

## Table des matières

Résumé.....	ii
Table des matières.....	iii
Liste des tableaux.....	vii
Liste des figures .....	viii
Liste des abréviations.....	xi
Liste des symboles .....	xiii
Chapitre 1 - Introduction.....	16
1.1 Problématique.....	17
1.2 Objectifs .....	18
1.3 Méthodologie.....	19
1.4 Structure du mémoire .....	20
Chapitre 2 - Représentation énergétique macroscopique (REM) et Structure maximale de commande (SMC) .....	21
2.1 Introduction .....	21
2.2 Définition.....	21
2.3 Éléments de représentation de la REM .....	22
2.3.1 Les sources énergétiques.....	22
2.3.2 Les éléments de conversion .....	22

2.3.3	Les éléments d'accumulation.....	23
2.3.4	Les éléments de couplage .....	23
2.4	Structure maximale de commande SMC.....	23
2.5	Exemple d'étude.....	24
2.6	Applications pratiques de la REM et de SMC.....	27
2.6.1	Traction ferroviaire .....	27
2.6.2	Machines polyphasées .....	27
2.6.3	Systèmes à transport de bande .....	28
2.6.4	Systèmes à pile à combustible .....	28
2.6.5	Systèmes à stockage supercapacitif pour les transports.....	28
2.7	Conclusion.....	28
Chapitre 3 - Présentation de la commande <i>backstepping</i> .....		30
3.1	Introduction .....	30
3.2	Rappel sur la théorie de Lyapunov .....	31
3.2.1	Définition (Stabilité).....	31
3.2.2	Méthode directe de Lyapunov .....	33
3.3	Commande par <i>Backstepping</i> .....	36
3.3.1	Principe du Backstepping .....	37
3.3.2	Description des étapes de conception .....	39

3.4 Applications pratiques de <i>backstepping</i> .....	43
3.5 Conclusion.....	43
Chapitre 4 - Conception hybride REM- <i>backstepping</i> de contrôleurs .....	44
4.1 Introduction .....	44
4.2 Description de l'approche.....	45
4.3 Exemple d'étude .....	46
4.4 Commande hybride REM- <i>backstepping</i> d'un véhicule électrique .....	53
4.4.1 Architecteur du véhicule électrique .....	53
4.4.2 Modélisation du véhicule par la REM .....	54
4.4.3 Contrôleur REM- <i>backstepping</i> pour le Véhicule Électrique .....	55
4.5 Conclusion.....	64
Chapitre 5 - Commande REM- <i>backstepping</i> pour le partage de charge de deux moteurs à courant continu avec un arbre rigide commun.....	65
5.1 Introduction .....	65
5.2 La structure du système du partage de la charge.....	66
5.3 Conception du système de commande à base de la SMC .....	68
5.4 Conception du système de commande à base de l'approche REM- <i>backstepping</i> .....	73
5.5 Conclusion.....	82
Chapitre 6 - Conclusion générale.....	83

Bibliographie.....	85
Annexe A – Conception hybride REM- <i>backstepping</i> de contrôleurs pour des modèles génériques.....	89
Annexe B – Modèle Simulink™/Matlab® de la commande hybride REM- Backstepping du véhicule électrique .....	102
Annexe C- Calcul des paramètres du correcteur <i>PI</i> .....	103

## Liste des tableaux

Tableau 2-1	Éléments de la REM et SMC [2.2].....	24
Tableau 4-1	Paramètres du véhicule électrique .....	61
Tableau 5-1	Paramètres des moteurs .....	71

## Liste des figures

Figure 2.1	REM d'une chaîne de conversion.....	22
Figure 2.2	Circuit électrique d'un filtre HLC .....	25
Figure 2.3	REM du circuit HLC .....	25
Figure 2.4	SMC d'un filtre HLC.....	26
Figure 3.1	Définition d'un système stable .....	32
Figure 3.2	Définition d'un système asymptotiquement stable.....	32
Figure 3.3	Deux systèmes du premier ordre non linéaires couplés .....	35
Figure 3.4	Principe <i>backstepping</i> .....	39
Figure 3.5	Principe <i>backstepping</i> groupé sous forme de REM-SMC.....	42
Figure 4.1	Approche REM- <i>backstepping</i> .....	45
Figure 4.2	REM du circuit HLC .....	46
Figure 4.3	Correcteur de la première boucle .....	48
Figure 4.4	Correcteur de la deuxième boucle .....	49
Figure 4.5	Correcteur REM- <i>Backstepping</i> du Filtre H-LC .....	50
Figure 4.6	Résultats de simulation du Filtre H-LC.....	51
Figure 4.7	Structure proposée d'un véhicule électrique [4.6] .....	54
Figure 4.8	REM du véhicule électrique .....	54
Figure 4.9	Schéma global de la commande hybride REM- <i>Backstepping</i> du VE.....	60
Figure 4.10	Vitesse du véhicule électrique .....	61
Figure 4.11	Résultats de simulation du véhicule électrique .....	62

Figure 4.12	Erreur de la vitesse avec augmentation du 20% de la masse du VE à partir de $t=65s$ .....	63
Figure 5.1	Schéma du système de répartition de charge [5.1].....	67
Figure 5.2	REM du système de répartition de charge.....	68
Figure 5.3	Structure de contrôle par SMC du système de répartition de charge .....	70
Figure 5.4	Modèle Simulink <sup>TM</sup> /Matlab <sup>®</sup> de la simulation du système de répartition de charge .....	70
Figure 5.5	Résultats de simulation par SMC du système de répartition de charge pour $\alpha=0.6$ .....	72
Figure 5.6	Schéma global de la commande hybride REM- <i>Backstepping</i> du système de répartition de charge .....	79
Figure 5.7	Modèle Simulink de la simulation du système de répartition de charge par la commande hybride REM- <i>Backstepping</i> .....	79
Figure 5.8	Résultats de simulation de la commande hybride REM- <i>Backstepping</i> du système de répartition de charge pour deux moteurs identiques avec $\alpha=0.6$ .....	80
Figure 5.9	Résultats de simulation de la commande hybride REM- <i>Backstepping</i> du système de répartition de charge pour deux moteurs différents.....	81
Figure A.1	Correcteur REM- <i>Backstepping</i> par l'approche du <i>backstepping</i> – correcteurs P avec fonction candidate de Lyapunov sans considération des paramètres du modèle.....	91
Figure A.2	Correcteur REM- <i>Backstepping</i> du Filtre H-LC par l'approche du <i>backstepping</i> – correcteurs P avec normalisation en fonction des paramètres et avec fonction candidate de Lyapunov basée sur l'énergie des éléments d'accumulation .....	94
Figure A.3	Correcteur REM- <i>Backstepping</i> du Filtre H-LC par l'approche du <i>backstepping</i> – correcteurs P avec normalisation en fonction des paramètres et avec fonction candidate de Lyapunov sans considération des paramètres du modèle.....	96
Figure A.4	Circuit électrique d'un filtre H-LCLR.....	97
Figure A.5	Correcteur REM- <i>Backstepping</i> du circuit H-LCLR par l'approche du <i>backstepping</i> – correcteurs P avec fonction	

	candidate de Lyapunov basée sur l'énergie des éléments d'accumulation .....	101
Figure B.6	Schéma Modèle Simulink <sup>TM</sup> /Matlab <sup>®</sup> de la commande hybride REM-Backstepping du véhicule électrique .....	102



## Liste des abréviations

<i>AG</i>	<i>Algorithme Génétique</i>
<i>CF</i>	<i>Contrôleur Flou</i>
<i>CLF</i>	<i>Control Lyapunov Function</i>
<i>GAS</i>	<i>Globalement Asymptotiquement Stable</i>
<i>GES</i>	<i>Globalement Exponentiellement Stable</i>
<i>GIC</i>	<i>Graphe Informationnel Causal</i>
<i>HLC</i>	<i>Circuit d'un filtre: hacheur, inductance, capacité</i>
<i>L2EP</i>	<i>Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance de Lille (France).</i>
<i>MCC</i>	<i>Moteur à Courant Continu</i>
<i>P</i>	<i>Proportionnel</i>
<i>PD</i>	<i>Proportionnel Dérivatif</i>
<i>PI</i>	<i>Proportionnel Intégral</i>
<i>PID</i>	<i>Proportionnel Intégral Dérivatif</i>
<i>REM</i>	<i>Représentation Énergétique Macroscopique</i>
<i>RN</i>	<i>Réseau de Neurones</i>
<i>SMC</i>	<i>Structure Maximale de Commande</i>
<i>SMM</i>	<i>Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs</i>

*VE Véhicule Électrique*

## Liste des symboles

$a_i$	Action $i$
$C$	Capacité de circuit HLC
$C_{em}$	Couple électromécanique
$C_{em1}$	Couple électromécanique du premier moteur
$C_{em2}$	Couple électromécanique du deuxième moteur
$C_r$	Couple résistant
$e_c$	Tension aux bornes de la capacité de circuit HLC
$e_{cc}$	Tension d'alimentation de circuit HLC
$e_{cref}$	Tension aux bornes de la capacité de circuit HLC référence
$e_i$	Erreur $i$
$e_L$	Tension aux bornes de l'inductance de circuit HLC
$e_{Lref}$	Tension de référence aux bornes de l'inductance de circuit HLC
$F_{air}$	Force de l'aérodynamique
$F_{res}$	Force de résistance
$F_{slop}$	Force de la pente
$F_{tran}$	Force de traction
$i_a, e_a$	Courant et tension de l'induit
$i_{a1}, u_{a1}$	Courant et tension du l'induit du premier moteur

