modèle est factorisé en deux parties :  $M = M_I M_{NI}$ , où la partie  $M_I$  est la partie inversible du modèle et  $M_{NI}$  la partie non-inversible (contient les zéros à partie réelle positive et les retards).
2. Le correcteur est obtenu à partir de la partie inversible du modèle à laquelle est ajoutée un filtre :  $C = (1/M_I)F$ .
3. Le filtre peut être un filtre passe-bas à gain unitaire de forme quelconque. Cependant, il est en général de la forme suivante :  $F = 1/(1 + \tau_c)^r$ .  $r$  est un entier, positif, qui est choisi de façon à ce que  $C$  soit causale.

Si  $H$  est un correcteur classique, il existe les correspondances suivantes :  $H = C/(1 - MC)$  et  $C = H/(1 + MH)$ . Cela montre que les mêmes performances peuvent être obtenues avec un correcteur classique. Pour tous modèles de 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup>, ordre la CMI est équivalente à un PID classique.

## ANNEXE 2

### Notions de Graphe Informationnel Causal

On s'intéresse à la modélisation des chaînes de conversion électromécanique. Une telle chaîne est composée d'une source d'énergie électrique, d'un convertisseur électrique suivi d'une machine électrique, d'un convertisseur mécanique et enfin d'une source mécanique qui vient « charger » le système [Bou-00]. Le fonctionnement de cette chaîne est régi par deux grands principes : les relations de cause à effet (liée au stockage de l'énergie et donc aux variables d'état), [Hau-96] et le principe d'Action/Réaction [Bou-00]. La première règle est mise en évidence dans la représentation par graphe informationnel causal (GIC) alors que la représentation énergétique macroscopique (REM) insiste davantage sur les Actions/Réactions.

Le GIC [Hau-96, 99] est un outil de description qualitative des phénomènes liés à un système donné. Son intérêt est double : il permet d'abord l'élaboration d'un modèle pour le système ainsi que la commande de celui-ci.

Cette représentation met en évidence les stockages d'énergie. Pour cela, on utilise deux processeurs élémentaires (des éléments graphiques) représentés sur la figure A2.1.



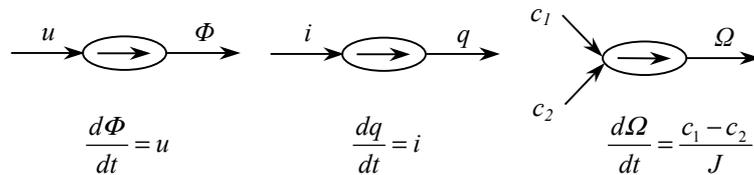
**Figure A2.1** : Processeurs élémentaires du GIC

Un processeur est le support d'une relation entre une ou plusieurs grandeurs influentes et une grandeur influencée. Cette relation respecte le principe de causalité naturelle qui régit le fonctionnement de tout objet physique. La sortie d'un processeur ne dépend que des valeurs présentes et passées de ses entrées. Une telle formulation revient à exprimer la causalité sous forme intégrale. On retient deux types de causalité intégrale :

- Si un objet accumule de l'information, la causalité est *interne* : la sortie est nécessairement une fonction de l'état énergétique, la relation alors orientée est dite *causale*. Le temps et l'état initial sont des entrées implicites non représentées. Le processeur est alors une bulle munie d'une simple flèche symbolisant une relation non-inversible.
- Si un objet n'accumule pas d'information, la causalité est *externe* : la sortie est fonction instantanée de l'entrée, la relation qui n'est pas orientée est alors dite *rigide*. Le processeur correspondant est une bulle avec double-flèche.

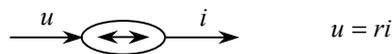
A l'aide de ces processeurs élémentaires, il est possible de définir plusieurs types d'objets suivant leur fonction énergétique :

- Les **sources** sont des objets à *causalité implicite* dans le sens où la grandeur de sortie est indépendante de la grandeur d'entrée.
- Les **accumulateurs** sont des objets à *causalité interne* : l'énergie fournie à l'objet, sous forme cinétique ou potentielle, est convertie sous sa forme duale par accumulation. Ainsi, pour une bobine, la grandeur influente est nécessairement la tension qui lui est appliquée alors que le flux est la variable influencée représentant l'état énergétique. On trouve en figure 2 quelques exemples classiques de relation causale.



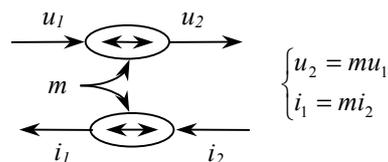
**Figure A2.2** : Exemples des relations causales

- Les **dissipateurs** sont des objets à *causalité externe*, car établie uniquement par le contexte de leur mise en œuvre. L'énergie, apportée sous une forme quelconque, est totalement dissipée en chaleur : la résistance en électricité, les dispositifs à frottements visqueux en mécanique ...



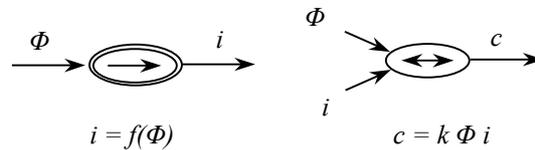
**Figure A2.3** : Exemple de relation rigide d'un dissipateur d'énergie : une résistance

- Les **objets de couplage neutres** sont des dispositifs assurant le transfert de puissance d'un groupement à un autre, sans pertes ni accumulation d'énergie. Cette neutralité entraîne la conservation de la puissance instantanée et n'induit pas la causalité qui est donc *externe*. Les objets neutres peuvent être de deux types. On parle de modulateur (figure A2.4) si l'entrée et la sortie sont de même nature énergétique (cinétique ou potentielle) sinon, il s'agit d'un gyrateur.



**Figure A2.4** : Exemple de modulateur, le transformateur idéal

- Les **non-linéarités** sont de deux types : **fonctionnelles** – dues à une opération entre variables influentes (par exemple le couple dans la MCC) – et **intrinsèques** – induites par la caractéristique propre de l'objet (les matériaux magnétiques, par exemple). Ils sont représentés dans la figure suivante :



**Figure A2.5** : Exemple de non-linéarités

A partir de ces objets élémentaires, il est possible de tracer le graphe complet qui sera donc le modèle GIC de système considéré. Ce modèle pourra ensuite être exploité pour la simulation [Gui-98] ou pour élaborer une loi de commande [Hau-99] du processus.

Le modèle se construit en 5 étapes :

- Localiser les sources et objets accumulateurs, déterminer leurs grandeurs influentes et influencées.
- Localiser les dissipateurs, déterminer leurs grandeurs influentes et influencées à partir des sorties des sources et accumulateurs.
- Localiser les objet neutres, déterminer leurs grandeurs influentes et influencées à partir des sorties des sources et accumulateurs.
- Etablir le Graphe en interconnectant les entrées et les sorties.
- Expliciter les relations.

Le graphe ainsi obtenu est un modèle du processus. Bien connaître un système (en avoir un bon modèle) c'est être capable de savoir comment réagira le processus vis à vis des entrées. D'un point de vue commande, avoir un modèle c'est savoir quelles sont les causes et quels sont les effets. On pourra donc définir quelle est la bonne cause à fournir pour obtenir l'effet désiré. Le GIC permet une déduction des lois de commande. Cette opération systématique est appelée l'inversion.

L'inversion peut être directe pour les éléments à causalité externe ou indirecte (à l'aide d'un correcteur) pour les éléments à causalité interne et qui ne peuvent donc pas physiquement être inversées. On pourra alors définir la commande « maximale » du processus ainsi modélisé : c'est à dire les compensations à effectuer, l'emplacement des correcteurs dans la chaîne de commande, la synthèse des estimateurs et observateurs pour les grandeurs non-mesurables et enfin les actions d'anticipation, et possibles linéarisations. A partir de là il faut mener un réflexion sur les possibles allégements.

## ANNEXE 3

### Identification du banc d'essai

L'identification du banc essai signifie l'identification des paramètres électriques (résistance et inductance) et mécaniques (inertie et frottements) de la machine à courant continu (MCC), ainsi que la partie électrique de la machine asynchrone (MA).

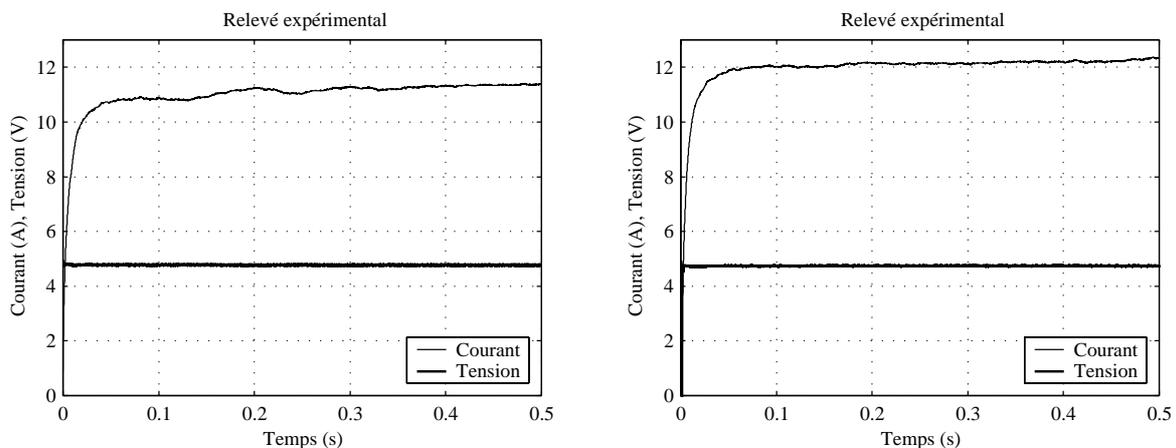
Il est nécessaire de re-identifier ces paramètres, car ceux donnés par le constructeur ne correspondent pas aux paramètres réels : les paramètres électriques changent car il y a des câbles et il convient de prendre en compte les convertisseurs statiques en vue de la commande ; les paramètres mécaniques sont totalement différents parce que les deux machines (à courant continu et asynchrone) sont sur le même arbre, de sorte qu'elles ne sont plus indépendantes.

#### 1. Paramètres électriques de la MCC

Pour identifier la résistance et l'inductance de la MCC on suppose que la partie électrique de la MCC est linéaire. En bloquant le rotor on applique une tension continue  $U=5\text{ V}$ .

La réponse en courant est donnée dans la figure A3.1, pour deux positions arbitraires du rotor.

La résistance de l'induit est déduite d'après la loi d'Ohm en considérant la valeur du courant en régime permanent. Selon la position du rotor, les réponses sont dispersées à cause des contacts balais-collecteur de sorte que la valeur retenue est la moyenne des valeurs de résistances mesurées.



**Figure A3.1** : Réponse en courant pour deux positions du rotor

**Tableau A3.1** : Résistance de l'induit en fonction de la position du rotor

Position du rotor	0°	45°	90°	135°	180°	225°	270°	315°
Résistance ( $\Omega$ )	0,446	0,429	0,391	0,442	0,466	0,42	0,476	0,439

La réponse en courant est modélisée par l'équation suivante :

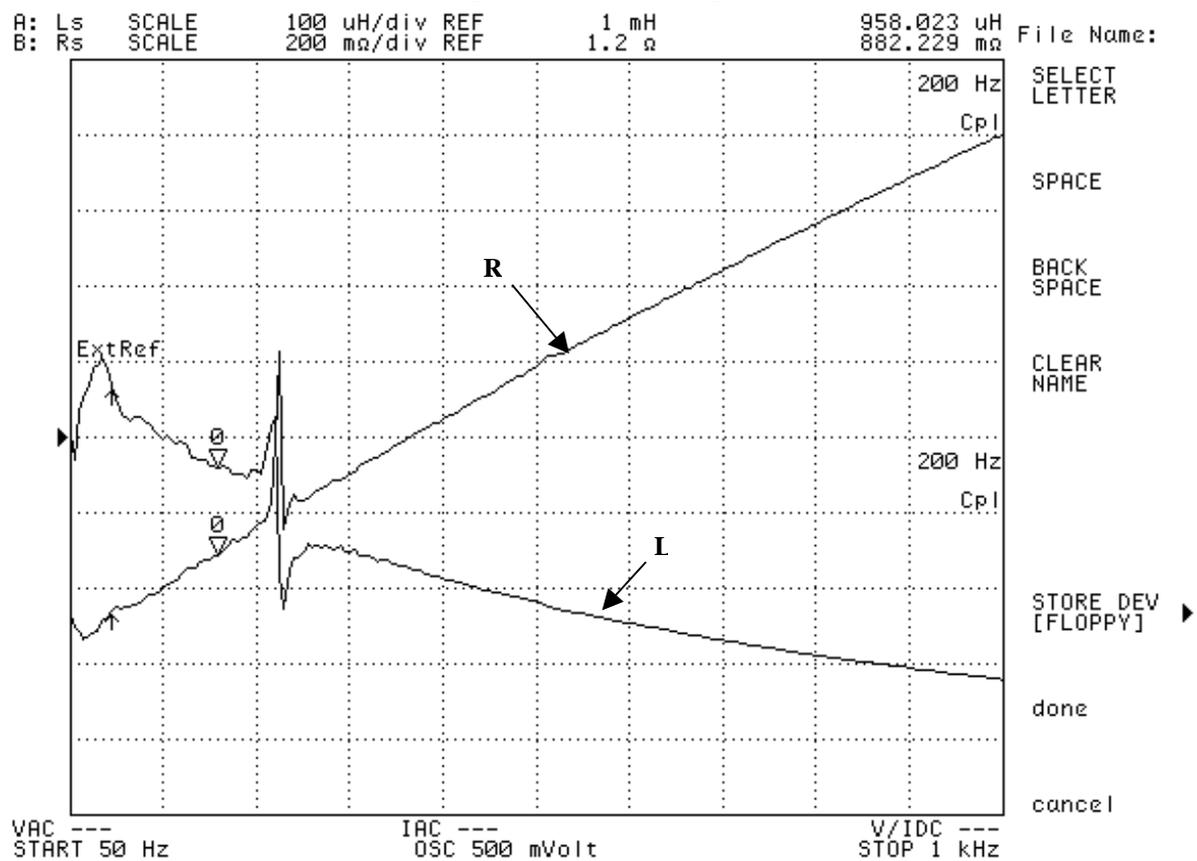
$$i(t) = \frac{U(t)}{R} \left( 1 - e^{-\frac{t}{L/R}} \right) \quad (\text{a3.1})$$

En utilisant une méthode d'optimisation au sens des moindres carrés ( $L$  inconnues,  $R$ ,  $i(t)$  et  $U$  connus) on identifie une inductance moyenne pour les 8 positions du rotor.

On obtient les résultats suivantes :

$$\begin{cases} R = 0,44 \Omega \\ L = 3,08 \text{ mH} \end{cases} \quad (\text{a3.2})$$

Ces valeurs sont des *moyennes* . Elles peuvent varier non seulement avec la position du rotor, mais aussi en fonction de la fréquence et de la température.



**Figure A3.2** :  $R$  et  $L$  en fonction de la fréquence

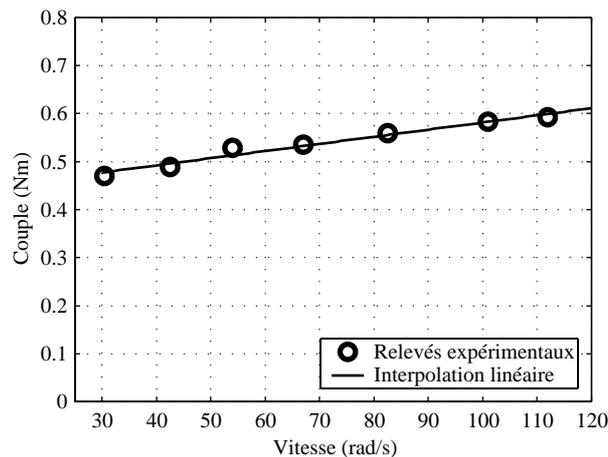
A l'aide d'un analyseur de spectre on trouve (pour une position du rotor et la résistance à chaud) une grande variation de la résistance (de  $700 \text{ m}\Omega$  à  $2 \text{ }\Omega$ ) et de l'inductance (de  $1.1 \text{ mH}$  à  $0.7 \text{ mH}$ ), pour une plage de  $50 \text{ Hz}$  à  $1\text{kHz}$  de la fréquence (voir la figure A3.2). Les pertes fer et l'hystérésis peuvent expliquer cette évolution des paramètres avec la fréquence.

## 2. Paramètres mécaniques de la MCC

Pour identifier le couple sec et les frottements du banc d'essais on relève la caractéristique couple en fonction de la vitesse. En régime permanent de la vitesse et sans couple résistant, l'équation mécanique 2.3 s'écrit :

$$c_{mcc} = f_{mcc} \Omega_{mcc} + c_{sec} \quad (\text{a3.3})$$

On obtient, par approximation linéaire, une droite de pente égale aux frottements  $f_{mcc}$  et d'offset égal au couple sec  $c_{sec}$  :



**Figure A3.3** : Identification frottements et couple sec

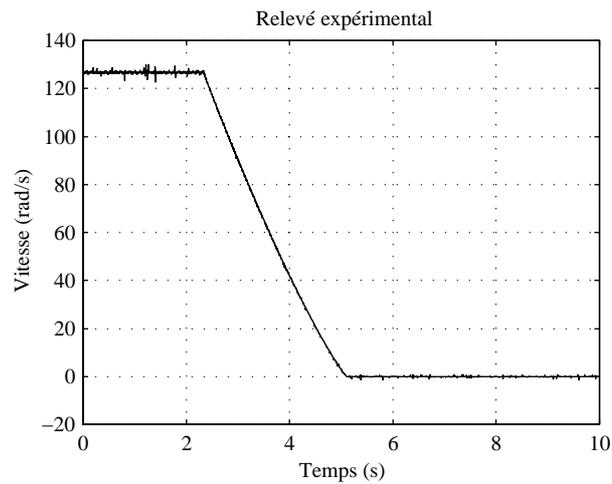
Les valeurs numériques obtenues sont :

$$\begin{cases} f_{mcc} = 0,0015 \text{ Nm/rad} \\ C_{sec} = 0,433 \text{ Nm} \end{cases} \quad (\text{a3.4})$$

Pour identifier l'inertie du banc on réalise un essai de lâcher (figure A3.4).

La réponse en vitesse sera modélisée par l'équation mécanique 2.3. A l'aide d'une méthode d'optimisation au sens des moindres carrés ( $J$  inconnu,  $\Omega(t)$ ,  $C_{sec}$  et  $f$  connus) on obtient le résultat suivant :

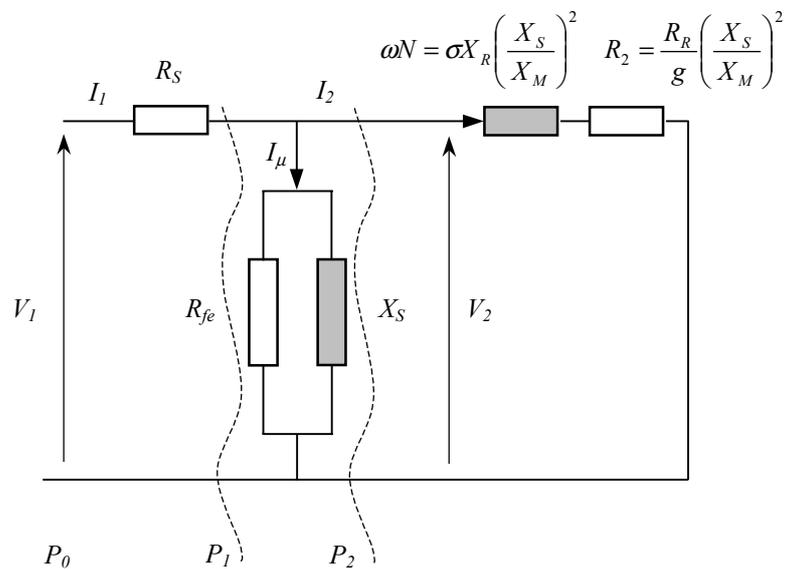
$$J = 0,0111 \text{ kgm}^2 \quad (\text{a3.5})$$



**Figure A3.4 :** Essai de lâcher - identification de l'inertie

### 3. Paramètres électriques de la MA

Pour identifier les paramètres électriques de la machine asynchrone on part du schéma monophasé avec fuites ramenées au rotor :



**Figure A3.5 :** Modèle monophasé avec fuites ramenées au rotor

Ou :

- $V_1$  tension simple, par phase,
- $R_S$  résistance statorique,
- $R_R$  résistance rotorique,
- $R_{fe}$  résistance exprimant les pertes fer,

- $X_S$  réactance statorique ( $X_S=j\omega_S L_S$ ,  $L_S$ = inductance cyclique statorique),
- $X_R$  réactance rotorique ( $X_R=j\omega_S L_R$ ,  $L_R$ = inductance cyclique rotorique),
- $X_M$  réactance mutuelle ( $X_S=j\omega_S M_{SR}$ ,  $M_{SR}$ = inductance mutuelle stator-rotor)
- $\sigma$  coefficient de dispersion de Blondel.

On fait aussi l'hypothèse\* de l'équipartition des fuites au rotor et au stator, ce qui est équivalent à  $X_S=X_R$ .

Le rapport de transformation entre le stator et le rotor est  $\alpha=X_S/X_M$ .

Par une mesure en continu de la résistance d'une phase statorique on obtient :

$$R_S = 5 \Omega \quad (\text{a3.6})$$

Lors de l'essai au synchronisme on a utilisé la machine à courant continu pour entraîner la machine asynchrone. Le point de synchronisme a été testé avec le stroboscope.

Les grandeurs mesurées sont :

$$\begin{cases} V_1 = 220 \text{ V} \\ I_1 = 1,29 \text{ A} \\ P_0 = 30 \text{ W} \end{cases}$$

Calcul des puissances avant la résistance  $R_S$  :

$$\begin{aligned} P_0 &= 30 \text{ W} \\ S_0 &= V_1 I_1 = 283,8 \text{ VA} \\ Q_0 &= \sqrt{S_0^2 - P_0^2} = 282,21 \text{ VAR} \end{aligned}$$

Calcul des puissances après la résistance  $R_S$  :

$$\begin{aligned} P_1 &= P_0 - R_S I_1^2 = 21,6795 \text{ W} \\ Q_1 &= Q_0 = 282,21 \text{ VAR} \\ S_1 &= \sqrt{P_1^2 + Q_1^2} = 283,04 \text{ VA} \end{aligned}$$

Mais la puissance apparente peut également s'écrire :  $S_1 = I_1 V_2$ , d'ou

$$V_2 = \frac{S_1}{I_1} = 219,412 \text{ V}$$

On peut maintenant calculer les pertes fer et la réactance propre statorique :

---

\* Cette hypothèse n'est pas utile si on avait travaillé avec un modèle écrit dans un repère de Park où les variables d'état sont des images  $i'_{rd,q}$  de courants  $i_{rd,q}$  à un coefficient près ( $i_{rd,q}=M/L_r i'_{rd,q}$ ) [Car-95]. Toutefois, une hypothèse supplémentaire reste à faire, sur le coefficient  $M/L_r$ , si on veut retrouver les courants  $i_{rd}$  et  $i_{rq}$  et non pas leurs images.

$$\begin{aligned}
 R_{fe} &= \frac{V_2^2}{P_1} = 2220,61 \, \Omega \\
 X_S &= \frac{V_2^2}{Q_1} = 170,588 \, \Omega
 \end{aligned}
 \tag{a3.7}$$

Donc

$$L_R = L_S = \frac{X_S}{2\pi 50} = 543 \, mH
 \tag{a3.8}$$

Les grandeurs mesurés lors de l'essai à rotor bloqué sont :

$$\begin{cases}
 V_1 = 91 \, V \\
 I_1 = 3,8 \, A \\
 P_0 = 140 \, W
 \end{cases}$$

Calcul des puissances avant la résistance  $R_S$  :

$$\begin{aligned}
 P_0 &= 140 \, W \\
 S_0 &= V_1 I_1 = 345,8 \, VA \\
 Q_0 &= \sqrt{S_0^2 - P_0^2} = 316,192 \, VAR
 \end{aligned}$$

Calcul des puissances après la résistance  $R_S$  :

$$\begin{aligned}
 P_1 &= P_0 - R_S I_1^2 = 67,8 \, W \\
 Q_1 &= Q_0 = 316,192 \, VAR \\
 S_1 &= \sqrt{P_1^2 + Q_1^2} = 323,38 \, VA
 \end{aligned}$$

Mais la puissance apparente peut également s'écrire :  $S_1 = I_\mu V_2$ , d'ou

$$V_2 = \frac{S_1}{I_\mu} = 85,1 \, V$$

Calcul des puissances dans le point 2 (après le bras vertical) :

$$\begin{aligned}
 P_2 &= P_1 - \frac{V_2^2}{R_{fe}} = 64,539 \, W \\
 Q_2 &= Q_1 - \frac{V_2^2}{X_S} = 273,739 \, VAR \\
 S_2 &= \sqrt{P_2^2 + Q_2^2} = 281,244 \, VA
 \end{aligned}$$

Mais la puissance apparente peut également s'écrire :  $S_2 = I_2 V_2$ , d'ou :

$$I_2 = \frac{S_2}{V_2} = 3,305 \text{ A}$$

A partir des puissances active et réactive on déduit les fuites totales ( $\omega N$ ) et la résistance rotorique  $R_2$  :

$$R_2 = \frac{P_2}{I_2^2} = 5,8925 \ \Omega$$

$$\omega N = \frac{Q_2}{I_2^2} = 25,06278 \ \Omega$$

Sachant :

$$\omega N = \left[ \frac{X_S}{X_M} \right]^2 \sigma X_S, \quad R_2 = \left[ \frac{X_S}{X_M} \right]^2 \frac{R_R}{g} \quad \text{et} \quad \sigma = 1 - \frac{X_M^2}{X_S^2}$$

On en déduit :

$$X_M = \frac{X_S}{\sqrt{1 + \frac{\omega N}{X_S}}} = 159,2876 \ \Omega$$

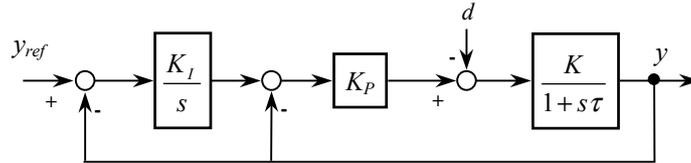
et donc

$$M = \frac{X_M}{2\pi 50} = 507,03 \text{ mH} \quad \text{et} \quad R_R = \frac{R_2}{\left( \frac{X_S}{X_M} \right)^2} = 5,14 \ \Omega \quad (\text{a3.9})$$

## ANNEXE 4

### Calcul correcteurs IP

Le schéma bloc d'un correcteur IP est illustré par la figure suivante :



**Figure A4.1** : Correcteur IP

L'équation de départ est :

$$\left\{ \left[ (y_{ref} - y) \frac{K_I}{s} - y \right] K_P - d \right\} \frac{K}{1 + s\tau} = y \quad (\text{a4.1})$$

Suite au calcul on obtient :

$$y = \frac{\frac{KK_I K_P}{\tau}}{s^2 + s \frac{(1 + KK_P)}{\tau} + \frac{KK_I K_P}{\tau}} y_{ref} - \frac{s \frac{K}{\tau}}{s^2 + s \frac{(1 + KK_P)}{\tau} + \frac{KK_I K_P}{\tau}} d \quad (\text{a4.2})$$

En asservissement, on obtient les paramètres suivants du correcteur, en fonction de l'amortissement  $\zeta$  et la fréquence  $\omega_N$  :

$$\begin{cases} K_P = \frac{2\zeta\omega_N\tau - 1}{K} \\ K_I = \frac{\omega_N^2\tau}{KK_P} \end{cases} \quad (\text{a4.3})$$

Applications numérique :

boucle de courant

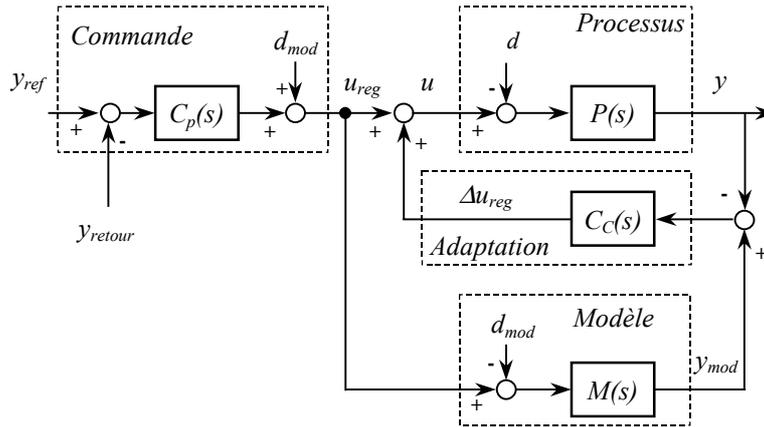
boucle de vitesse

$$\begin{cases} \xi = 1 \\ \omega_N = 333,34 \\ K = 0,84 \\ \tau = 0,00224 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_P = 0,59 \\ K_I = 502,8 \end{cases} \quad \begin{cases} \xi = 1 \\ \omega_N = 16,67 \\ K = 82,72 \\ \tau = 1,16 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_P = 0,455 \\ K_I = 8,555 \end{cases} \quad (\text{a4.4})$$

## ANNEXE 5

### Calcul des correcteurs de comportement

Le schéma fonctionnel de la commande à modèle de comportement est illustré par la figure suivante :



**Figure A5.1** : Schéma de la commande à modèle de comportement

Sur ce schéma les symboles signifient :

- Processus  $P(s) = K_P / (1 + s\tau_P)$ ,
- Perturbation externe  $d$ ,
- Modèle du processus  $M(s) = K_M / (1 + s\tau_M)$ ,
- Modèle de la perturbation externe  $d_{mod}$ ,
- Correcteur principal  $C_P(s) = G_M (1 + s\tau_M) / (sK_M)$ ,
- Correcteur de comportement  $C_C(s)$ .