$i_{a2}, e_{a2}$	Courant et tension de l'induit du deuxième moteur
$i_{cha}, u_{cha}$	Courant et tension du hacheur pour l'induit du moteur
$i_{chf}, u_{chf}$	Courant et tension du hacheur pour l'inducteur du moteur
$i_f, e_f$	Courant et tension de l'inducteur
$i_{h1}, u_{h1}$	Courant et tension du hacheur pour l'induit du premier moteur
$i_{h2}, u_{h2}$	Courant et tension du hacheur pour l'induit du deuxième moteur
$i_L$	Courant de l'inductance de circuit HLC
$i_{L,ref}$	Courant de l'inductance de circuit HLC référence
$i_{tot}$	Courant total
$J$	Inertie du système
$k$	Coefficient du couple
$K_i$	Gain intégral du correcteur
$K_{m1}$	Coefficient du couple du premier moteur
$K_{m2}$	Coefficient du couple du deuxième moteur
$K_p$	Gain proportionnel du correcteur
$k_{tran}$	Rapport de transmission
$L$	Inductance de circuit HLC
$m_{a1}, m_{a2}$	Indices de modulations des deux hacheurs
$m_{cha}, m_{chf}$	Indices de modulation des deux hacheurs

$M$	Masse du véhicule
$r_i$	Réaction $i$
$R_a, L_a$	Résistance et l'inductance de l'induit
$R_{a1}, L_{a1}$	Résistance et l'inductance du l'induit du premier moteur
$R_{a2}, L_{a2}$	Résistance et l'inductance du l'induit du deuxième moteur
$R_f, L_f$	Résistance et l'inductance de l'inducteur
$R_{roue}$	Rayon de roue du véhicule
$T_{em}$	Couple électromécanique
$u_{bat}$	Tensions d'alimentation
$U_{bat}$	Tensions de la batterie
$v$	Vitesse du système
$v_{ev}$	Vitesse du véhicule
$V_i$	Fonction de Lyapunov $i$
$x_i$	Variable d'état $i$
$\alpha$	Facteur de répartition
$\zeta$	Coefficient d'amortissement
$\omega$	Pulsation naturelle
$\Omega_{em}$	Vitesse mécanique du rotor
$\cdot$	Valeur dérivée

# Chapitre 1 - Introduction

Le problème de commande de systèmes énergétiques a fait l'objet de nombreuses études dans ces dernières décennies, et cela due à l'apparition des nouvelles structures de plus en plus complexes : combinaison de plusieurs sources d'énergie pour un même procédé, systèmes multimachines multiconvertisseurs, etc.

Autrement l'utilisation des systèmes multimachines multiconvertisseurs dans les entraînements industriels a beaucoup augmenté dans ces dernières années malgré la complexité de leur commande. Cela dû à l'avantage offert par ces systèmes, où la répartition d'énergie est assurée à travers plusieurs chaînes de conversion [1.1]. Ces systèmes sont composés de plusieurs machines et/ou des convertisseurs statiques, qu'on peut réduire à des sous-systèmes indépendants pour faciliter leur commande qui sera composée d'entités distinctes [1.2].

Parmi les stratégies de commandes proposées afin d'assurer et bien caractériser la répartition d'énergie dans les systèmes multimachines multiconvertisseurs, nous nous attarderons sur la Représentation Énergétique Macroscopique (REM).

La REM est une méthode de modélisation qui a été développée par le Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance (L2EP) de Lille (France) dans les années 2000. Ce formalisme a été développé afin de proposer une version macroscopique du Graphe Informationnel Causal (GIC), et il a été établi aussi à l'aide du formalisme Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs (SMM) [1.3].

D'autre part, il existe une commande qui permet de diviser un système d'ordre élevé ou un Système Multimachine Multiconvertisseur en plusieurs sous-systèmes simples indépendants qui est la commande *Backstepping*. Cette dernière consiste à organiser un système global d'un procédé en plusieurs sous-systèmes en cascade, en utilisant la théorie de Lyapunov pour assurer la stabilité de système [1.4].

Les premiers travaux sur le développement du contrôle d'une interface pour une pile à combustible dans un véhicule électrique ont montré de fortes similitudes entre la structure de contrôle à base de REM et un contrôleur basé sur Lyapunov obtenu par une approche *backstepping*, les principales différences résidant dans l'utilisation des termes d'anticipation avec le dernier [1.5]. Il est également intéressant de noter que ce système comprend de multiples sources et des charges et que le critère de distribution d'énergie développé en utilisant la REM a été introduit naturellement dans l'approche *backstepping*.

Le travail présenté dans ce mémoire concerne une poursuite du travail dans [1.5], où on a ressorti la similitude entre la REM et le *Backstepping* dans le but éventuel de tirer avantage des deux approches afin de développer une méthode hybride qui va profiter de la représentation graphique de la REM et de la rigueur de l'approche *backstepping* pour l'évaluation de la stabilité.

## **1.1 Problématique**

La Représentation Énergétique Macroscopique (REM) est une méthode basée sur le principe de l'action et de la réaction (puissance). Elle est utilisée pour la modélisation des systèmes complexes composés de plusieurs moteurs et convertisseurs de puissance. Elle est bien adaptée pour le développement de structures de commande et pour concevoir des

boucles de régulation découplées avec des contrôleurs simples (I, PI), mais il existe des restrictions de la REM :

- La connaissance du modèle de système : la REM, comme toutes les stratégies classiques de contrôle, dépend en grande partie sur la connaissance de modèles mathématiques précis du système à contrôler, pour fournir des résultats satisfaisants.
- Négligence de certaines dynamiques internes au cours du processus de conception de chaque boucle de régulation : les effets de saturation, les effets thermiques...
- La robustesse et la stabilité : la notion de robustesse est un concept fondamental pour la qualité de commande d'un système, où on néglige dans la majorité des commandes l'étude de la stabilité du système commandé.

## 1.2 Objectifs

La réponse à ces limitations de la REM nous amène à proposer une étude de la technique de commande par *backstepping*. Parmi les propriétés de ce dernier est que la stabilité et la loi de contrôle peuvent être assurées dans la même étape, ainsi que la loi de commande obtenue à chacune des étapes de développement possède un ordre qui n'est pas supérieur à l'ordre du système.

L'objectif donc est de développer une méthodologie de conception hybride (REM-*Backstepping*) d'un système de contrôle pour les systèmes couplés en se basant sur la Représentation Énergétique Macroscopique (REM) pour la structuration de modèle et de contrôle (contrôleurs PID, PD...), et la théorie de stabilité de Lyapunov pour l'évaluation de



la stabilité (*backstepping*). Cela va augmenter l'acceptabilité de l'approche de la REM pour les applications critiques.

### 1.3 Méthodologie

La méthodologie de recherche sera basée sur l'analyse structurelle du modèle (Mécanisme de distribution d'énergie à travers les accouplements) et l'exploitation des propriétés énergétiques des systèmes électromécaniques pour développer des contrôleurs dans les systèmes multimoteurs, en utilisant deux outils principaux : Représentation Énergétique Macroscopique (REM) pour la structuration de modèle et de contrôle, et la théorie de stabilité de Lyapunov pour l'évaluation de la stabilité. Pour cela on va suivre le déroulement suivant :

- Recueillir et présenter des résultats permettant de faire ressortir les similitudes et différences entre le *backstepping* et la SMC, dans le but éventuel de tirer avantage des deux approches ;
- Développer une méthodologie de conception hybride d'un système de contrôle pour les systèmes couplés ;
- Valider et caractériser la méthode à l'aide de modèles génériques comme des circuits filtres R-L-C ;
- Démontrer la méthodologie de conception hybride de contrôleurs dans des applications de répartition de charge et les systèmes multimoteurs.

## 1.4 Structure du mémoire

Afin de situer le travail proposé, la seconde partie est consacrée à la Représentation Énergétique Macroscopique (REM). Une Structure Maximale de Commande (SMC) se déduit naturellement de la REM à l'aide de règles d'inversion.

Le troisième chapitre est dédié à la technique de commande *backstepping* et à présenter des généralités de cette méthode qui est basée sur la théorie de Lyapunov. Dans ce chapitre on va faire un résumé de certains concepts de la commande *backstepping*, qu'on trouve utiles pour le projet de recherche.

Dans le quatrième chapitre on va présenter notre méthode de conception des contrôleurs hybrides REM-*backstepping*. L'approche sera d'abord validée et caractérisée à l'aide de modèles génériques comme des circuits filtres R-L-C, après la méthode sera utilisée pour la commande de la vitesse d'un véhicule électrique.

Le cinquième chapitre a pour le but de la conception du système de contrôle hybride REM-*backstepping* pour le partage de la charge de deux moteurs à courant continu avec un arbre rigide commun, afin de valider notre méthode dans les applications de répartition des charges en présentant les résultats de simulation.

Nous finissons le mémoire avec une conclusion générale, en discutant les résultats, les limites de travail et des recommandations pour les projets futurs.

## Chapitre 2 - Représentation énergétique macroscopique (REM) et Structure maximale de commande (SMC)

### 2.1 Introduction

La Représentation Énergétique Macroscopique (REM) est une méthode de modélisation et de représentation développée au Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance (L2EP) de Lille (France) dans les années 2000. Ce formalisme a été développé afin de proposer une version macroscopique du Graphe Informationnel Causal (GIC), et il a été établi aussi à l'aide du formalisme Systèmes Multimachines Multiconvertisseurs (SMM) [1.3].