#### 1. Retour par la sortie du modèle (CMC 1)

La fonction de transfert  $y/y_{ref}$  est la suivante :

$$y = \frac{P(1 + MC_C)}{M(1 + PC_C)} \frac{MC_P}{1 + MC_P} y_{ref} + \frac{P}{1 + PC_C} (d_{mod} - d) \quad (\text{a5.1})$$

Le réglage du correcteur  $C_C(s)$  se fait en régulation, d'après l'équation suivante :

$$y|_{y_{ref}=0; d_{mod}=0} = -\frac{P}{1 + PC_C} d \quad (\text{a5.2})$$

### Cas d'une perturbation en rampe $d=A/s^2$

Le correcteur de comportement a la forme suivante :

$$C_C(s) = \frac{Bs^2 + Cs + D}{s^2} \quad (\text{a5.3})$$

La sortie  $y$  devient :

$$y|_{y_{ref}=0; d_{mod}=0} = -\frac{\frac{K_P}{1+s\tau_P}}{1 + \frac{K_P}{1+s\tau_P} \frac{Bs^2 + Cs + D}{s^2}} d = -\frac{\frac{K_P}{\tau_P} s^2}{s^3 + s^2 \frac{1+BK_P}{\tau_P} + s \frac{CK_P}{\tau_P} + \frac{DK_P}{\tau_P}} d \quad (\text{a5.4})$$

Le numérateur de la fonction de transfert est un polynôme de 3<sup>ème</sup> degré. Par le choix des  $B$ ,  $C$  et  $D$  on place ces racines, les pôles de la fonction de transfert. On choisit deux racines complexes conjuguées et une troisième réelle. La partie imaginaire des pôles complexes est égale à celle réelle pour obtenir un bon amortissement. La racine réelle est égale à la partie réelle des racines complexes (voir figure a5.2). On obtient :

$$y|_{y_{ref}=0; d_{mod}=0} = -\frac{\frac{K_P}{\tau_P} s^2}{(s+p)(s+p-ip)(s+p+ip)} d = -\frac{\frac{K_P}{\tau_P} s^2}{s^3 + 3ps^2 + 4p^2s + 2p^3} d \quad (\text{a5.5})$$

Par identification des termes des polynômes (expressions a5.4 et a5.5) on obtient :

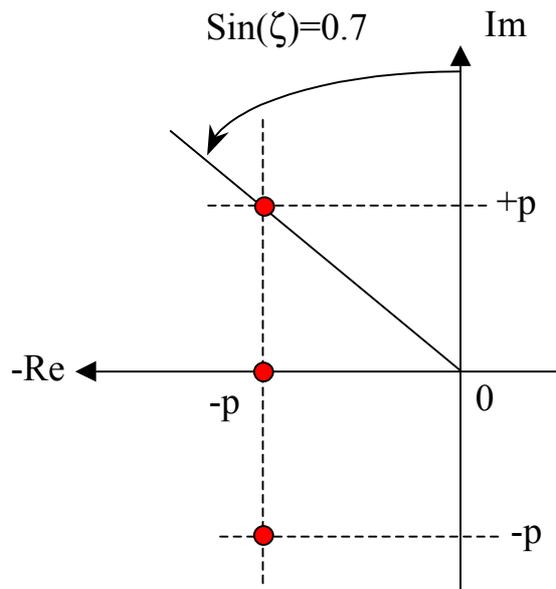
$$\begin{cases} \frac{1+BK_P}{\tau_P} = 3p \\ \frac{CK_P}{\tau_P} = 4p^2 \\ \frac{DK_P}{\tau_P} = 2p^3 \end{cases} \quad (\text{a5.6})$$

D'où :

$$\begin{cases} B = \frac{3p\tau_P - 1}{K_P} \\ C = \frac{4p^2\tau_P}{K_P} \\ D = \frac{2p^3\tau_P}{K_P} \end{cases} \quad (\text{a5.7})$$

Application numérique :

$$K_P=1/R=2,27 ; \tau_P=L/R=7,05*10^{-3} ; p=1000 \Rightarrow B=8,86 ; C=12400 ; D=6200000.$$



**Figure A5.2** : Placement des pôles choisi

Cas d'une perturbation échelon  $d=A/s$

Le correcteur de comportement a la forme suivante :

$$C_c(s) = G \frac{\tau_c s + 1}{s} \quad (\text{a5.8})$$

La sortie  $y$  devient :

$$y|_{y_{ref}=0; d_{mod}=0} = -\frac{\frac{K_p}{1+s\tau_p}}{1 + \frac{K_p}{1+s\tau_p} \frac{\tau_c s + 1}{s}} d = -\frac{\frac{1}{G} s}{s^2 \frac{\tau_p}{GK_p} + s \left( \tau_c + \frac{1}{GK_p} \right) + 1} d \quad (\text{a5.9})$$

L'expression a5.9 s'écrit également :

$$y|_{y_{ref}=0; d_{mod}=0} = -\frac{\frac{1}{G} s}{s^2 \frac{\tau_p}{GK_p} + s \left( \tau_c + \frac{1}{GK_p} \right) + 1} d = -\frac{\frac{1}{G} s}{s^2 \tau_N^2 + 2\xi \tau_N s + 1} \quad (\text{a5.10})$$

Application numérique :

$$K_p=1/F=666,67 ; \tau_p=J/F=7,4 ; \tau_N=0,01054 ; \xi=1,37 \Rightarrow G=100 ; \tau_c=0,05.$$

## 2. Retour par la sortie du processus (CMC 2)

La fonction de transfert  $y/y_{ref}$  est la suivante :

$$y = \frac{P(1+MC_C)}{M(1+PC_C)} \frac{MC_P(1+PC_C)}{1+PC_P+PC_C+PC_CMC_P} y_{ref} + \frac{P}{1+PC_P+PC_C+PC_CMC_P} (d_{mod} - d) \quad (a5.11)$$

Le réglage du correcteur  $C_C(s)$  se fait en régulation, d'après l'équation suivante :

$$y|_{y_{ref}=0; d_{mod}=0} = -\frac{P}{1+PC_P+PC_C+PC_CMC_P} d \quad (a5.12)$$

### Correcteur proportionnel

Le correcteur de comportement a la forme suivante :

$$C_C(s) = K_S \quad (a5.13)$$

La sortie  $y$  devient :

$$y|_{y_{ref}=0; d_{mod}=0} = -\frac{\frac{K_P}{1+s\tau_P}}{1 + \frac{K_P}{1+s\tau_P} G_M \frac{1+s\tau_M}{K_M} + \frac{K_P}{1+s\tau_P} K_S + \frac{K_P}{1+s\tau_P} K_S \frac{K_M}{1+s\tau_M} G_M \frac{1+s\tau_M}{K_M}} d \quad (a5.14)$$

L'expression a5.14 s'écrit également :

$$y|_{y_{ref}=0; d_{mod}=0} = -\frac{s \frac{K_P K_M}{K_P G_M (1+K_M K_S)}}{s^2 \frac{\tau_P K_M}{K_P G_M (1+K_M K_S)} + s \frac{K_M + K_P G_M \tau_M + K_P K_S K_M}{K_P G_M (1+K_M K_S)} + 1} d \quad (a5.15)$$

L'expression a5.15 est équivalente à :

$$y|_{y_{ref}=0; d_{mod}=0} = -\frac{s \frac{1}{K_S G_M}}{s \frac{1}{G_M} + 1} d \quad (a5.16)$$

A condition que :

$$\begin{cases} K_M K_S \gg 1 \\ K_P K_S \gg 1 \\ \tau_1 \tau_2 \rightarrow 0 \end{cases} \quad (a5.17)$$

Application numérique :

$K_P=K_M=1/F=666,67$  ;  $\tau_P=\tau_M=J/F=7,4$  ;  $K_S=2$  ;  $G_M=10$  :

$$\begin{aligned}
 a5.15 \quad y &= -\frac{s \frac{666,67^2}{666,67 \cdot 10(1+666,67 \cdot 2)}}{s^2 \frac{7,4 \cdot 666,67}{666,67 \cdot 10(1+666,67 \cdot 2)} + s \frac{666,67 + 666,67 \cdot 10 \cdot 7,4 + 666,67^2 \cdot 2}{666,67 \cdot 10(1+666,67 \cdot 2)} + 1} d = \\
 &= -d \frac{0,0499s}{5,55 \cdot 10^{-4} s^2 + 0,1055s + 1} \\
 a5.16 \quad y &= -\frac{s \frac{1}{2 \cdot 10}}{s \frac{1}{10} + 1} d = -\frac{0,05s}{0,1s + 1} d
 \end{aligned}$$

### Filtre pas-bas

Le correcteur de comportement a la forme suivante :

$$C_C(s) = \frac{K_S}{1 + s\tau_S} \quad (a5.18)$$

La sortie  $y$  devient :

$$y|_{y_{ref}=0; d_{mod}=0} = -\frac{\frac{K_P}{1 + s\tau_P}}{1 + \frac{K_P}{1 + s\tau_P} G_M \frac{1 + s\tau_M}{K_M} + \frac{K_P}{1 + s\tau_P} \frac{K_S}{1 + s\tau_S} + \frac{K_P}{1 + s\tau_P} \frac{K_S}{1 + s\tau_S} \frac{K_M}{1 + s\tau_M} G_M \frac{1 + s\tau_M}{K_M}} d \quad (a5.19)$$

L'expression a5.19 s'écrit également :

$$\begin{aligned}
 y|_{y_{ref}=0; d_{mod}=0} &= -\frac{s \frac{K_P K_M (1 + s\tau_S)}{K_P G_M (1 + K_M K_S)}}{s^3 \frac{\tau_P \tau_S K_M}{K_P G_M (1 + K_M K_S)} + s^2 \frac{\tau_P K_M + \tau_S K_M + K_P G_M \tau_M \tau_S}{K_P G_M (1 + K_M K_S)} + \dots} d \\
 &\dots + s \frac{K_M + K_P G_M \tau_M + K_P \tau_S G_M + K_P K_S K_M}{K_P G_M (1 + K_M K_S)} + 1
 \end{aligned} \quad (a5.20)$$

L'expression a5.20 est équivalente à :

$$y|_{y_{ref}=0; d_{mod}=0} = -\frac{s \frac{1}{K_S G_M} (1 + s\tau_S)}{s \frac{1}{G_M} + 1} d \quad (a5.21)$$

A condition que :

$$\begin{cases} K_M K_S \gg 1 \\ K_P K_S \gg 1 \\ \tau_1 \tau_2 \tau_3 \rightarrow 0 \\ \sum \frac{\tau_i \tau_j}{K_P K_S} \rightarrow 0 \end{cases} \quad (\text{a5.22})$$

### Correcteur PI

Le correcteur de comportement a la forme suivante :

$$C_C(s) = K_S \frac{1+s\tau_S}{s} \quad (\text{a5.23})$$

La sortie  $y$  devient :

$$y|_{y_{ref}=0; d_{mod}=0} = - \frac{\frac{K_P}{1+s\tau_P}}{1 + \frac{K_P}{1+s\tau_P} G_M \frac{1+s\tau_M}{K_M} + \frac{K_P}{1+s\tau_P} K_S \frac{1+s\tau_S}{s} + \dots} d$$

$$\dots + \frac{K_P}{1+s\tau_P} K_S \frac{1+s\tau_S}{s} \frac{K_M}{1+s\tau_M} G_M \frac{1+s\tau_M}{K_M} \quad (\text{a5.24})$$

L'expression a5.24 s'écrit également :

$$y|_{y_{ref}=0; d_{mod}=0} = - \frac{s \frac{K_P K_M}{K_P G_M K_M K_S}}{s^3 \frac{\tau_P K_M}{K_P G_M K_M K_S} + s^2 \frac{K_M + G_M \tau_M K_P + K_P K_S K_M \tau_S}{K_P G_M K_M K_S} + \dots} d$$

$$\dots + s \frac{K_P G_M + K_M K_P K_S + K_P G_M K_M K_S \tau_S}{K_P G_M K_M K_S} + 1 \quad (\text{a5.25})$$

L'expression a5.25 est équivalente à :

$$y|_{y_{ref}=0; d_{mod}=0} \approx - \frac{s^2 \frac{1}{K_S G_M}}{s \left( \frac{1+\tau_S}{G_M} + \frac{1}{K_S K_M} \right) + 1} d \quad (\text{a5.26})$$

A condition que :

$$\begin{cases} K_M K_S \gg 1 \\ K_P K_S \gg 1 \\ \sum \frac{\tau_i \tau_j}{K_P K_S} \rightarrow 0 \end{cases} \quad (\text{a5.27})$$

Si le réglage du correcteur  $C_C(s)$  se fait en asservissement on utilise l'expression suivante :

$$y|_{d=d_{mod}=0} = \frac{PC_P(1+MC_C)}{1+PC_P+PC_C+PC_CMC_P} y_{ref} \quad (\text{a5.28})$$

### Correcteur proportionnel

Le correcteur de comportement a la forme a5.13. La sortie  $y$  devient :

$$y|_{d=d_{mod}=0} = \frac{\frac{K_P}{1+s\tau_P} G_M \frac{1+s\tau_M}{K_M} \left(1 + \frac{K_M}{1+s\tau_M} K_S\right)}{1 + \frac{K_P}{1+s\tau_P} G_M \frac{1+s\tau_M}{K_M} + \frac{K_P}{1+s\tau_P} K_S + \frac{K_P}{1+s\tau_P} K_S \frac{K_M}{1+s\tau_M} G_M \frac{1+s\tau_M}{K_M}} y_{ref} \quad (\text{a5.29})$$

L'expression a5.29 s'écrit également :

$$y|_{d=d_{mod}=0} = \frac{1+s\frac{\tau_M}{1+K_S K_M}}{s^2 \frac{K_M \tau_P}{K_P G_M (1+K_S K_M)} + s \frac{K_M + K_P G_M \tau_M + K_M K_S K_P}{K_P G_M (1+K_S K_M)} + 1} y_{ref} \quad (\text{a5.30})$$