### 2.2 Définition

La REM est constituée d'une association d'objets, reliés entre eux par des composantes symbolisées par des vecteurs d'échanges (figure 2.1). Elle divise le système en plusieurs sous-systèmes. Chaque sous-système fait une action ( $a_i$ ) sur l'autre système et en même temps reçoit une réaction ( $r_i$ ) de l'autre système, donc il y a un échange de puissance entre les deux. La source  $S1$  est une source amont qui produit une action ( $a_i$ ) qui se transmet vers la source aval  $S2$  engendrant une réaction ( $r_i$ ) [2.1].

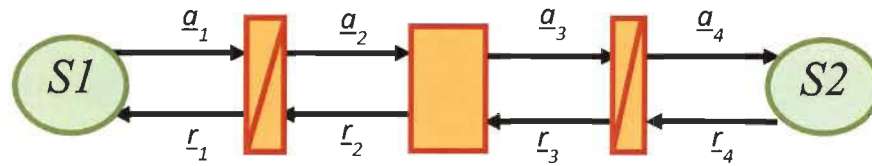


Figure 2.1 REM d'une chaîne de conversion

### 2.3 Éléments de représentation de la REM

La REM a quatre types d'éléments de base, qui ont des formes et des couleurs normalisées ce qui donne une meilleure lisibilité de la représentation d'un système.

#### 2.3.1 Les sources énergétiques

Ces éléments terminaux représentent l'environnement du système étudié. Les sources peuvent être définies comme des éléments imposant des variables d'état sur les systèmes. Elles sont soit génératrices, soit réceptrices d'énergie, soit les deux. Elles se représentent par des pictogrammes ovales verts, avec un contour vert foncé [2.2].

#### 2.3.2 Les éléments de conversion

Ils assurent une conversion énergétique réglable par une entrée de réglage. Une telle conversion est définie comme un transfert de puissance, sans perte ni accumulation. L'élément de conversion aura donc deux vecteurs de dimension  $n$  (une entrée 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, quand elle existe. Ils se présentent par un rectangle avec un fond orange et un contour rouge pour les conversions mono-physiques, ou un cercle pour les conversions multi-physiques [2.2].

### 2.3.3 *Les éléments d'accumulation*

Un élément d'accumulation est caractérisé par un stockage énergétique qui implique au moins une variable d'état, et ne possède pas de variable de réglage. Il assure le stockage énergétique délivré par une source associée à un élément de conversion. Il est représenté par un pictogramme rectangulaire orange possédant une barre oblique caractéristique de la rupture de la conversion instantanée [2.3].

### 2.3.4 *Les éléments de couplage*

Ils se représentent par des rectangles ou cercles qui se chevauchent. Leur rôle est la distribution d'énergie sans conversion ni accumulation. On peut résumer tous les éléments de la REM au tableau 2-1 [2.2].

## 2.4 **Structure maximale de commande SMC**


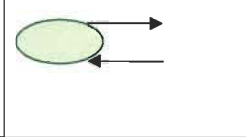
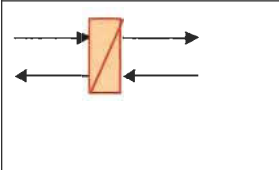
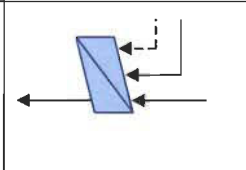
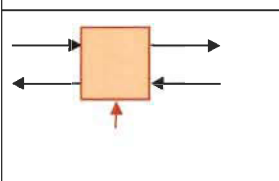
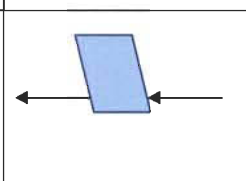
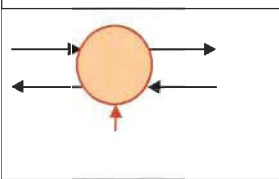
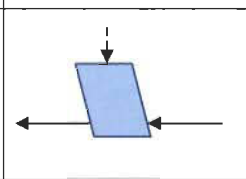
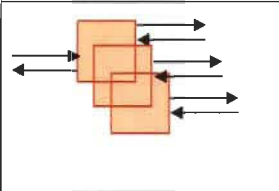
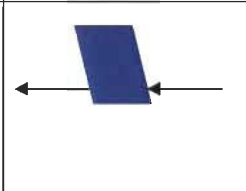
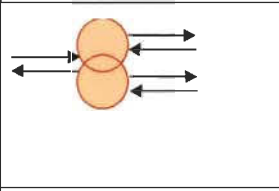
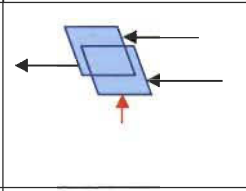
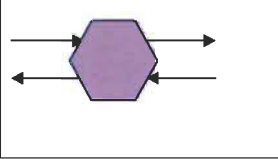
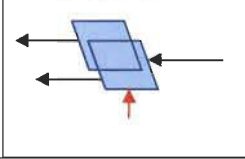
La Structure Maximale de Commande (SMC) est déduite de la REM selon le principe de l'inversion : à chaque élément, correspond un bloc de commande dont l'objectif est d'inverser sa fonctionnalité. Elle est appelée Structure Maximale de Commande (SMC) car elle demande un maximum de capteurs et un maximum d'opérations [2.1].

Il existe deux types d'inversion pour assurer la modification d'énergie :

- Inversion directe pour les éléments de conversion de la REM (sans contrôleur).
- Inversion indirecte ou bien par asservissement pour les éléments d'accumulation de la REM (avec contrôleurs).

On trouvera dans [1.1], une description détaillée des éléments de la REM ainsi que du principe de la SMC et les deux types de conversion. Les éléments de la SMC sont donnés par les parallélogrammes bleus dans le tableau 2-1.

Tableau 2-1 Éléments de la REM et SMC [2.2]

	Action et réaction des variables		Source d'énergie (système terminal)
	Accumulation d'énergie (Stockage d'énergie)		inversion indirecte (commande en boucle fermée)
	Convertisseur mono-physique (conversion d'énergie)		inversion directe (commande en boucle ouverte)
	Convertisseur multi-physique (conversion d'énergie)		inversion directe à l'aide d'un rejet de perturbation
	Couplage Mono-physique (distribution d'énergie)		Stratégie (gestion de l'énergie)
	Couplage Multi-physique (distribution d'énergie)		Inversion de couplage (pondération)
	Modèle ou estimateur (tout pictogramme)		Inversion de couplage (distribution)

## 2.5 Exemple d'étude

Dans cette partie, et pour mieux comprendre le principe de la REM, on va faire une présentation de la REM pour un circuit HLC présenté dans la figure 2.2 et qu'on va utiliser dans le quatrième chapitre pour notre étude.

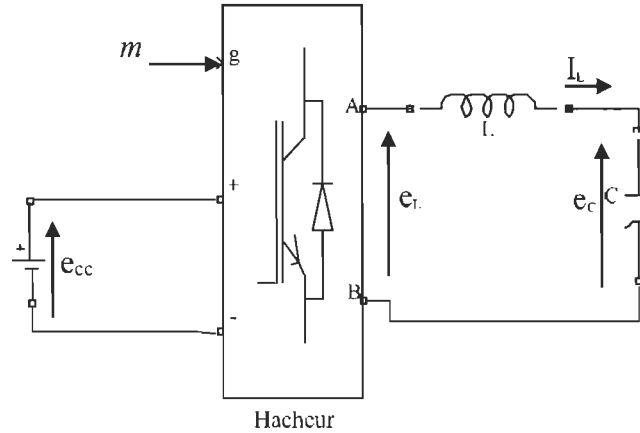


Figure 2.2 Circuit électrique d'un filtre HLC

La fonction marquante qui décrit le fonctionnement d'un hacheur est son indice de modulation, liant proportionnellement son signal d'entrée (parvenant de la batterie dans notre cas) et celui de sa sortie.

Le résultat de modélisation du circuit électrique HLC réalisée à l'aide de la REM est illustré à la figure 2.3.

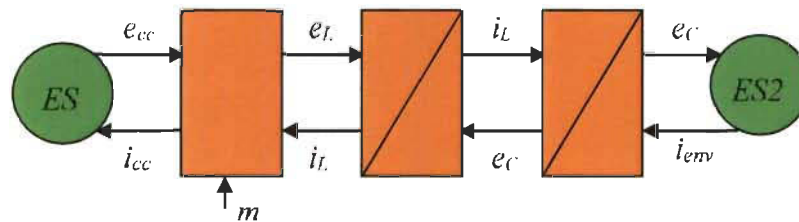


Figure 2.3 REM du circuit HLC

Où:

$$\begin{aligned} e_L &= m e_{cc} \\ i_{cc} &= m i_L \end{aligned} \quad (2.1)$$

$$L \frac{d}{dt} i_L = e_L - e_C \quad (2.2)$$

$$C \frac{d}{dt} e_C = i_L - i_{env} \quad (2.3)$$

Pour réaliser la structure de commande du circuit HLC, on va utiliser la Structure Maximale de Commande (SMC) qui consiste à faire l'inversion directe ou indirecte des blocs de la REM (figure 2.4).