L'expression a5.30 est équivalente à :

$$y|_{d=d_{mod}=0} = \frac{1}{s \frac{1}{G_M} + 1} y_{ref} \quad (\text{a5.31})$$

A condition que :

$$\begin{cases} K_M K_S \gg 1 \\ K_P K_S \gg 1 \end{cases} \quad (\text{a5.32})$$

## Filtre pas-bas

Le correcteur de comportement a la forme suivante a5.18. La sortie  $y$  s'écrit :

$$y|_{d=d_{mod}=0} = \frac{\frac{K_P}{1+s\tau_P} \cdot G_M \frac{1+s\tau_M}{K_M} \left(1 + \frac{K_M}{1+s\tau_M} \frac{K_S}{1+s\tau_S}\right)}{1 + \frac{K_P}{1+s\tau_P} \cdot G_M \frac{1+s\tau_M}{K_M} + \frac{K_P}{1+s\tau_P} \frac{K_S}{1+s\tau_S} + \frac{K_P}{1+s\tau_P} \frac{K_S}{1+s\tau_S} \frac{K_M}{1+s\tau_M} \cdot G_M \frac{1+s\tau_M}{K_M}} y_{ref} \quad (a5.33)$$

L'expression a5.33 s'écrit également :

$$y|_{d=d_{mod}=0} = \frac{s^2 \frac{\tau_M \tau_S}{1+K_S K_M} + s \frac{\tau_S + \tau_M}{1+K_S K_M} + 1}{s^3 \frac{K_M \tau_P \tau_S}{K_P G_M (1+K_S K_M)} + s^2 \frac{K_M (\tau_S + \tau_P) + K_P G_M \tau_M \tau_S}{K_P G_M (1+K_S K_M)} + \dots} y_{ref} \quad (a5.34)$$

$$\dots + s \frac{K_M + K_P G_M (\tau_M + \tau_S) + K_M K_S K_P}{K_P G_M (1+K_S K_M)} + 1$$

L'expression a5.34 est équivalente à :

$$y|_{d=d_{mod}=0} = \frac{1}{s \frac{1}{G_M} + 1} y_{ref} \quad (a5.35)$$

A condition que :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_M K_S \gg 1 \\ K_P K_S \gg 1 \\ \sum \frac{\tau_i \tau_j}{K_P K_S} \rightarrow 0 \end{array} \right. \quad (a5.32)$$

## ANNEXE 6

### Structures CMC à deux boucles

Par rapport à une structure de commande classique en cascade, la commande à modèle de comportement (CMC) utilise deux modèles et deux correcteurs supplémentaires.

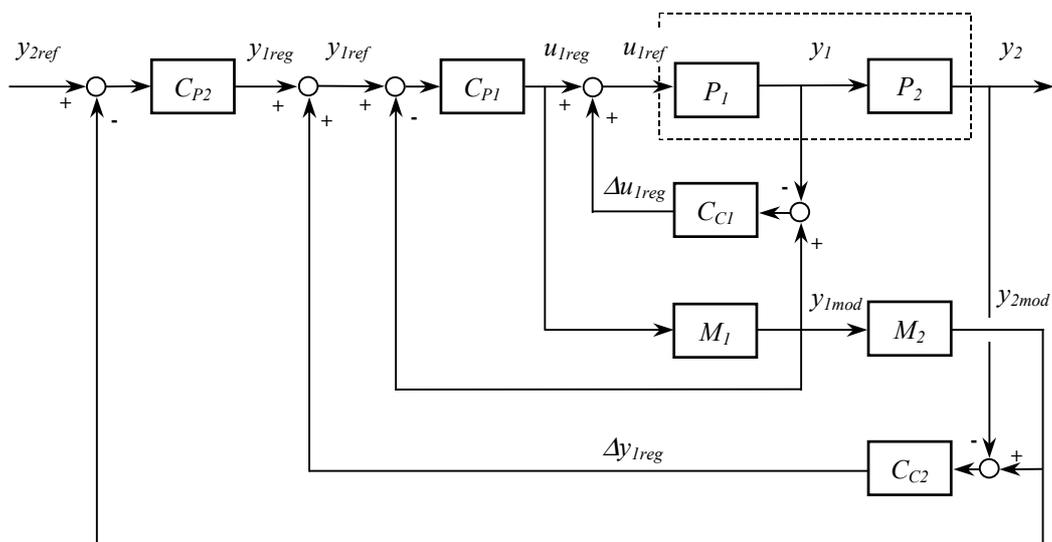
Si les sorties des correcteurs de comportement agissent au même endroit, on dit qu'il s'agit d'une *action globale*. L'opposé de l'action globale est l'*action locale*, donc les correcteurs n'agissent pas au même endroit.

Les deux modèles en série forment un *modèle global*. S'ils sont totalement indépendants, on parle d'un *modèle distribué*.

Ces deux types d'action et les deux types de modèles conduisent à quatre structures en cascade à étudier dans la suite.

Dans cette étude les perturbations ne sont pas prises en compte car on s'intéresse aux structures et non aux propriétés des structures. De plus, on ne présente que des CMC avec retour issu de la sortie du modèle (CMC1) [Vul-00b].

#### Structure « actions locales, modèle global »



**Figure A6.1** : CMC actions locales, modèle global

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} y_{1ref} = (y_{2ref} - y_{2mod})C_{P2} + (y_{2mod} - y_2)C_{C2} \\ y_{1mod} = (y_{1ref} - y_{1mod})C_{C1}M_1 \\ y_1 = [(y_{1ref} - y_{1mod})C_{P1} + (y_{1mod} - y_1)C_{C1}]P_1 \\ y_{2mod} = M_2y_{1mod} \\ y_2 = P_2y_1 \end{cases} \quad (a6.1)$$

Les fonctions de transfert de la boucle interne sont :

$$\begin{cases} \frac{y_1}{y_{1mod}} = A = \frac{P_1(1 + M_1C_{C1})}{M_1(1 + P_1C_{C1})} \\ \frac{y_{1mod}}{y_{1ref}} = B = \frac{M_1C_{P1}}{1 + M_1C_{P1}} \end{cases} \quad (a6.2)$$

En faisant l'hypothèse d'un bon réglage du correcteur  $C_{P1}$  :

$$|M_1C_{P1}| \gg 1 \quad (a6.3)$$

la fonction de transfert  $y_1/y_{1mod}$  peut se simplifier comme suit :

$$\frac{y_1}{y_{1mod}} = \frac{P_1C_{C1}}{1 + P_1C_{C1}} \quad (a6.4)$$

Si le correcteur  $C_{C1}$  est aussi bien réglé :

$$|P_1C_{C1}| \gg 1 \quad (a6.5)$$

la sortie  $y_1$  suit la référence  $y_{1ref}$ , via la suivi de  $y_{1mod}$ .

Les fonctions de transfert de la boucle externe sont :

$$\begin{cases} \frac{y_2}{y_{2mod}} = \frac{P_2}{M_2} A \\ \frac{y_{2mod}}{y_{2ref}} = \frac{AM_2C_{P2}}{1 + AM_2C_{P2} + AM_2C_{C2} \left( \frac{P_2}{M_2} B - 1 \right)} \end{cases} \quad (a6.6)$$

Si la boucle interne est parfaite,  $A \rightarrow I$  et  $B \rightarrow I$ , la fonction de transfert  $y_2/y_{2mod}$  dépend du processus  $P_2$ . Par conséquent, le réglage en cascade n'est pas robuste.

D'ailleurs, cette structure ne respecte pas le principe de la CMC. En supposant la boucle interne parfaite, le retour du correcteur  $C_{C2}$  n'affecte pas seulement le processus  $P_2$ , mais également le modèle  $M_2$ . Le système est détaillé par la figure A6.2.

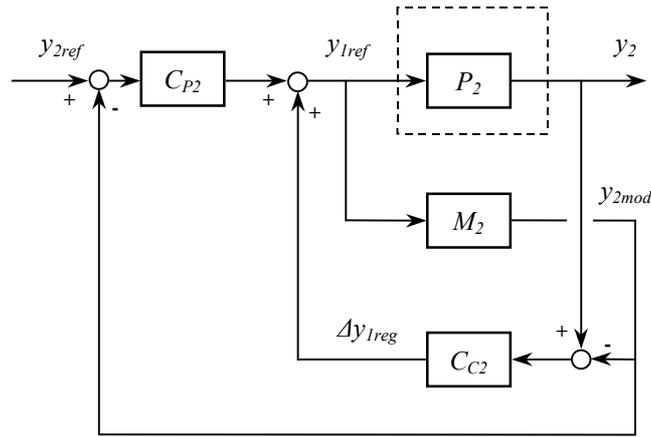


Figure A6.2 : Détail de CMC actions locales, modèle global

### Structure « action globale, modèle global »

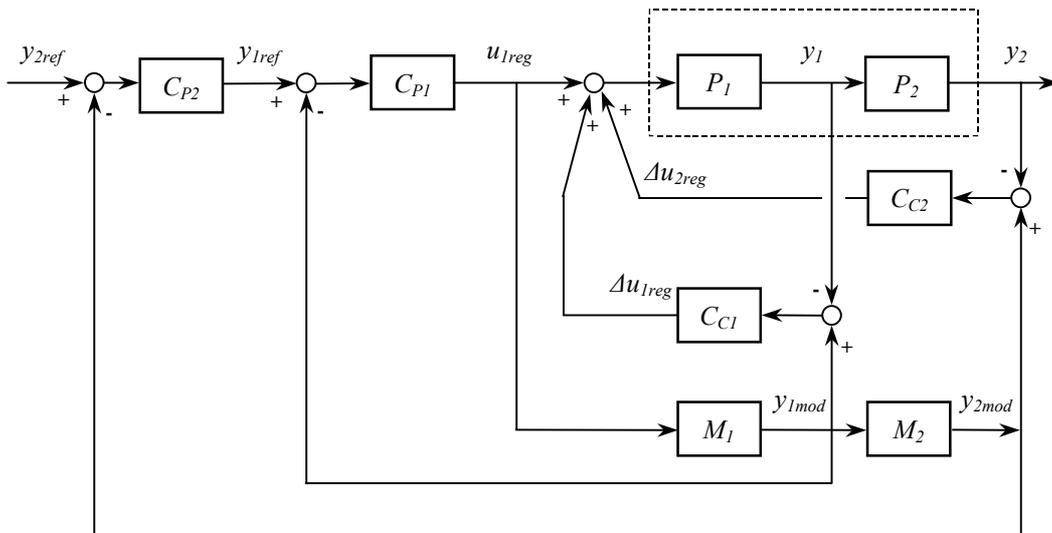


Figure A6.3 : CMC action globale, modèle global

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} y_{1ref} = (y_{2ref} - y_{2mod})C_{P2} \\ y_{1mod} = (y_{1ref} - y_{1mod})C_{P1}M_1 \\ y_1 = [(y_{1ref} - y_{1mod})C_{P1} + (y_{1mod} - y_1)C_{C1} + (y_{2mod} - y_2)C_{C2}]P_1 \\ y_{2mod} = M_2y_{1mod} \\ y_2 = P_2y_1 \end{cases} \quad (a6.7)$$

Les fonctions de transfert des boucles interne et externe sont :

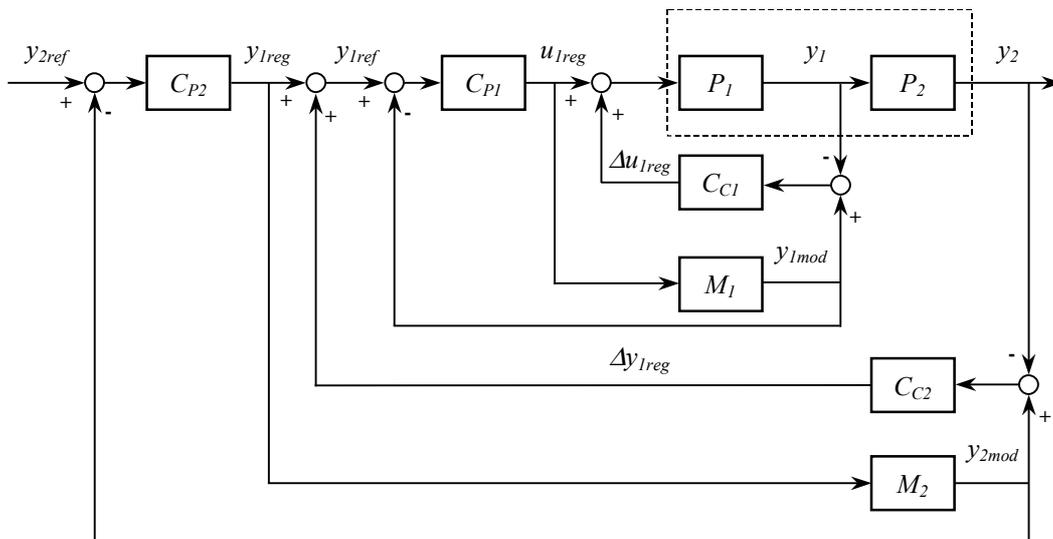
$$\begin{cases} \frac{y_1}{y_{1mod}} = A = \frac{P_1(1 + M_1 C_{C1} + M_1 M_2 C_{C2})}{M_1(1 + P_1 C_{C1} + P_1 P_2 C_{C2})} \\ \frac{y_{1mod}}{y_{1ref}} = B = \frac{M_1 C_{P1}}{1 + M_1 C_{P1}} \end{cases} \quad (a6.8)$$

$$\begin{cases} \frac{y_2}{y_{2mod}} = \frac{P_2}{M_2} A \\ \frac{y_{2mod}}{y_{2ref}} = \frac{M_1 M_2 C_{P1} C_{P2}}{1 + M_1 C_{P1} + M_1 M_2 C_{P1} C_{P2}} \end{cases} \quad (a6.9)$$

Les fonctions de transfert  $y_{1mod}/y_{1ref}$  et  $y_{2mod}/y_{2ref}$  sont des expressions des boucles fermées obtenus sans aucune hypothèse simplificatrice. En supposant que les correcteurs principaux sont bien réglés ( $C_{P2}$  remplit la condition A6.3 écrite pour lui), les sorties des modèles suivent les références.

Pour obtenir  $y_2/y_{2mod}$  indépendante de  $P_2/M_2$ ,  $A$  doit tendre vers  $M_2/P_2$ . Une hypothèse supplémentaire est nécessaire, mais cela semble beaucoup plus compliqué que A6.3 ou A6.5, et donc plus difficile à respecter.