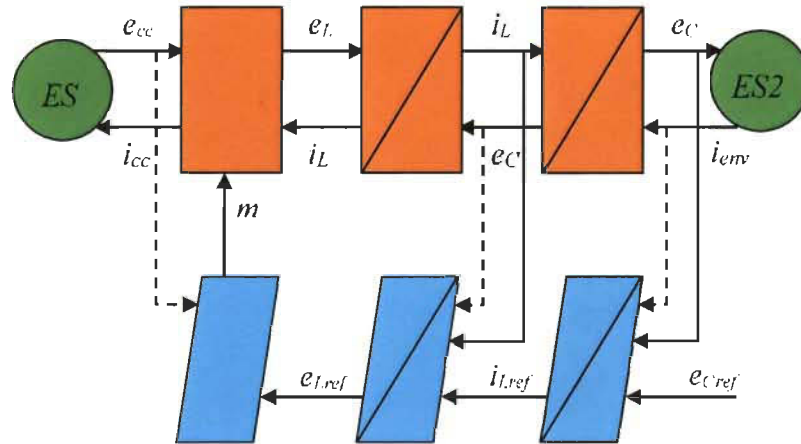


Figure 2.4 SMC d'un filtre HLC

Où on a commencé par imposer un  $e_{c.ref}$  afin de calculer  $i_{L.ref}$  par inversion indirecte en utilisant un contrôleur :

$$i_{L.ref} = i_{env} + Corr(e_{c.ref}, e_c) \quad (2.4)$$

Après on a utilisé le même principe pour avoir  $e_{L.ref}$  :

$$e_{L.ref} = e_c + Corr(i_{L.ref}, i_L) \quad (2.5)$$

La commande du filtre HLC sera réalisée par l'indice de modulation  $m$ , qu'on obtient par inversion directe du bloc de conversion de la REM par l'équation :

$$m = \frac{e_{l.ref}}{e_{cc}} \quad (2.6)$$



## 2.6 Applications pratiques de la REM et de SMC

Au début la REM a été utilisée beaucoup plus dans les systèmes multimachines multiconvertisseurs pour lesquels elle a été développée à l'origine, ou dans les premiers travaux, la REM a été proposée dans le but de décrire des systèmes composés de plusieurs machines électriques et convertisseurs. Dans [1.1] [2.4] la REM est utilisée pour la modélisation et la commande par inversion d'un système de traction ferroviaire, pour stabiliser le système et minimiser les perturbations dues aux accouplements utilisés pour la répartition et la distribution d'énergie.

Avec les avancées constantes dans le domaine de l'énergie, le domaine d'utilisation de la REM s'est orienté beaucoup plus vers les véhicules électriques.

Parmi les nombreux travaux de recherche exploitant la REM, nous en décrivons quelques-uns.

### 2.6.1 *Traction ferroviaire*

Dans [2.5] la représentation énergétique macroscopique a été utilisée pour décrire le système de traction du métro VAL 206 et proposer une structure de commande en utilisant les règles d'inversion afin de permettre une meilleure gestion des pertes d'adhérence.

### 2.6.2 *Machines polyphasées*

On cite [2.6] et [2.7], où dans ce dernier il a été proposé d'utiliser la REM pour déduire des lois de contrôle, qui permettent le découplage électrique pour un système de machines synchrones polyphasées.

### *2.6.3 Systèmes à transport de bande*

Parmi les nombreux travaux, [2.8] est un projet de recherche réalisé en collaboration avec le L2EP, pour assurer la qualité des rouleaux de papier final dans une papeterie en synchronisant les disques d'enroulement des bandes de papier pour éviter une trop grande tension du papier et assurer une vitesse régulière de l'enroulement de papier.

### *2.6.4 Systèmes à pile à combustible*

La REM n'est pas seulement pour décrire les systèmes électromécaniques, mais aussi des systèmes de domaines multiples complexes comme les systèmes de piles à combustible [2.9] [2.10].

### *2.6.5 Systèmes à stockage supercapacitif pour les transports*

On a utilisé la REM dans [2.11] pour maximiser le stockage d'énergie dans un supercondensateur d'un véhicule électrique hybride et assurer la répartition d'énergie de freinage entre la résistance de freinage et le sous-système de stockage à supercondensateur.

Il existe plusieurs autres domaines d'utilisation de la REM comme les systèmes à stockage hybride, émulation temps réel, etc.

## **2.7 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté brièvement le principe de la Représentation Énergétique Macroscopique (REM) qui est basée sur le principe d'action et de réaction, ainsi que la Structure Maximale de Commande (SMC) qui est déduite de la REM selon le principe de l'inversion de chaque élément. On a présenté, comme un exemple d'étude, un filtre HLC, où on a utilisé la REM (SMC) pour la commande de ce dernier pour mieux

expliquer la méthode de la REM. Ce circuit HLC sera utilisé dans le quatrième chapitre, pour valider et caractériser notre méthode de la conception hybride REM-*backstepping* de contrôleur. Mais tout d'abord dans le troisième chapitre, on va présenter la technique de la commande *backstepping* afin de montrer la similitude entre cette dernière et la SMC.

## Chapitre 3 - Présentation de la commande *backstepping*

### 3.1 Introduction

L'approche de *backstepping* a été proposée par Kanellakopoulos et al. (1991), et elle a été inspirée par les travaux de Feurer & Morse (1978) d'une part, et Tsinias (1989) et Kokotovic & Sussmann (1989) d'autre part, dans le but de donner un nouveau souffle à la conception systématique de contrôleurs pour les systèmes non linéaires [3.1]. La méthodologie de *backstepping* consiste à organiser un système global d'un procédé en plusieurs sous-systèmes en cascade. Les avantages de cette technique sont sa récursivité, son effort de commande minimum et sa structure en cascade qui permet de diviser un système d'ordre élevé en plusieurs systèmes plus simples d'ordre inférieur [3.2].

La commande par *backstepping* se base sur la théorie de Lyapunov pour assurer la stabilité de système, où on choisit une fonction candidate de Lyapunov pour assurer la stabilité du premier sous système, puis on augmente le système en ajoutant le deuxième sous système et on choisit la fonction candidate de Lyapunov pour la stabilité de système augmenté, jusqu'à ce qu'on trouve l'expression de la commande qui peut stabiliser le système global [3.3].

Dans ce chapitre, qui a pour but de montrer la similitude entre la REM et l'approche de *backstepping*, on va commencer par présenter la théorie de Lyapunov sur laquelle la technique de commande *backstepping* se base, afin de l'utiliser ensuite pour expliquer le principe du *backstepping*, en finissant par donner quelques applications de la technique *backstepping*.

### 3.2 Rappel sur la théorie de Lyapunov

La stabilité de Lyapunov caractérise la non divergence ou la convergence des trajectoires d'un système, et la théorie repose sur la caractérisation de cette stabilité en démontrant que l'énergie ou la pseudo énergie associée au système est bornée et éventuellement converge vers un minimum. La théorie de Lyapunov permet de démontrer la stabilité sans résoudre les équations différentielles, et en particulier pour les systèmes non linéaires [3.4].

#### 3.2.1 Définition (Stabilité)

Considérons le système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x) \quad (3.1)$$

où  $x \in D \subset \mathbb{R}^n$  est l'état du système, et  $f : D \subset \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$  est une fonction continue, avec  $x = 0$  comme un point d'équilibre, qui est  $f(0) = 0$ , et  $x = 0$  comme un point à l'intérieur de  $D$ .

Il existe de nombreuses définitions de la stabilité pour les systèmes dynamiques [3.5].

- **Définition 3.1** (*stable*)

Pour le système (3.1), Nous disons que le point d'équilibre  $x = 0$  est stable, si pour chaque nombre réel positif  $R$ , il existe un nombre réel positif  $r$  pour assurer que :

$$\|x(0)\| < r \Rightarrow \|x(t)\| < R \text{ pour tout } t \geq 0 \quad (3.2)$$

Autrement le point d'équilibre est instable.

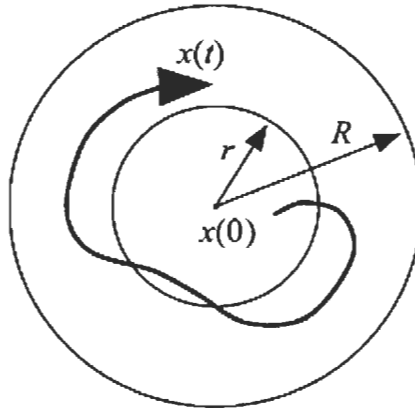


Figure 3.1 Définition d'un système stable

▪ **Définition 3.2** (*Asymptotiquement stable*)

Pour le système (3.1), le point d'équilibre  $x = 0$  est asymptotiquement stable s'il est stable et en plus :  $x(t) \rightarrow 0$  lorsque  $t \rightarrow \infty$ .

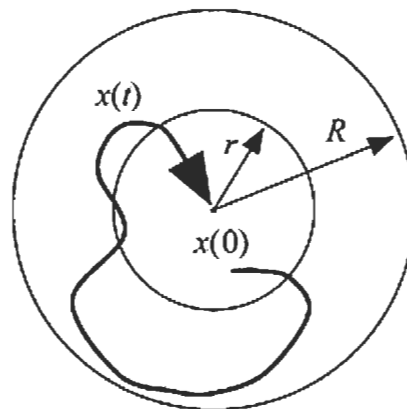


Figure 3.2 Définition d'un système asymptotiquement stable

▪ **Définition 3.3** (*exponentiellement stable*)

Le point d'équilibre  $x = 0$  du système (3.1) est exponentiellement stable, s'il existe deux nombres réels positifs  $\alpha$  et  $\lambda$  de sorte que l'inégalité suivante est vérifiée:

$$\|x(t)\| < \alpha \|x(0)\| e^{-\lambda t} \quad (3.3)$$

Pour  $t > 0$  dans un voisinage  $D \subset \mathbb{R}^n$  qui contient le point d'équilibre.

- **Définition 3.4** (*globalement asymptotiquement stable*) (GAS)

Si la stabilité asymptotique définie dans la Définition 3.2 tient pour tous les états initiaux dans  $\mathbb{R}^n$ , le point d'équilibre est dit globalement asymptotiquement stable.