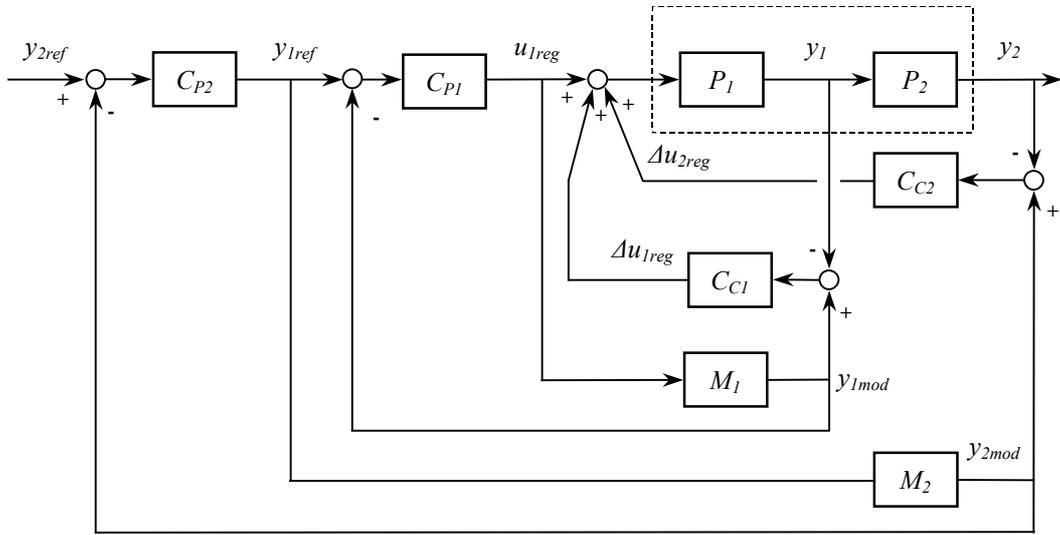
### Structure « action locale, modèle distribué »



**Figure A6.4** : CMC action locale, modèle distribué

Cette structure est la plus appropriée. Elle fait l'objet d'un développement au chapitre 2, paragraphe 2.2.3.

## Structure « action globale, modèle distribué »



**Figure A6.5** : CMC action globale, modèle distribué

Les équations de départ sont :

$$\begin{cases} y_{1ref} = (y_{2ref} - y_{2mod})C_{P2} \\ y_{1mod} = (y_{1ref} - y_{1mod})C_{P1}M_1 \\ y_1 = [(y_{1ref} - y_{1mod})C_{P1} + (y_{1mod} - y_1)C_{C1} + (y_{2mod} - y_2)C_{C2}]P_1 \\ y_{2mod} = (y_{2ref} - y_{2mod})C_{P2}M_2 \\ y_2 = P_2y_1 \end{cases} \quad (a6.10)$$

Les fonctions de transfert des boucles interne et externe sont :

$$\begin{cases} \frac{y_1}{y_{1mod}} = A = \frac{P_1C_{P1}(1 + M_1C_{C1}) + P_1C_{C2}M_2(1 + M_1C_{P1})}{M_1C_{P1}(1 + P_1C_{C1} + P_1P_2C_{C2})} \\ \frac{y_{1mod}}{y_{1ref}} = B = \frac{M_1C_{P1}}{1 + M_1C_{P1}} \end{cases} \quad (a6.11)$$

$$\begin{cases} \frac{y_2}{y_{2mod}} = \frac{P_2}{M_2}AB \\ \frac{y_{2mod}}{y_{2ref}} = \frac{M_2C_{P2}}{1 + M_2C_{P2}} \end{cases} \quad (a6.12)$$

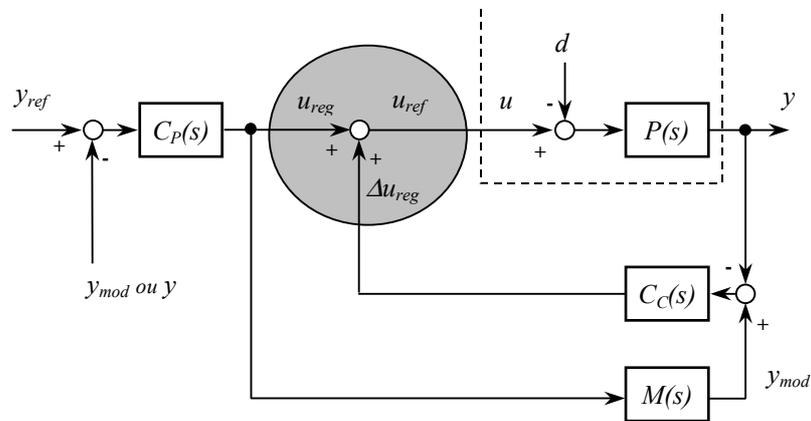
De même que pour la structure « action globale, modèle global », des conditions supplémentaires doivent être définies pour retrouver des modèles explicites en boucle fermée. Cette structure sera aussi écartée pour ces raisons.

## ANNEXE 7

### Stratégies de limitation pour la CMC

Dans une implantation pratique de la commande à modèle de comportement il faut prévoir un algorithme de limitation de la sortie de la commande. Sans une telle limitation on peut « imposer » par la commande des grandeurs (des courants, par exemple) qui sont trop grandes et, par conséquent, pouvant endommager physiquement le processus.

Il faut donc limiter  $u_{reg}$  – dans une commande classique, et  $u_{ref}$  la somme des sorties des correcteurs principal et de comportement – dans le cas d'une CMC :



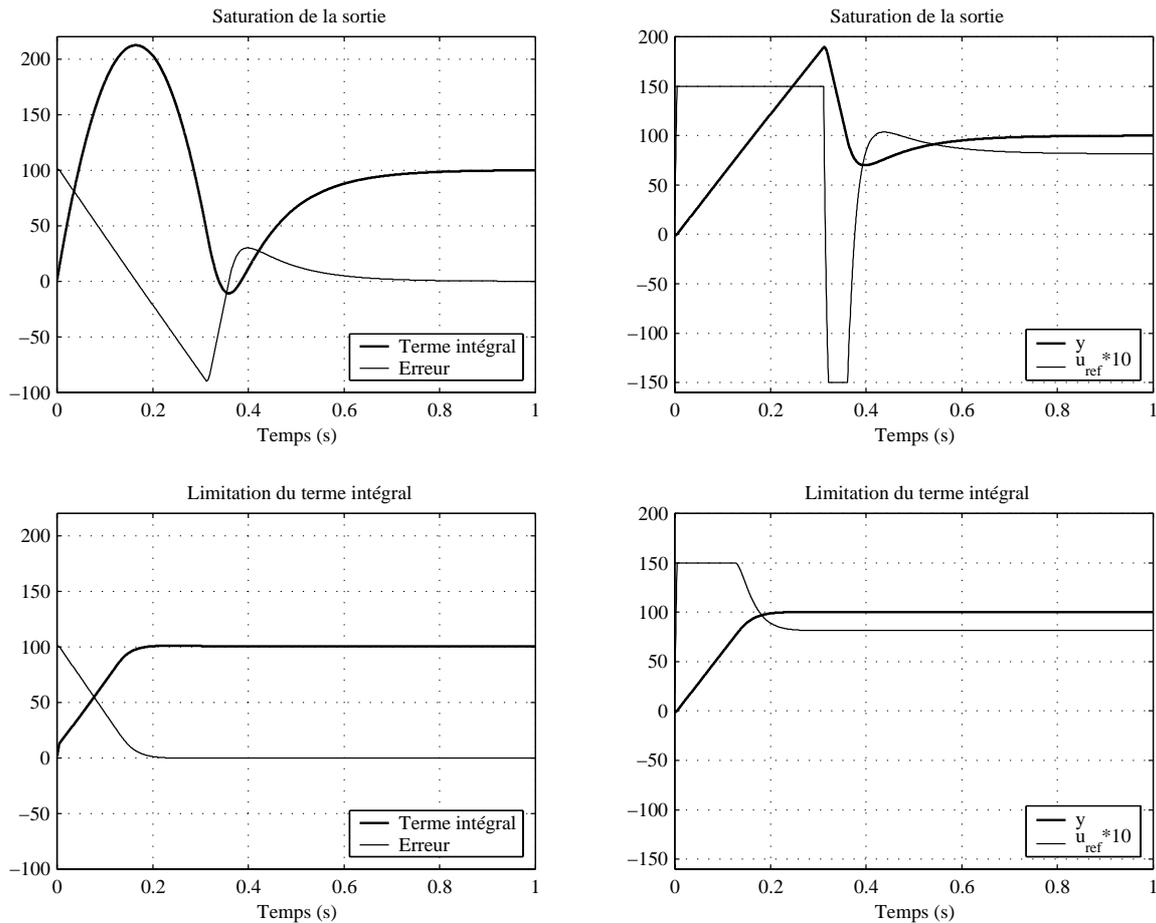
**Figure A7.1** : Commande à modèle de comportement (perturbation externe nulle)

Une simple limitation de type « saturation » (voir l'expression 2.21) de  $u_{ref}$  (pour la CMC) ou  $u_{reg}$  (pour une commande classique) conduit au phénomène de « windup » (figure A7.2).

La cause de ce phénomène est le terme intégral présent dans les correcteurs. Si le terme intégral n'est pas limité, sa valeur devient très grande et il faut, à l'entrée du correcteur, une erreur fortement négative et du temps pour revenir à la valeur finale (figures du haut dans A7.2). Cette valeur est obtenue en régime permanent, quand  $y=y_{ref}$ , soit 120 dans notre exemple - après  $t=0.8 s$ .

En limitant la valeur du terme intégral (figures du bas dans A7.2) il n'y a plus de dépassement. Mais limiter à quelle valeur ?

La valeur maximale de  $u$  est toujours connue (la tension maximale pour un asservissement en courant, ou le courant maximal pour un asservissement en vitesse), mais la valeur à laquelle le terme intégral doit être limité dépend, généralement, des paramètres du correcteur, de la valeur maximale de la sortie, ainsi que de la grandeur mesuré  $y$ , de la perturbation  $d$  et de la référence  $y_{ref}$ .



**Figure A7.2** : Phénomène de « windup » (haut), stratégie anti-windup (bas)

Par exemple, pour un correcteur IP et un PI classique le terme intégral peut être limité en utilisant les algorithmes suivants [Bou-95]:

Correcteur IP	Correcteur PI
<pre> Err=Yref-Ymes; Tintegral(n+1)=Tintegral(n)+Ki*T*Err; Uref=Kp*(Tintegral(n+1)-Ymes); if (abs(Uref)&gt;=abs(Umax))     Uref=sign(Uref)*Umax;     Err=sign(Uref)*Umax/Kp;     Tintegral(n+1)=Err+Ymes; end; </pre>	<pre> Err=Yref-Ymes; Tintegral(n+1)=Tintegral(n)+Ki*T*Err; U_ref=Kp*Err+ Tintegral(n+1); if (abs(Uref)&gt;=abs(Umax))     Uref=sign(Uref)*Umax;     Tintegral(n+1)=Uref-Kp*Err; end; </pre>

Ces algorithmes (en discret) ne sont pas uniques, mais sont ceux utilisés dans nos simulations et implantations pratiques.

Dans la CMC,  $u_{ref}$  est la grandeur à limiter. Mais comme la relation  $u_{ref}=u_{reg}+\Delta u_{reg}$  n'est pas bijective on ne connaît pas la valeur à laquelle on doit limiter la sortie (et le terme intégral) de chacun des correcteurs. Il nous faut donc une condition supplémentaire qui permettra d'avoir une valeur maximale de  $u_{reg}$  et une autre de  $\Delta u_{reg}$ .

Une première stratégie de limitation de  $u_{ref}$  – pour la CMC – consiste à limiter la sortie du correcteur principal à une valeur qui dépend de la sortie du correcteur de comportement :

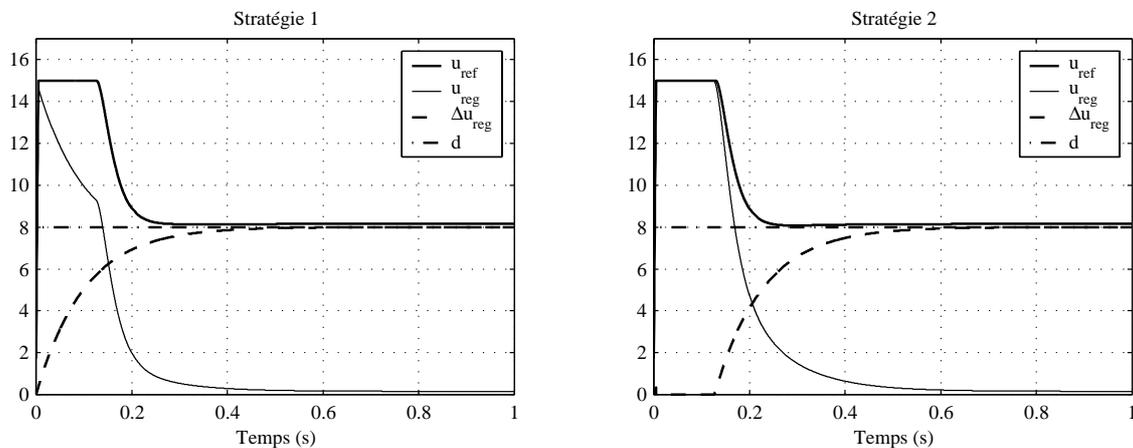
$$u_{reg\_MAX} = u_{max} - \Delta u_{reg} \quad (a7.1)$$

La sortie du correcteur de comportement peut être limitée elle aussi à une valeur arbitraire.

La deuxième stratégie est l'inverse de la première : c'est la sortie du correcteur de comportement qui est limité à :

$$\Delta u_{reg\_MAX} = u_{max} - u_{ref} \quad (a7.2)$$

et la sortie du correcteur principal à  $u_{max}$ .