- **Définition 3.5** (*globalement exponentiellement stable*)

Si la stabilité exponentiel définie dans Définition 3.3 tient pour tous les états initiaux dans  $\mathbb{R}^n$ , le point d'équilibre est dit globalement exponentiellement stable.

Comme on a vu dans les définitions ci-dessus, ce n'est pas facile de prouver la stabilité du système (3.1) car la solution  $x(t)$  en général ne peut pas être trouvée analytiquement. Heureusement, il existe une méthode directe pour vérifier la stabilité des systèmes dynamiques. Cette méthode est basée sur les fonctions de Lyapunov [3.5].

### 3.2.2 Méthode directe de Lyapunov

Nous avons besoin de quelques définitions avant que nous puissions montrer certains des résultats sur la stabilité basée sur des fonctions de Lyapunov.

- **Définition 3.6** (*Fonction définie positive*)

Une fonction  $V(x) : D \subset \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  est définie positive, si  $V(x) > 0$  et  $V(0) = 0$  pour  $x \in D$  et  $x \neq 0$ . Si  $D = \mathbb{R}^n$ , c'est-à-dire que cette propriété est valable pour l'ensemble de l'espace d'état,  $V(x)$  est globalement définie positive [3.6].

- **Définition 3.7** (*Fonction de Contrôle de Lyapunov (clf)*)

Pour le système (3.1), s'il existe une fonction définie positive  $V(x)$  dont les dérivées partielles sont continues, et si sa dérivée en fonction du temps tout le long de la trajectoire du système (3.1) est semi-négative:

$$\dot{V}(x) \leq 0 \text{ pour } x \neq 0 \quad (3.4)$$

Cette fonction  $V(x)$  est appelée fonction de contrôle de Lyapunov "clf" pour (3.1) [3.6].

L'analyse de stabilité basée sur une fonction de Lyapunov est sans doute la méthode la plus couramment utilisée pour établir la stabilité des systèmes dynamiques non linéaires.

**Théorème 3.1** (*Stabilité de Lyapunov*)

Considérons le système (3.1). Si  $V(x): D \subset R^n \rightarrow R$ , la fonction de contrôle de Lyapunov "clf" pour ce système, est :

➤ est définie positive dans  $D$ , et

➤  $\dot{V}(x)$  est semi-négative dans  $D$

alors le point d'équilibre  $x = 0$  est stable. Par ailleurs, si  $\dot{V}(x)$  est définie négative ( $\dot{V}(x) < 0$ ), le point d'équilibre  $x = 0$  est asymptotiquement stable [3.7].

Pour prouver la stabilité asymptotique globale, il suffit d'ajouter aux conditions ci-dessus la condition que :  $V(x)$  est radialement illimitée dans  $D$ .

Dans cette partie de ce chapitre, on a présenté l'essentiel de la théorie de stabilité de Lyapunov pour notre projet de recherche, sur laquelle la commande *backstepping* se base ;



pour plus de détails, la théorie est présentée dans [3.7] [3.8]. Complétons cette partie par un exemple explicatif.

**Exemple 3.1** considérons le système suivant [3.9] :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -x_1 + g(x_2) \\ \dot{x}_2 &= -x_2 + h(x_1) \end{aligned} \quad (3.5)$$

où  $|g(u)| < \frac{|u|}{2}$ ,  $|h(u)| < \frac{|u|}{2}$ .

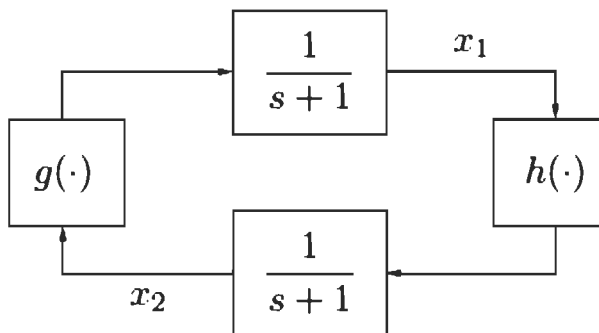


Figure 3.3 Deux systèmes du premier ordre non linéaires couplés

On va utiliser la théorie de Lyapunov pour prouver que le système (3.5) est globalement exponentiellement stable.

Posons la fonction suivante :

$$V(x) = \frac{1}{2}x_1^2 + \frac{1}{2}x_2^2 \quad (3.6)$$

Cette fonction est une fonction candidate de Lyapunov (clf) : nulle pour  $(x_1, x_2) = (0, 0)$ , définie positive et radialement illimitée.

Évaluons la dérivée temporelle de cette fonction  $\dot{V}(x)$  :

$$\begin{aligned}
\dot{V}(x) &= \dot{x}_1 x_1 + x_2 \dot{x}_2 \\
&= -x_1^2 - x_2^2 + x_1 g(x_2) + x_2 h(x_1) \\
&\leq -x_1^2 - x_2^2 + |x_1 g(x_2)| + |x_2 h(x_1)| \\
&\leq -x_1^2 - x_2^2 + |x_1| \frac{|x_2|}{2} + |x_2| \frac{|x_1|}{2} \\
&\leq -\frac{1}{2}(x_1^2 + x_2^2) \\
&= -V
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Où nous avons utilisé  $((|x_1| - |x_2|)^2 \geq 0)$ . Donc le système est globalement exponentiellement stable.

### 3.3 Commande par *Backstepping*

Comme on a vu dans la partie précédente, pour un système non linéaire, la stabilité autour d'un point d'équilibre peut être établie si on peut trouver une fonction de Lyapunov. Le *Backstepping* est l'une des méthodes de conception de contrôle systématiques pour les systèmes non linéaires, basée sur des fonctions de Lyapunov. Typiquement, le but est de trouver une fonction candidate de Lyapunov définie positive, dont la dérivée, par rapport au temps, est une fonction définie négative. Ceci lui permet, en plus de l'avantage de récursivité (poursuite et/ou régulation), pour laquelle le contrôleur est conçu, de garantir en tout temps, la stabilité globale du système compensé [3.5].

Par la suite, nous présentons un résumé de certains concepts de la théorie de la commande par *backstepping* qu'on trouve utile pour notre projet de recherche, où on va commencer par le principe du *backstepping*, suivi par les étapes de conception d'une commande par *backstepping*, en finissant par donner quelques applications de la technique *backstepping*.

### 3.3.1 Principe du Backstepping

Comme on a mentionné la commande par *backstepping* consiste à organiser un système global en plusieurs sous-systèmes et le degré de chaque sous-système ne dépasse pas celui de l'ensemble du système. On choisit une fonction candidate de Lyapunov pour assurer la stabilité du premier sous-système, puis on augmente le système en ajoutant le deuxième sous-système et on choisit la fonction candidate de Lyapunov pour la stabilité du système augmenté, jusqu'à ce qu'on trouve une fonction globale de Lyapunov qui assure la stabilité globale de système.

Pour illustrer le principe, prenons un système non linéaire présenté dans [3.8] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bullet \\ x = f_0(x) + g_0(x)x_1 \\ \bullet \\ x_1 = f_1(x, x_1) + g_1(x, x_1)x_2 \\ \bullet \\ x_2 = f_2(x, x_1, x_2) + g_2(x, x_1, x_2)x_3 \\ \dots \\ \dots \\ \bullet \\ x_{k-1} = f_{k-1}(x, x_1, \dots, x_{k-1}) + g_{k-1}(x, x_1, \dots, x_{k-1})x_k \\ \bullet \\ x_k = f_k(x, x_1, \dots, x_k) + g_k(x, x_1, \dots, x_k)u \end{array} \right. \quad (3.8)$$

où  $x \in R^n$  et  $x, x_1, \dots, x_k$  sont des scalaires, et  $u$  est l'entrée du système. On désire faire suivre à la sortie  $y=x_l$  le signal de référence  $y_{ref}$  supposé connu.

La conception par *backstepping* est récursive, où certaines variables d'état du système sont sélectionnées de manière récursive comme des entrées de commande pour les sous-

systemes. En appliquant le *backstepping* sur ce systeme, on va le diviser en plusieurs sous-systemes, avec des nouvelles variables virtuelles  $e_i$ ; donc le systeme (3.8) sera represente par le systeme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bullet \\ x = f_0(x) + g_0(x)e_1 \\ \bullet \\ e_1 = f_1(x, e_1) + g_1(x, e_1)e_2 \\ \bullet \\ e_2 = f_2(x, e_1, e_2) + g_2(x, e_1, e_2)e_3 \\ \dots \\ \dots \\ \bullet \\ e_{k-1} = f_{k-1}(x, e_1, \dots, e_{k-1}) + g_{k-1}(x, e_1, \dots, e_{k-1})e_k \\ \bullet \\ e_k = f_k(x, e_1, \dots, e_k) + g_k(x, e_1, \dots, e_k)u \end{array} \right. \quad (3.9)$$

L'objectif de creer des entrees virtuelles est d'avoir une equation lineaire. Pour bien expliquer le principe de *backstepping*, on va prendre le premier sous-systeme (3.10) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bullet \\ x = f_0(x) + g_0(x)x_1 \\ \bullet \\ x_1 = v \end{array} \right. \quad (3.10)$$

ou  $x_1$  sera consideree comme une commande virtuelle intermediaire. La premiere reference desiree du sous-systeme  $x_1$  doit suivre la reference definie  $y_{ref}$  tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} x_{1des} \cong y_{ref} \\ e_1 = x_1 - x_{1des} \end{array} \right. \quad (3.11)$$