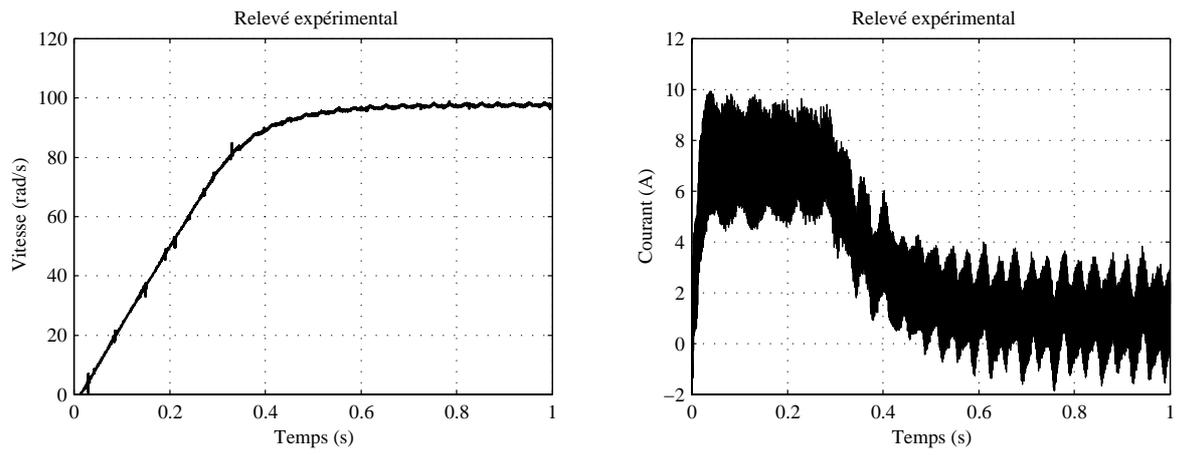


**Figure A7.3** : Stratégies de limitation pour la CMC

On remarque que les deux stratégies ont le même résultat, même  $u_{ref}$  limité, mais elles agissent différemment. Dans la stratégie 2, le correcteur secondaire n'est pas actif pendant la limitation. Dans la stratégie 1,  $u_{ref}$  est la somme des deux grandeurs non-nulles, donc les deux correcteurs se partagent les tâches.

Des résultats expérimentaux, obtenues par la stratégie 1, sont illustrés par la figure A8.3. Ils proviennent d'une commande en vitesse de la MCC du banc d'essai avec limitation du couple à  $4 Nm$ .

Le courant moyen instantané est de  $7 A$ , ce qui correspond bien à un couple de  $4 Nm$ .



**Figure A7.4** : Résultats expérimentaux pour la première stratégie

## ANNEXE 8

### Influence du couple résistant sur la commande en vitesse de la machine à courant continu - expérimentation

Pour tester la robustesse de la commande classique et de la commande à modèle de comportement (CMC) par rapport à une perturbation externe, on asservit à vitesse nulle la machine à courant continu (MCC) et on simule un couple résistant à l'aide de la machine asynchrone (MA).

Le banc d'essai est illustré par la figure suivante :

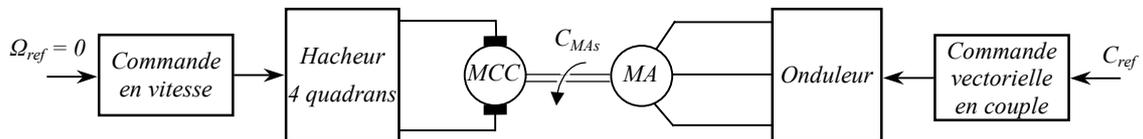


Figure A8.1 : Schéma électrique du banc d'essai

La commande en couple de la machine asynchrone est une commande vectorielle à flux orienté. Le flux est imposé constant à une valeur de  $0,8 \text{ Wb}$  par le courant  $I_{sd}$  et le couple suit une référence en créneau de  $0$  à  $4 \text{ Nm}$ . Vue de MCC, ce couple est un couple moteur.

Les courants statoriques correspondants, en repère  $dq$ , sont illustrés à la figure suivante :

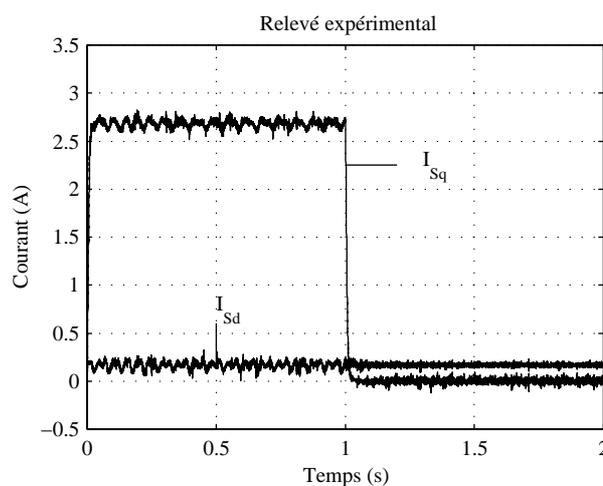
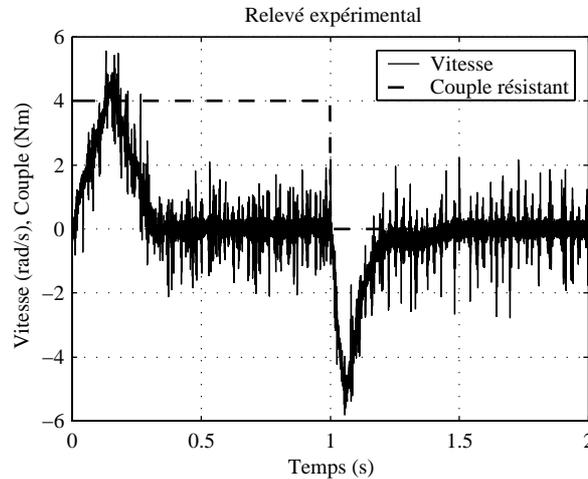


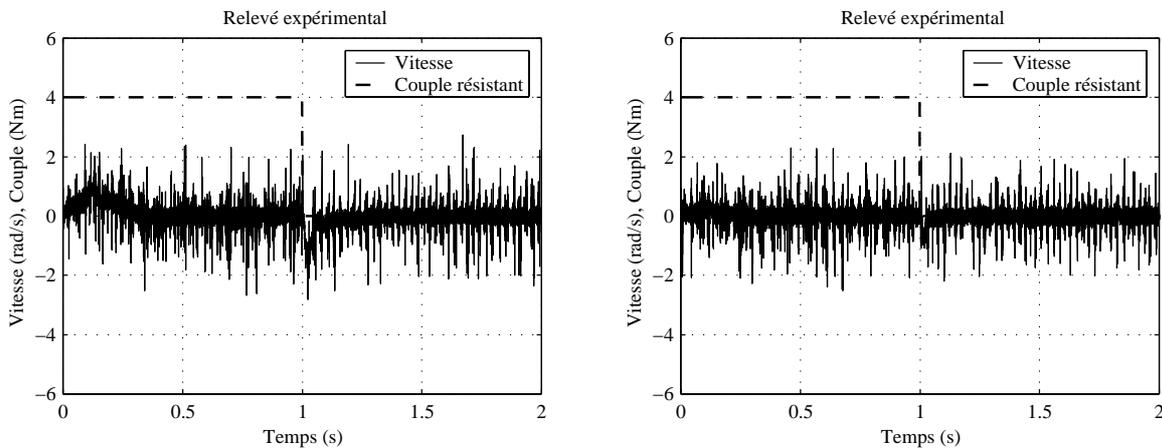
Figure A8.2 : Courants dans la MA

La commande classique et la CMC sont définies aux paragraphes 2.1.2, 2.2.1 (CMC1) et 2.2.2 (CMC2).

L'influence du couple résistant sur les deux commandes est illustrée sur les figures suivantes :



**Figure A8.3** : Commande classique

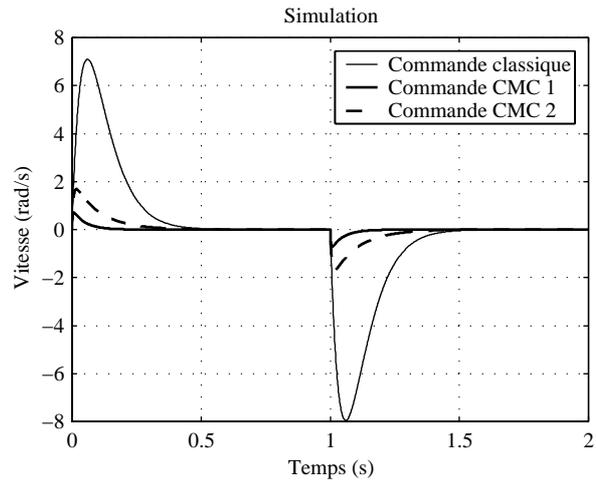


**Figure A8.4** : CMC 1 (droite) et 2 (gauche)

On observe que la CMC se comporte nettement mieux que la commande classique.

Il y a une légère différence entre la simulation (figure A8.5) et l'expérimentation. Elle est due au couple résistant imposé à l'aide la machine asynchrone. Mais cela n'est pas gênant car ce qui compte c'est que couple est le même dans les trois cas.

Le couple résistant n'est pas exactement la référence ni du point de vue de sa valeur en régime permanent (le courant dans la MCC en témoigne), ni du point de vue de sa raideur (pour l'assimiler avec un échelon). A cela on ajoute l'effet du couple sec, pour la commande classique.



**Figure A8.5** : Influence du couple résistant en simulation

## ANNEXE 9

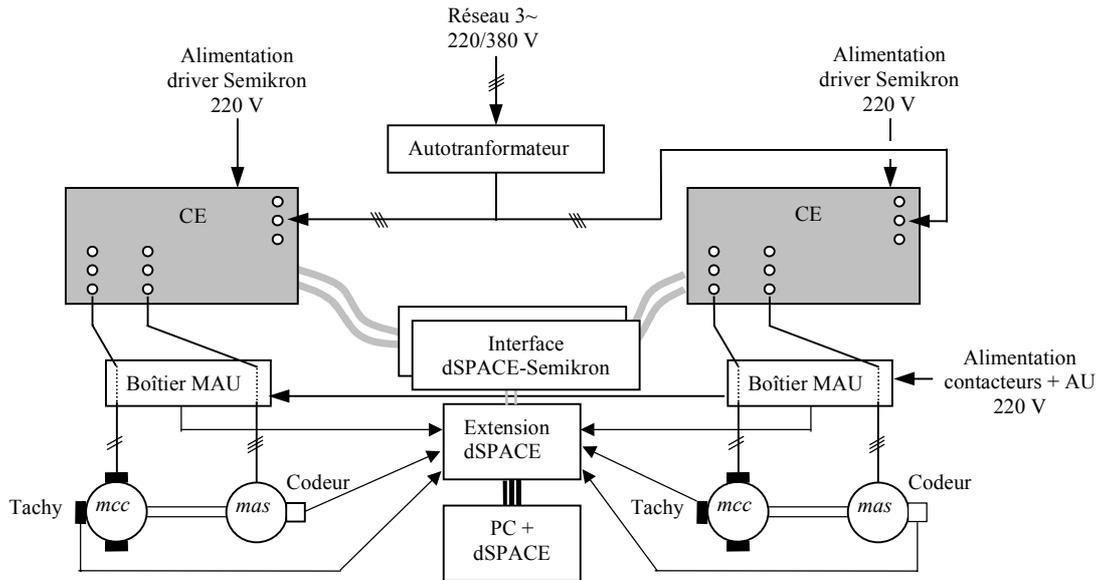
### Description sommaire de la maquette SMM



**Figure A9.1** : Le banc d'essai

Le banc d'essai SMM est composé de :

- 2 machines à courant continu + 2 dynamotachymétriques,
- 2 machines asynchrones + 2 codeurs incrémentaux,
- 2 convertisseurs électriques (CE) à 6 bras,
- 1 autotransformateur,
- 2 boîtiers de mesure (MAU) + l'arrêt d'urgence (AU),
- 1 PC avec carte dSPACE,
- 1 extension dSPACE,
- 2 interfaces dSPACE - convertisseurs électriques.



**Figure A9.2** : Schéma du banc d'essai

Machines électriques, dynamotachymétriques et codeurs

Les données constructeur, et d'autres issues des calculs ou mesures sur le banc d'essai, sont décrites dans le tableau suivant. Pour l'identification des paramètres électriques et mécaniques, voir l'Annexe 3.

**Tableau A9.1** : Caractéristiques des machines électriques

MCC : Parvex RS 640 E	MA : T 90 LZ-4
Tension nominale : 105 V	Tension nominale : 220/380 V
Vitesse nominale : 2000 tr/min	Courant nominal : 6,6/3,8 A
Courant nominal : 28 A	Vitesse nominale : 1380 tr/min
Constante de couple : 0.47 Nm/A	Nb. paires de pôles : 2
Couple nominal : 13 Nm	Puissance nominale : 1,5 kW
Résistance : 0,12 $\Omega$	Rendement : 78%
Inductance : 1,38 mH	Facteur de puissance : 0,77
Moment d'inertie : $830 \cdot 10^{-5} \text{ kgm}^2$	
Résistance : 0,44 $\Omega$	Couple utile : 10,4 Nm
Inductance : 3,08 mH	Glissement nominal : 8%
Moment d'inertie : 0,0111 $\text{kgm}^2$	Résistance statorique : 5 $\Omega$
Frottements : 0,0015 Nm/rad	Résistance rotorique : 5.14 $\Omega$
Couple sec : 0,433 Nm	Pertes fer : 2220 $\Omega$
	Inductance statorique : 543 mH
	Inductance rotorique : 543 mH
	Inductance mutuelle : 507 mH

Chaque machine à courant continu est mécaniquement couplée de manière rigide à une machine asynchrone. Des génératrices tachymétriques de type RS6, donnant 6 mV/tr/min, sont également présentes en bout d'arbre.

A l'autre extrémité de l'arbre on trouve deux codeurs incrémentaux de type GI356 avec 5000 points/tour. Ils sont alimentés en 15 V à partir de l'extension de la carte dSPACE.

#### Les convertisseurs électriques et l'interface dSPACE - Semikron

Les 2 convertisseurs électriques ont au total 12 bras. Chaque convertisseur est prévu pour alimenter les deux machines électriques (3+2 bras) et de la récupération d'énergie (1 bras). Un pont PD3 type SKD 160/14 fournit la tension du bus continu à partir de la sortie de l'autotransformateur (0..440 V, 22 A par phase).

Les IGBT sont de type SKM 50 GB 123 D (50A et 1200 V) et les drivers Semikron SKHI 22. Comme les signaux de commande des drivers doivent être de 15 V et les sorties de l'extension de la carte dSPACE sont de 10 V, une interface d'adaptation est nécessaire.

Cette interface adapte donc les signaux de commande, ainsi que les signaux d'erreur générés par les drivers Semikron. Il y a aussi la gestion du fonctionnement (MLI ou décharge).

#### Les boîtiers de mesure et l'arrêt d'urgence

Les boîtiers de mesures contiennent deux contacteurs Télémécanique LC1D2501, deux capteurs de courant HY 10-P (pour les courants alternatifs) et un HY 25-P (pour le courant continu), ainsi qu'un diviseur de tension.

Les courants sont filtrés à 58,5 kHz. Le diviseur de tension est nécessaire car la sortie de la dynamotachymétrique (12 V pour 2000 tour/min) dépasse l'entrée du CAN sur l'extension de la carte dSPACE.

Les calibres des capteurs et du diviseur sont :

15 A (crête) courant alternatif	...	10 V
40 A (crête) courant continu	...	10 V
2000 tours/min	...	10 V

Les boîtiers de mesures disposent également d'un arrêt d'urgence (AU).