Le principe de *backstepping* sera resume par les deux equations suivantes qui sont representees dans la figure 3.4 [3.10] :

$$\begin{cases} \dot{x} = (f_0(x) + g_0(x)x_{1des}) + g_0(x)(x_1 - x_{1des}) \\ \dot{x}_1 = v \end{cases} \quad (3.12)$$

$$\begin{cases} \dot{x} = (f_0(x) + g_0(x)x_{1des}) + g_0(x)e_1 \\ \dot{e}_1 = v - \dot{x}_{1des} \end{cases} \quad (3.13)$$

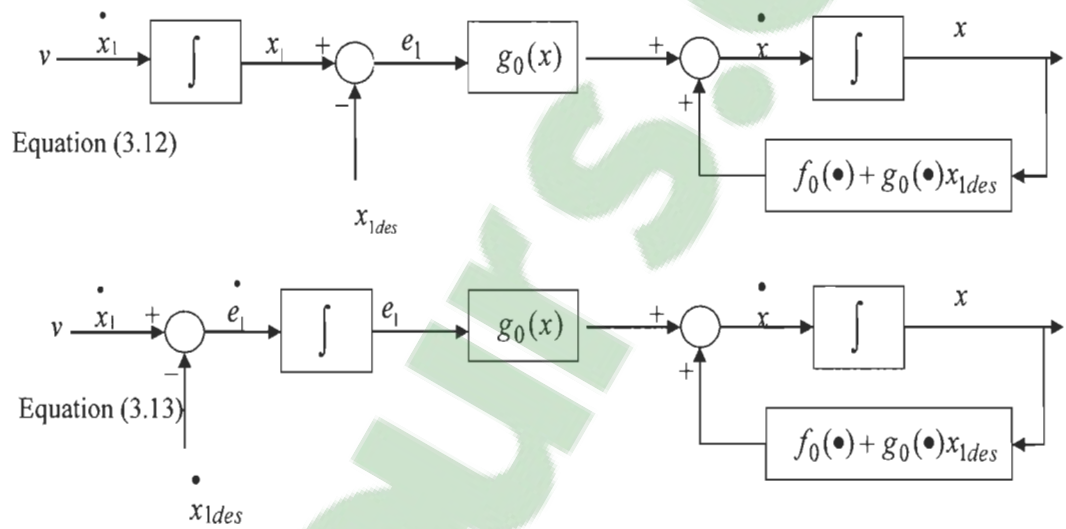


Figure 3.4 Principe *backstepping*

A partir de cette figure on constate que le variable virtuelle  $x_{1des}$  a reculé (*step back*) par rapport à l'intégrateur, d'où on a sorti le nom de « *backstepping* » [3.10].

Le principe de *backstepping* est donc, qu'à chaque étape du processus, une commande virtuelle est ainsi générée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre.

### 3.3.2 Description des étapes de conception

Pour bien illustrer la méthode de conception du contrôleur *backstepping*, Prenons le modèle d'état non linéaire suivant [3.11]:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = f(x,t) + g(x,t)u \end{cases} \quad (3.14)$$

où  $f(x,t)$  et  $g(x,t)$  sont des fonctions non linéaires et  $g(x,t) \neq 0$ .

- **Première étape**

La première variable d'erreur du sous-système est définie par :

$$e_1 = x_1 - x_{1des} \quad (3.15)$$

L'objectif est  $e_1 \rightarrow 0$  et  $\dot{e}_1 \rightarrow 0$ ; la dérivée de l'erreur est donnée par :

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 - \dot{x}_{1des} = x_2 - \dot{x}_{1des} \quad (3.16)$$

Pour réaliser  $e_1 \rightarrow 0$  nous construisons d'abord la fonction de Lyapunov  $V_1$  sous la forme quadratique suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (3.17)$$

Sa dérivée temporelle est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= e_1 \dot{e}_1 \\ \dot{V}_1 &= e_1 (x_2 - \dot{x}_{1des}) \end{aligned} \quad (3.18)$$

Afin d'assurer la stabilité du sous-système d'après Lyapunov, il faut que  $\dot{V}_1$  soit négative. Pour cela on choisit  $\dot{V}_1$  sous la forme  $\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2$ , où  $k_1 > 0$ , dans ce cas

$$x_2 - \dot{x}_{1des} = -k_1 e_1.$$

- **Deuxième étape**

Il nous faut maintenant définir un nouveau système augmenté, nous choisissons le contrôle virtuel :

$$\dot{x}_{2des} - \dot{x}_{1des} = -k_1 e_1 \quad (3.19)$$

et la nouvelle variable d'erreur pour réaliser  $x_2 \rightarrow x_{2des}$  :

$$e_2 = x_2 - x_{2des} \quad (3.20)$$

La dérivée de l'erreur est ainsi:

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{x}_{2des} \\ &= f(x, t) + g(x, t)u - \dot{x}_{2des} \end{aligned} \quad (3.21)$$

De la même manière, on définit la fonction de Lyapunov pour assurer la stabilité du deuxième sous-système :

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{1}{2} e_2^2 \\ &= \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \end{aligned} \quad (3.22)$$

Cette dernière a pour dérivée :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= e_1(\dot{x}_2 - \dot{x}_{1des}) + e_2 \dot{e}_2 \\ &= e_1(\dot{x}_{2des} + e_2 - \dot{x}_{1des}) + e_2 \dot{e}_2 \\ &= -k_1 e_1^2 + e_1 e_2 + e_2 (f(x, t) + g(x, t)u - \dot{x}_{2des}) \end{aligned} \quad (3.23)$$

Afin d'assurer la stabilité du sous-système, il faut que  $\dot{V}_2$  soit négative, donc :

$$e_1 + f(x, t) + g(x, t)u - \dot{x}_{2des} = -k_2 e_2, k_2 > 0 \quad (3.24)$$

Donc

$$\dot{V}_2 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \leq 0 \quad (3.25)$$

Cela donne la loi de commande  $u$ , en considérant  $\dot{x}_{2des} = \ddot{x}_{1des} - k_1 \dot{e}_1$  :

$$u = \frac{1}{g(x,t)} (-k_2 e_2 + \dot{x}_{2des} - e_1 - f(x,t)) \quad (3.26)$$

Afin de montrer la similitude entre le *backstepping* et la SMC, nous avons représenté la loi de commande de système (3.10) donnée par l'équation (3.26) par la figure 3.5.

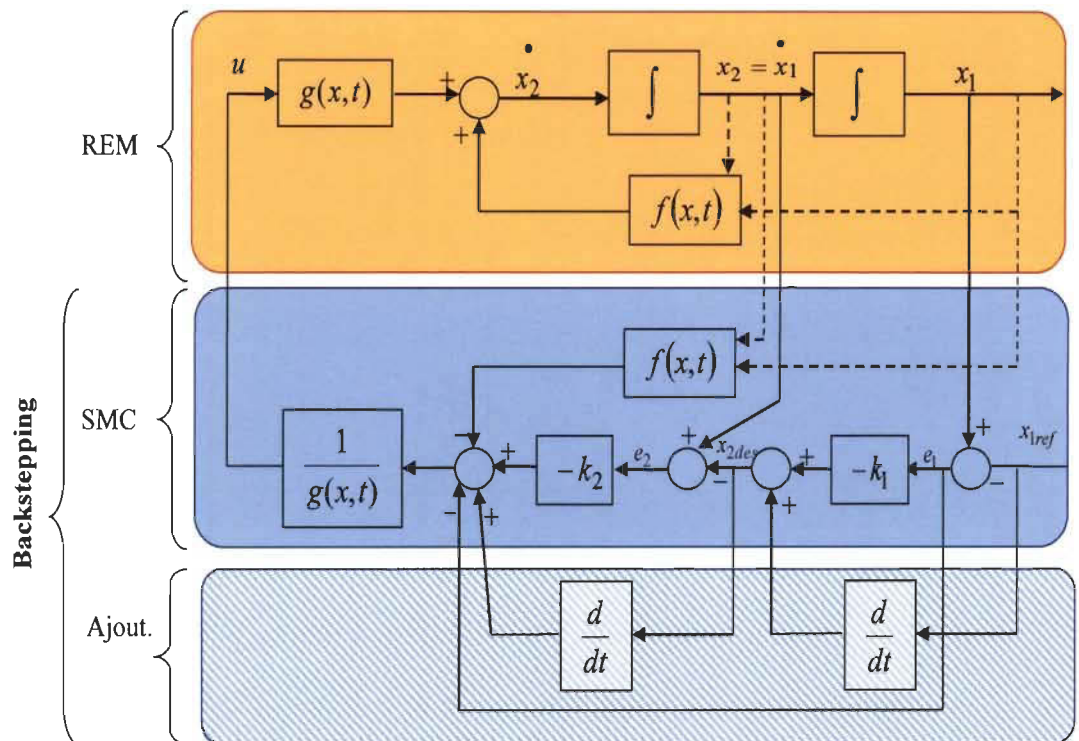


Figure 3.5 Principe *backstepping* groupé sous forme de REM-SMC

A partir de schéma illustré dans la figure 3.5, nous concluons que le *backstepping* est une SMC avec des termes additionnels (anticipations), où nous avons inversé des termes ainsi que compensé d'autres (perturbations, non linéarité,...), du même principe que la SMC.



On voit que le *Backstepping* a le même principe que la conception cascade de commande et la théorie des perturbations singulières, où il laisse certains états agir en tant que "commandes virtuelles"[3.12].

### **3.4 Applications pratiques de *backstepping***

On trouve la commande *backstepping* liée à tous les systèmes non linéaires, et en particulier dans les systèmes multimoteurs multiconvertisseurs, et on cite parmi les domaines d'applications pratiques : systèmes d'enroulement et de transport de bande [3.13] [3.14] [3.15], robotique [3.16], machines synchrone et asynchrone [3.17] [3.18]...

### **3.5 Conclusion**

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu les bases théoriques de la théorie de stabilité de Lyapunov, afin de bien illustrer le principe de la commande par *backstepping*. On a conclu que le *backstepping* et la structure maximale de commande suivent le même principe, que ce soit la récursivité, qui consiste à organiser un système global d'un procédé en plusieurs sous-systèmes en cascade, ou la commande de ces derniers en déterminant un contrôleur local pour stabiliser chaque sous-système, jusqu'à ce que la dernière boucle soit atteinte et une entrée de commande soit définie afin d'assurer la commande du système global.

Dans le prochain chapitre on va détailler cette similitude, et développer une méthode hybride qui va profiter de la représentation graphique de la REM et de la rigueur de l'approche *backstepping* pour l'évaluation de la stabilité.

## Chapitre 4 - Conception hybride REM- *backstepping* de contrôleurs

### 4.1 Introduction

La conception des contrôleurs pour les systèmes non linéaires est plus difficile que celle des systèmes linéaires. Plusieurs techniques et approches de conception ont été élaborées pour la commande de ce genre de systèmes, qu'on peut diviser en deux grandes catégories. La première catégorie qui est connue sous le nom de linéarisation par rétroaction (*feedback linearization*) [4.1], consiste à linéariser le système afin d'utiliser une des techniques de commande linéaire. La deuxième catégorie, contrairement à la première, utilise des contrôleurs non linéaires sans passer par une linéarisation, comme le *backstepping*, l'approche floue, l'approche neuronale,... [4.2].

Dernièrement de nombreux groupes de recherche, des scientifiques et des ingénieurs, ont été attirés par la combinaison de ces techniques. Plusieurs hybridations ont été alors proposées dont les plus rencontrées sont: Algorithme Génétique /Contrôleur flou (AG/CF) [4.3] et Réseau de neurones/Contrôleur flou (RN/CF) [4.4].

Ce chapitre sera essentiellement composé de deux sections. Dans la première, nous élaborons une loi de commande REM-*backstepping*, dédiée à des modèles génériques, où on va étudier différents cas de conception des contrôleurs pour deux exemples d'études : circuit H-LC et circuit H-LCLR (H représente un hacheur). Dans la deuxième section, la conception hybride des contrôleurs REM-*backstepping* sera proposée pour maintenir la vitesse d'un véhicule électrique à sa valeur de référence, où les entrées de commande sont les indices de modulation du hacheur.

## 4.2 Description de l'approche

L'approche proposée procède en deux étapes : dans une première étape on utilise la Représentation Énergétique Macroscopique (REM) pour la structuration du modèle, où les règles de la REM seront appliquées pour la conception du modèle du système étudié, en le divisant en plusieurs sous-systèmes. Dans une deuxième étape, la commande stabilisante *backstepping* est introduite afin de réaliser les performances désirées de chaque sous-système résultant, où on définit d'une manière récurrente, l'ensemble des fonctions de Lyapunov afin de trouver les valeurs désirées. Donc on peut dire que le *backstepping* va prendre la place de la Structure Maximale de Commande (SMC) comme méthode de structuration de la commande pour offrir une méthode dont la stabilité est explicitement garantie pour les applications critiques, comme il est illustré sur la figure 4.1.

La combinaison de deux méthodes va donner quelques nouveaux avantages. Cependant, dans les systèmes avec divers accouplements, le système peut ne pas avoir une forme stricte de rétroaction (feedback) et des conditions décentralisées peuvent être nécessaires avec le *backstepping*.

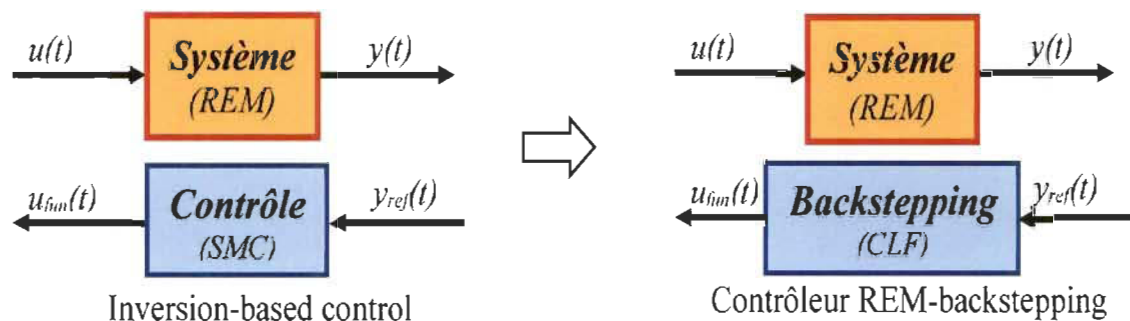


Figure 4.1 Approche REM-backstepping

### 4.3 Exemple d'étude <sup>1</sup>

La procédure suivra les mêmes étapes générales que le *backstepping* et les fonctions employées pour déterminer la stabilité seront aussi similaires. On va utiliser le même circuit électrique d'un filtre HLC illustré dans la figure 2.2 dont on a déjà étudié la commande par la structure maximale de commande, en posant  $x_1 = e_c$  ;  $x_2 = i_L$  ;  $y = e_c$

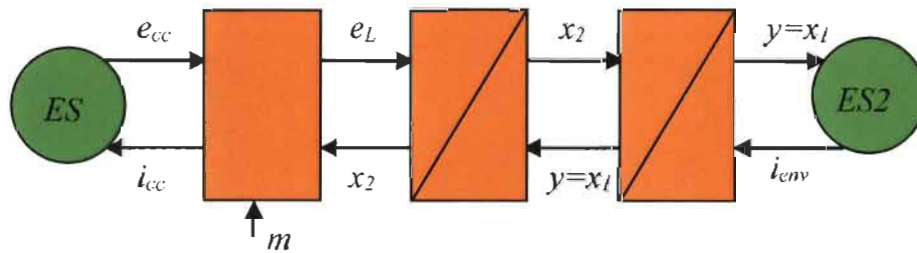


Figure 4.2 REM du circuit HLC

La fonction candidate de Lyapunov n'est pas unique et son choix influence l'analyse et éventuellement les conclusions qu'on peut tirer, comme pour cet exemple on peut citer :

- Fonction basée sur l'énergie des éléments d'accumulation (fonction de référence pour l'étude):

$$V = \frac{C}{2} e_1^2 + \frac{L}{2} e_2^2 \quad (4.1)$$

- Fonction ne tenant pas compte des paramètres du modèle:

$$V_N = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (4.2)$$

- Fonction basée sur l'énergie des éléments d'accumulation pour correcteurs PI:

---

<sup>1</sup> Cet exemple est reproduit à partir d'un travail réalisé par le professeur Pierre Sicard, avec sa permission.

$$V_l = \frac{C}{2} e_1^2 + \frac{k_{i1}}{2} \left( \int_0^t e_1(\tau) d\tau \right)^2 + \frac{L}{2} e_2^2 + \frac{k_{i2}}{2} \left( \int_0^t e_2(\tau) d\tau \right)^2 \quad (4.3)$$

On va développer les correcteurs pour imposer  $e_c$ . Nous considérons ici l'étude du système avec correcteurs P avec normalisation, mais avec une fonction candidate de Lyapunov basée sur l'énergie des éléments d'accumulation, par contre on va citer les deux dernières dans l'annexe, ainsi vous trouvez dans les annexes la même étude pour un autre exemple d'un circuit HLCLR.

Posons, pour la boucle externe (nous adoptons la convention de signe des erreurs typiquement employée pour la commande non linéaire) :

$$\begin{aligned} e_1 &= x_1 - y_{ref} \\ &= x_1 - x_{1ref} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Pour les besoins de développement de la loi de commande, nous écrivons

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{x}_{1ref} \\ &= \frac{1}{C} x_2 - \frac{1}{C} i_{env} - \dot{x}_{1ref} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Définissons  $e_2 = x_2 - x_{2ref}$

$$\dot{e}_1 = \frac{1}{C} e_2 + \frac{1}{C} x_{2ref} - \frac{1}{C} i_{env} - \dot{x}_{1ref} \quad (4.6)$$

Pour stabiliser la boucle de tension, posons une fonction candidate de Lyapunov  $V_l$  (fonction définie positive) et cherchons à obtenir une fonction définie négative pour la dérivée de cette fonction (pour assurer la stabilité asymptotique) :

$$V_1 = \frac{C}{2} e_1^2 \quad (4.7)$$

$$\begin{aligned}\dot{V}_1 &= C e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1 e_2 + e_1 (x_{2ref} - i_{env} - C \dot{x}_{1ref})\end{aligned}\quad (4.8)$$

En supposant que  $e_2$  sera stabilisée par la prochaine boucle de commande, définissons la consigne suivante qui permet de compenser les termes qui ne dépendent pas de l'erreur et qui ajoute un correcteur proportionnel (P) :

$$x_{2ref} = i_{env} + C \dot{x}_{1ref} - k_{pl} e_1 \quad (4.9)$$

Alors  $\dot{V}_1 = -k_{pl} e_1^2 + e_1 e_2$

Et la boucle de tension de sortie est stable si  $e_2$  converge vers 0.