#### La carte dSPACE et son extension

On utilise une carte dSPACE 1103 avec l'extension CLP 1103. L'extension contient les connecteurs des entrées/sorties (logiques, convertisseurs CAN et CNA, codeurs, sorties MLI).

L'affectation des broches, ainsi que l'utilisation des bibliothèques Simulink, est donnée dans le tableau suivant :

**Tableau A9.2** : Affectation des broches

Connecteur	Numéro Broche	Signal	Bibliothèque Simulink	Fonction
Slave I/O	5	ST2PWM	DS1103SL_DSP_BIT_IN_C7 DS1103SL_DSP_BIT_OUT_C7 DS1103SL_DSP_PWM_C1 DS1103SL_DSP_D2F_C4	CE1 - Commande du bras 4
Slave I/O	7	SPWM1	DS1103SL_DSP_PWM3_C1 DS1103SL_DSP_PWMSV_C1	CE1 - Commande du bras 1
Slave I/O	8	SPWM3	DS1103SL_DSP_PWM3_C2 DS1103SL_DSP_PWMSV_C2	CE1 - Commande du bras 2
Slave I/O	9	SPWM5	DS1103SL_DSP_PWM3_C3 DS1103SL_DSP_PWMSV_C3	CE1 - Commande du bras 3
Slave I/O	10	SPWM7	DS1103SL_DSP_BIT_IN_C4 DS1103SL_DSP_BIT_OUT_C4 DS1103SL_DSP_PWM_C2	CE1 - Commande du bras 5
Slave I/O	11	SPWM9	DS1103SL_DSP_BIT_IN_C6 DS1103SL_DSP_BIT_OUT_C6 DS1103SL_DSP_PWM_C4	CE2 - Commande du bras 5
Slave I/O	12	STMCLK	DS1103SL_DSP_BIT_IN_C10 DS1103SL_DSP_BIT_OUT_C10	CE1 – Acquittement/Remise à zéro (ACQ/RAZ1)
Slave I/O	18	SXF	DS1103SL_DSP_BIT_IN_C12 DS1103SL_DSP_BIT_OUT_C12	CE2 – Acquittement/Remise à zéro (ACQ/RAZ2)
Slave I/O	26	SPWM2	DS1103SL_DSP_PWM3_C1 DS1103SL_DSP_PWMSV_C1	CE1 - Commande complémentaire du bras 1
Slave I/O	27	SPWM4	DS1103SL_DSP_PWM3_C2 DS1103SL_DSP_PWMSV_C2	CE1 - Commande complémentaire du bras 2
Slave I/O	28	SPWM6	DS1103SL_DSP_PWM3_C3 DS1103SL_DSP_PWMSV_C3	CE1 - Commande complémentaire du bras 3
Slave I/O	29	SPWM8	DS1103SL_DSP_BIT_IN_C DS1103SL_DSP_BIT_OUT_C5 DS1103SL_DSP_PWM_C3	CE2 - Commande du bras 5
Slave ADC	22	SADC3	DS1103SL_DSP_ADC_C3	Mesure de la tension du bus continu du CE1 (futur)
Slave ADC	23	SADC4	DS1103SL_DSP_PWM_C4	Mesure de la tension du bus continu du CE2 (futur)
PPC I/O	1	IO0	DS1103_BIT_IN_G0	CE1 - <u>ERR1</u>
PPC I/O	2	IO2		CE1 – <u>ERR3</u>
PPC I/O	3	IO4		CE1 – <u>ERR5</u>
PPC I/O	4	IO6		CE1 – <u>ERR_DECH1</u>
PPC I/O	5	IO8		CE2 - <u>ERR1</u>
PPC I/O	6	IO10		CE2 – <u>ERR3</u>
PPC I/O	7	IO12		CE2 – <u>ERR5</u>
PPC I/O	8	IO14		CE2 – <u>ERR_DECH1</u>
PPC I/O	9	IO16		CE1 - SELECT1
PPC I/O	10	IO18		CE2 - SELECT1
PPC I/O	11	IO20	DS1103_BIT_OUT_G2	CE1 – DECH1
PPC I/O	12	IO22		CE2 – DECH1
PPC I/O	18	IO1		CE1 – <u>ERR2</u>
PPC I/O	19	IO3		CE1 – <u>ERR4</u>
PPC I/O	20	IO5		CE1 – <u>ERR6</u>
PPC I/O	21	IO7		CE1 – <u>ERR_DECH2</u>
PPC I/O	22	IO9		CE2 – <u>ERR2</u>
PPC I/O	23	IO11		CE2 – <u>ERR4</u>
PPC I/O	24	IO13		CE2 – <u>ERR6</u>
PPC I/O	25	IO15		CE2 – <u>ERR_DECH2</u>

PPC I/O	26	IO17	DS1103_BIT_OUT_G2	CE1 – SELECT2
PPC I/O	27	IO19		CE2 – SELECT2
PPC I/O	28	IO21		CE1 – DECH2
PPC I/O	29	IO23		CE2 – DECH2
PPC		ADCH1	DS1103MUX_ADC_CON1	Channel 1 - Mesure du courant statorique de la phase <b>a</b> , MAS 1
PPC		ADCH2	DS1103MUX_ADC_CON1	Channel 2 - Mesure de la vitesse (sortie tachy) de la MCC 1
PPC		ADCH5	DS1103MUX_ADC_CON2	Channel 1 - Mesure du courant statorique de la phase <b>b</b> , MAS 1
PPC		ADCH6	DS1103MUX_ADC_CON2	Channel 2 - Mesure de la vitesse (sortie tachy) de la MCC 2
PPC		ADCH9	DS1103MUX_ADC_CON3	Channel 1 - Mesure du courant statorique de la phase <b>a</b> , MAS 2
PPC		ADCH13	DS1103MUX_ADC_CON4	Channel 1 - Mesure du courant statorique de la phase <b>b</b> , MAS 2
PPC		ADCH17	DS1103ADC_C17	Mesure du courant de la MCC 1
PPC		ADCH18	DS1103ADC_C18	Mesure du courant de la MCC 1

SELECT1 a deux états : 1 (le bras 3 fonctionne en MLI) ou 0 (le bras 3 fonctionne en décharge). SELECT2 a deux états : 1 (le bras 6 fonctionne en MLI) ou 0 (le bras 6 fonctionne en décharge).

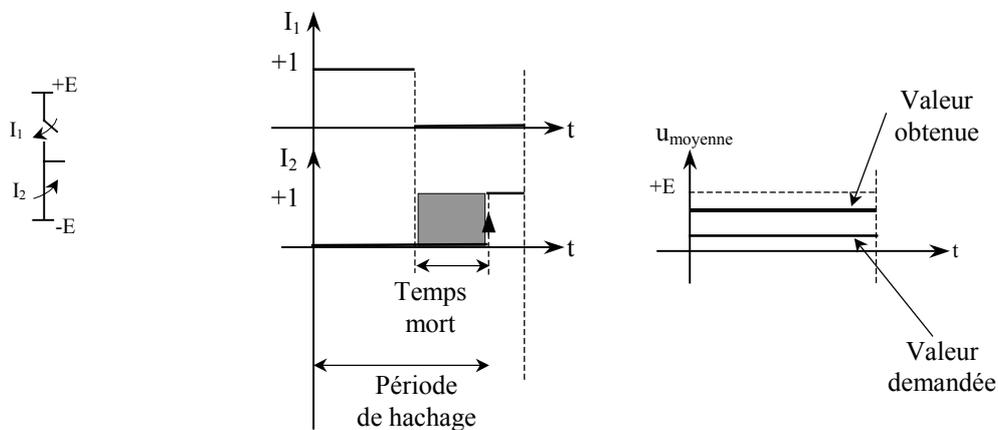
ACQ/RAZx a deux états : 1 le convertisseur est à l'arrêt (les entrées de commande sont toutes à 0) ou 0 (le convertisseur reçoit les ordres de commande).

## ANNEXE 10

### La non-linéarité du convertisseur statique

Le convertisseur statique utilisé dans la commande de la machine à courant continu est un hacheur 4 quadrans (4 interrupteurs IGBT+diode en antiparallèle). Les interfaces Semikron gèrent automatiquement le temps mort de la commutation. Il est d'environ  $2,7\mu\text{s}$  pour un interrupteur.

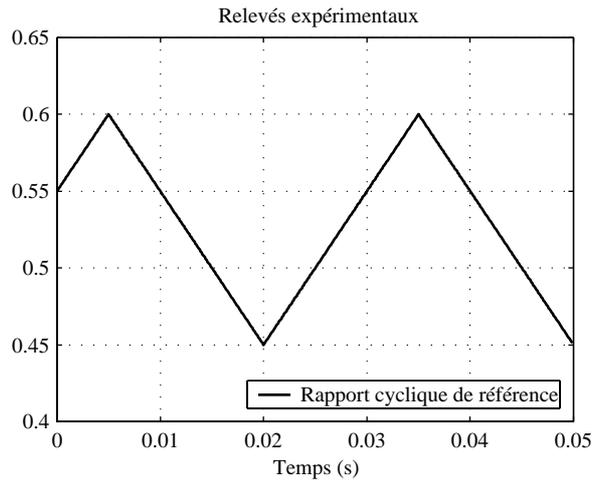
Quand le temps mort est comparable avec le rapport cyclique demandé par la commande, le rapport cyclique résultant (ou la tension moyenne résultante) n'est pas exact :



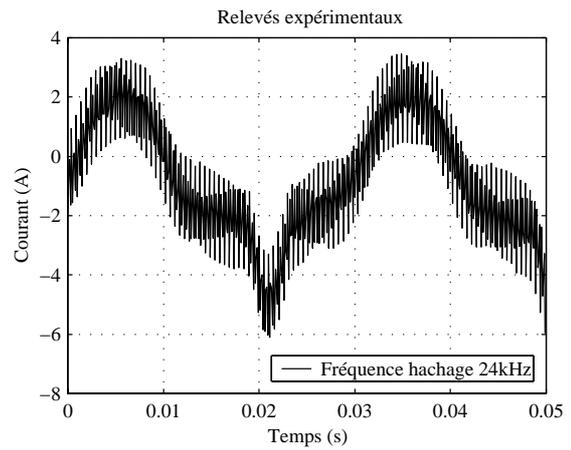
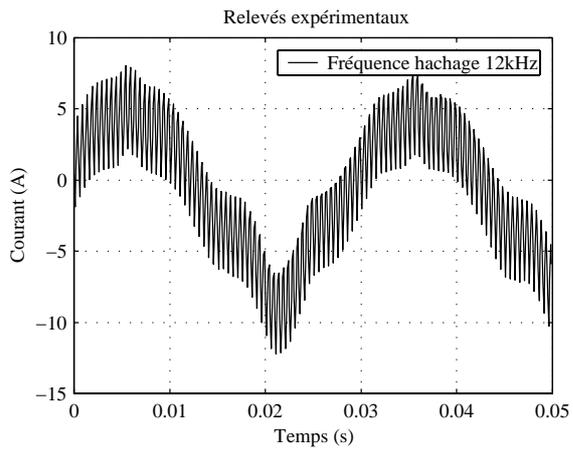
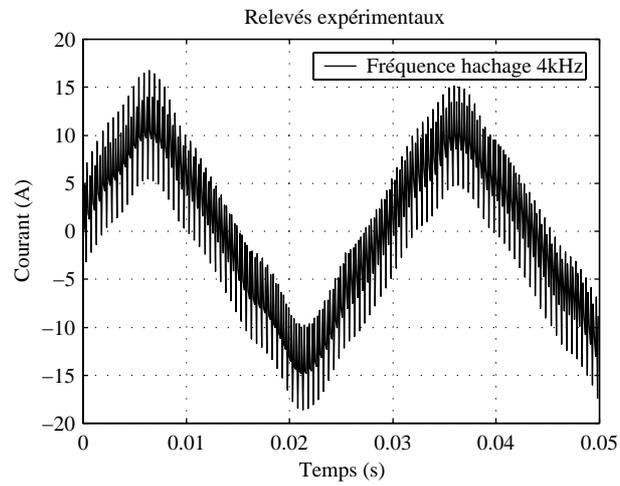
**Figure A10.1** : L'influence du temps mort

Pour mettre en évidence l'influence de cette non-linéarité sur le courant on fait le test suivant. La machine à courant continu est commandée en boucle ouverte, en tension. Elle reçoit une consigne de tension en dents de scie (voir la figure A10.2) La tension continue d'alimentation est de 100 V. La réponse en courant, pour différentes périodes de hachage, est illustrée sur la figure A10.3.

Pour une référence de tension en dents de scie on devrait obtenir un courant de la même forme, mais d'amplitude différente et retardé par rapport à la tension. On remarque que la forme n'est plus la même avec l'augmentation de la fréquence : à 4kHz le courant est en dent de scie, mais pour les fréquences plus élevées (12 et 24 kHz) le temps mort est très influent.



**Figure A10.2 :** Rapport cyclique demandé



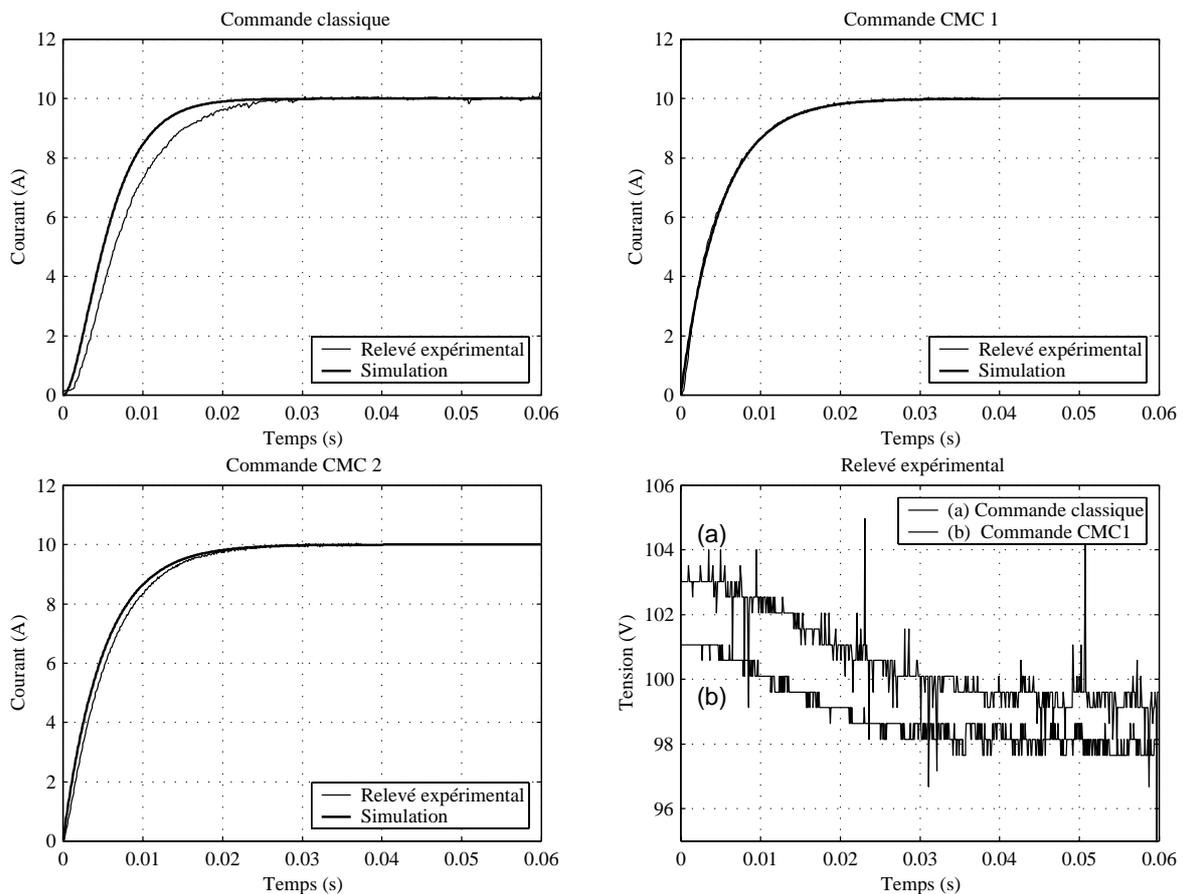
**Figure A10.3 :** Réponses en courant

## ANNEXE 11

### Derniers résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux présentés dans les paragraphes 2.1.2, 2.2.1 et 2.2.2, concernant le réglage de la boucle de courant de la commande classique et des deux structures CMC, sont des valeurs instantanées du courant. Ces valeurs ne se prêtent pas à une comparaison à cause de l'influence de la modulation.

Pour pouvoir comparer ces résultats un filtrage est nécessaire. En synchronisant l'acquisition du courant (une acquisition au même instant pour chaque période d'échantillonnage) avec la MLI (à  $16\text{ kHz}$ ), on obtient les résultats suivants (valeurs moyennes instantanées du courant) :



**Figure A11.1** : Valeurs moyennes instantanées du courant et la chute de tension continue

Ces résultats sont obtenus à rotor bloqué (donc il n'y a pas d'influence de la f.e.m) et en considérant que les coefficients  $R$ ,  $L$ ,  $K_\phi$  sont connus.

L'écart simulation - expérimentation s'explique par la chute de tension continue d'alimentation du hacheur (variation de la tension aux bornes du condensateur) – voir aussi sur la figure A11.1. Même dans ces conditions la CMC se comporte mieux, car elle arrive à mieux rejeter cette perturbation externe. La chute de tension pour la CMC2 est identique à celle de la CMC1.

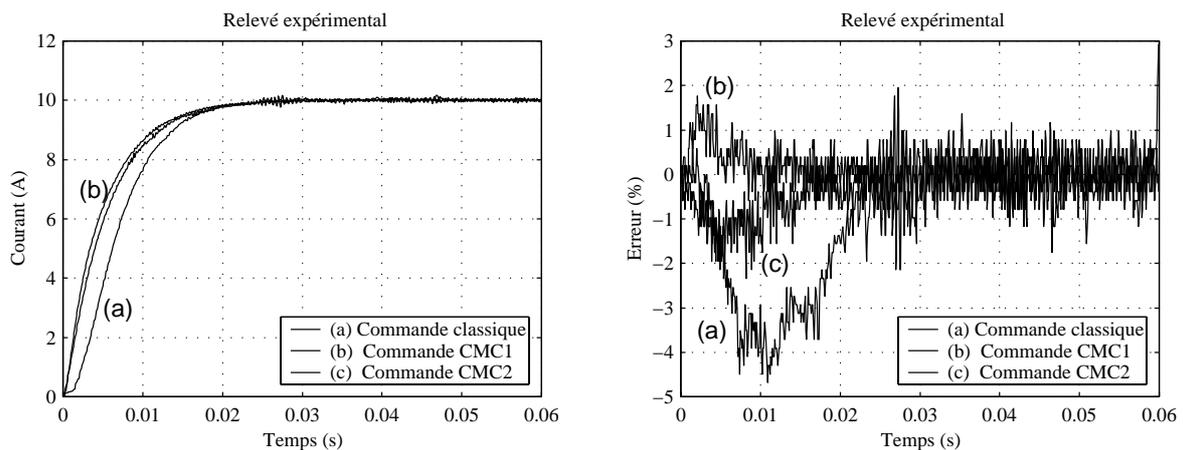
### 1. Robustesse de l'asservissement

Pour différentes variations de la résistance  $R$  et de l'inductance  $L$  de l'induit de la MCC on obtient les résultats expérimentaux suivants :

**Tableau A11.1** : Variations paramétriques sur la partie électrique

Variation paramétrique	Commande classique $\max( E_N )$ (%)	Commande CMC 1 $\max( E_N )$ (%)	Commande CMC 2 $\max( E_N )$ (%)
$R_{\text{commande}}=1.5 R_{\text{processus}}$	3.87	1.3	1.4
$R_{\text{commande}}=0.5 R_{\text{processus}}$	5	1.86	1
$L_{\text{commande}}=1.25 L_{\text{processus}}$	2.5	1.5	1.6
$L_{\text{commande}}=0.75 L_{\text{processus}}$	5.6	4.8	1.2

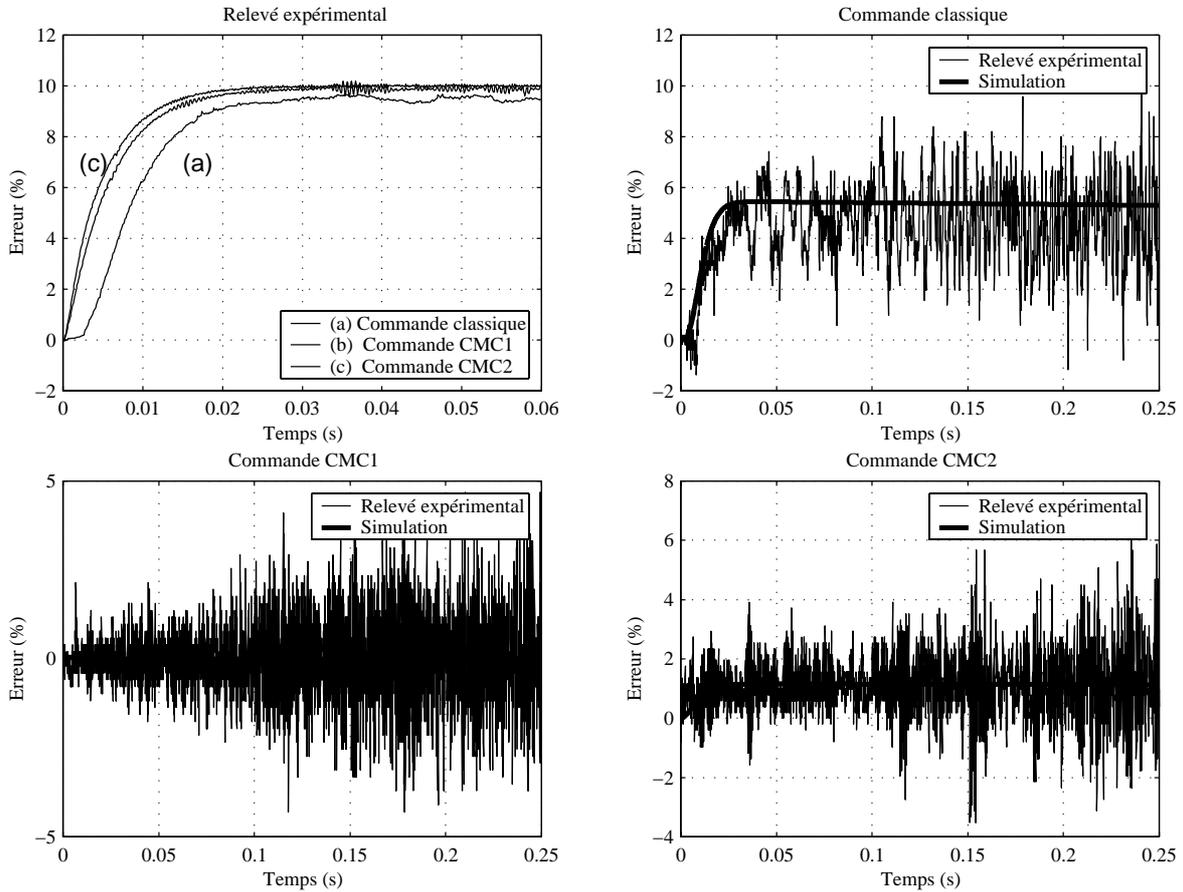
D'un point de vue qualitatif, les résultats expérimentaux mettent en évidence la robustesse de la CMC. Mais quantitativement ils ne correspondent pas tout à fait aux simulations (voir aussi le tableau 2.1). Une explication peut être la chute de tension sur le condensateur de l'entrée du hacheur.



**Figure A11.2** : Influence sur le courant d'une variation de +50% $R$

## 2. Robustesse en régulation

En simulation, l'influence de la f.e.m. sur la boucle de courant de la commande classique et la CMC est illustrée par la figure 2.22. Les résultats expérimentaux correspondants sont illustrés par les figures suivantes :



**Figure A11.3** : Influence de la f.e.m sur l'asservissement en courant

Les simulations (voir aussi le paragraphe 2.3.2) sont identiques à l'expérimentation et, de ce fait, "cachées" sur la figure A11.3.

Le bruit peut sembler grand, mais en réalité il est 10 fois plus petit. En effet, on représente l'écart normalisé en pour cents :

$$\varepsilon = \frac{\text{Trajectoire\_réelle(bruîtée)} - \text{Trajectoire\_idéale(bruîtée)}}{\text{Référence de } 10A} \cdot 100 = (a - b) \cdot 10 \quad (\text{a11.1})$$

Cette thèse a été réalisée au L2EP Lille  
(Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance)

<http://www.univ-lille1.fr/l2ep/>

sous la direction de Jean-Paul.Hautier@lille.ensam.fr et Alain.Bouscayrol@univ-lille1.fr

# Résumé

Les systèmes à plusieurs machines électriques et convertisseurs statiques occupent une part importante dans le domaine des entraînements, que ce soit dans les transports, les processus industriels ou même les services. Ces systèmes qui partagent une ressource électrique, mécanique ou d'une autre nature, sont désignés *systèmes multimachines multiconvertisseurs* (SMM). Outre le problème classique de robustesse inhérent à la commande des actionneurs électriques, les SMM posent des problèmes de gestion énergétique, problèmes induits par les divers couplages qui les caractérisent.

L'objectif de cette thèse est une étude de la *commande à modèle de comportement* (CMC) en vue de son application aux SMM, dans l'objectif d'apporter une solution aux problèmes de robustesse et de couplage.

Dans un premier temps, l'analyse de la CMC est présentée. Cette commande exploite l'écart entre un processus et son modèle considéré linéaire stationnaire, afin de modifier les actions du processus réel et le « forcer » ainsi à suivre un comportement défini.

Les performances de robustesse sont mises en évidence en simulation (machine à courant continu et machine asynchrone) et expérimentalement (machine à courant continu). De plus, une extension de la CMC pour gérer deux boucles imbriquées est proposée, ainsi qu'une stratégie spécifique de limitation.

Dans un deuxième temps, la CMC est appliquée aux SMM. L'étude porte sur un couplage aval de type mécanique.

Trois nouvelles structures de commande, basées sur la CMC sont analysées en plus de deux structures classiques (commande moyenne et maître-esclave). Une de ces nouvelles structures est enfin appliquée à la commande d'un métro automatique pour résoudre des problèmes de répartition énergétique mécanique et de patinage.

## Rezumat

În industrie sunt din ce în ce mai utilizate sisteme de acționare cu mai multe mașini electrice și convertoare statice de putere. În general, astfel de acționari au în comun diverse părți ale sistemului : partea electrică (alimentarea), mecanică (sarcina mecanică) sau părți de altă natură. Un sistem de acest tip, compus din mai multe sub-sisteme cuplate (electric, mecanic, ...) se numește *sistem multimasini multiconvertoare* (SMM). În afara robusteții acționării electrice, un SMM pune probleme legate de gestiunea energetică ca și de diferențele cuplaje existente.

Obiectivul tezei este studierea *comenzii cu model de comportament* (CMC) și aplicarea ei la rezolvarea problemelor de cuplaj și robustețe ale SMM-urilor.

Într-o primă fază este studiată comanda CMC. Aceasta utilizează abaterea între ieșirea modelului (considerat liniar și staționar) și cea a procesului de controlat pentru a defini o nouă variabilă de control la nivelul procesului, încât să i se impună acestuia comportamentul modelului.

Performanțele în robustețe sunt puse în evidență prin simulare - pentru o mașină de curent continuu și una asincronă - și experimental, numai pentru mașina de curent continuu. În plus, este propusă o extensie a comenzii pentru procesele cu bucle imbricate și o strategie specifică antiwind-up.

În continuare, comanda CMC este aplicată sistemelor SMM, în particular unui sistem ce conține un cuplaj aval de tip mecanic.

Trei noi structuri de comandă, bazate pe CMC, sunt analizate în plus față de cele două structuri clasice (master-slave și comandă medie). Una dintre cele trei structuri noi este aplicată la comanda unui metrou automat pentru a rezolva problemele legate de repartitia energetică, de cuplajul mecanic și de patinarea roților.

## Abstract

Nowadays, the number of systems using several electrical machines and/or static converters increases in industrial applications. These systems, sharing the same electrical, magnetic and/or mechanical resources, are called *multi-machines multi-converters systems* (MMS).

The MMS control must take into account the sub-systems coupling, their interactions, and the robustness of the whole system.

The aim of this work is to study the *behaviour model control* (BMC) in order to be applied to the MMS control. It has to solve the coupling problems and to improve the control robustness.

First of all, the BMC is analysed. The principle can be summarised as follow: a secondary controller output takes into account the difference between the real plant and its model. This controller defines a supplementary control variable, which is added to the process input, in order to suppress this difference. Therefore, the process output follows its model, which means that the model impose its behaviour.

The BMC robustness is emphasised in simulation and experiments. The robustness of the DC and the induction machine control has been improved. BMC for cascaded loops and an anti-windup algorithm are also provided.

Finally, the BMC has been applied to a MMS with a mechanical coupling. Two classical controls (the master-slave and the mean control) and three new ones (based on the BMC) have been analysed. One of these new strategies has been used to solve the coupling and the skidding problems of an automatic subway.