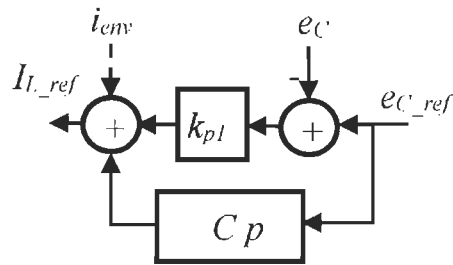


Figure 4.3 Correcteur de la première boucle

Pour la seconde boucle,

$$\begin{aligned}\dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{x}_{2ref} \\ &= \frac{1}{L} e_L - \frac{1}{L} x_1 - \dot{x}_{2ref} \\ &= \frac{1}{L} e_L - \frac{1}{L} (e_1 + x_{1ref}) - \dot{x}_{2ref}\end{aligned}\quad (4.10)$$

Pour stabiliser la boucle de courant, posons

$$\begin{aligned}V_2 &= V_1 + \frac{L}{2} e_2^2 \\ &= \frac{C}{2} e_1^2 + \frac{L}{2} e_2^2\end{aligned}\quad (4.11)$$

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + \frac{d}{dt} \left( \frac{L}{2} e_2^2 \right) \\
 &= \dot{V}_1 + L e_2 \dot{e}_2 \\
 &= -k_{p1} e_1^2 + e_1 e_2 + L e_2 \left( \frac{1}{L} e_L - \frac{1}{L} (e_1 + x_{1ref}) - \dot{x}_{2ref} \right) \\
 &= -k_{p1} e_1^2 + e_2 (e_L - L \dot{x}_{2ref} - x_{1ref})
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

Définissons :  $e_{L,ref} = e_L = L \dot{x}_{2ref} + x_{1ref} - k_{p2} e_2$

Alors :  $\dot{V}_2 = -k_{p1} e_1^2 - k_{p2} e_2^2$

Et le point d'équilibre  $(e_1, e_2) = \mathbf{0}$  est stable asymptotiquement puisque  $V_2$  est positif et  $\dot{V}_2$  est négatif.

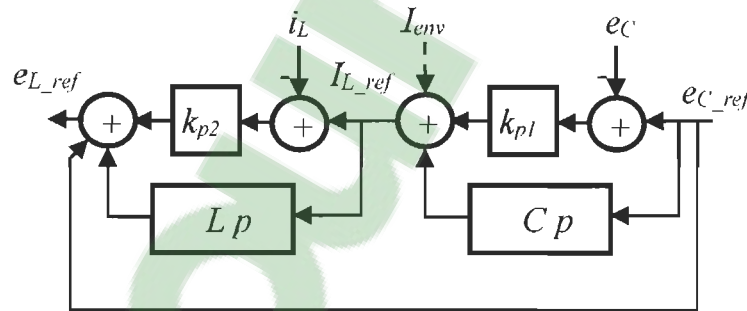


Figure 4.4 Correcteur de la deuxième boucle

Le signal de commande est obtenu par inversion du convertisseur de puissance:

$$m = \frac{e_{L,ref}}{e_{cc}} \tag{4.13}$$

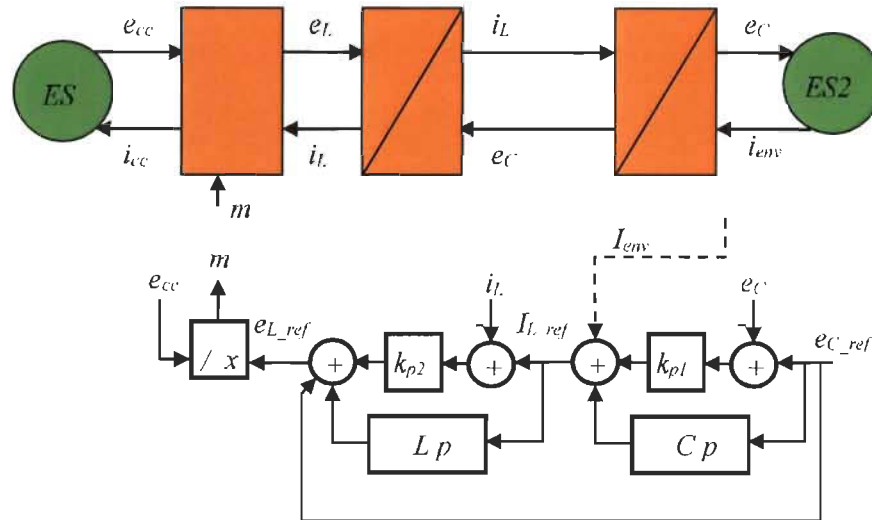


Figure 4.5 Correcteur REM-Backstepping du Filtre H-LC

La validation des schémas a été effectuée en utilisant une simulation sur Simulink<sup>TM</sup>/Matlab®, où on a réalisé un modèle réel d'un filtre H-LC avec  $L=1\text{mH}$ ,  $C=0.02\text{F}$  et  $e_{cc}=100\text{V}$ . Les résultats de simulation dans la figure 4.6 montrent qu'après le régime transitoire (0.005s), la tension  $e_c$  suit la tension de référence  $e_{Cref}$  avec un petit dépassement, l'erreur entre les deux tensions est presque nulle (de l'ordre de  $10^{-5}$ ).



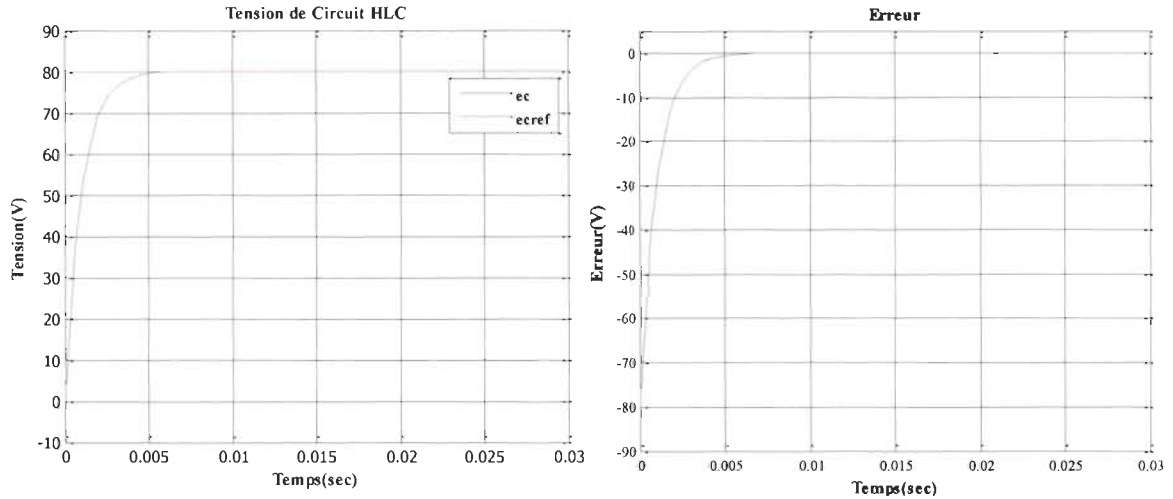


Figure 4.6 Résultats de simulation du Filtre H-LC

Pour tester la robustesse du contrôleur hybride *REM-Backstepping*, on va faire quelques études sur la performance.

Si nous supposons que  $e_2=0$  après la conception de la première boucle (par exemple, si les boucles internes sont stables et beaucoup plus rapides que la boucle externe), nous pouvons écrire :

$$\dot{V}_1 = -2 \frac{k_{p1}}{C} V_1 \quad (4.14)$$

La solution de cette équation à une condition initiale est :

$$V_1(t) = V_1(0) e^{-2 \left( \frac{k_{p1}}{C} \right) t} \quad (4.15)$$

Tel que

$$e_1^2(t) = e_1^2(0) e^{-2 \left( \frac{k_{p1}}{C} \right) t} \quad (4.16)$$

$$|e_1(t)| = |e_1(0)| e^{-\left( \frac{k_{p1}}{C} \right) t}$$

Dans ce cas, la réponse est bien définie.

Pour le système complet, considérant que :

$$\dot{V}_2 = -k_{\rho 1}e_1^2 - k_{\rho 2}e_2^2 \quad (4.17)$$

Et que :

$$V_2 = \frac{C}{2}e_1^2 + \frac{L}{2}e_2^2 \quad (4.18)$$

Alors,

$$\dot{V}_2 \leq -2 \min\left(\frac{k_{\rho 1}}{C}, \frac{k_{\rho 2}}{L}\right)V_2 \quad (4.19)$$

La solution de cette équation à une condition initiale est donc bornée de la façon suivante :

$$V_2(t) \leq V_2(0)e^{-2 \min\left(\frac{k_{\rho 1}}{C}, \frac{k_{\rho 2}}{L}\right)t} \quad (4.20)$$

Tel que :

$$\begin{cases} \left(Ce_1^2(t) + Le_2^2(t)\right) \leq \left(Ce_1^2(0) + Le_2^2(0)\right)e^{-2 \min\left(\frac{k_{\rho 1}}{C}, \frac{k_{\rho 2}}{L}\right)t} \\ \sqrt{Ce_1^2(t) + Le_2^2(t)} \leq \sqrt{Ce_1^2(0) + Le_2^2(0)}e^{-\min\left(\frac{k_{\rho 1}}{C}, \frac{k_{\rho 2}}{L}\right)t} \end{cases} \quad (4.21)$$

Ou, pour mettre en évidence l'erreur de sortie,

$$\sqrt{e_1^2(t) + \frac{L}{C}e_2^2(t)} \leq \sqrt{e_1^2(0) + \frac{L}{C}e_2^2(0)}e^{-\min\left(\frac{k_{\rho 1}}{C}, \frac{k_{\rho 2}}{L}\right)t} \quad (4.22)$$

Nous obtenons alors une information sur le taux de convergence minimal (donc conclusion conservatrice) de l'enveloppe de la réponse, et non des erreurs individuelles. Cependant, ce taux dépend de la boucle de commande la plus lente, donc de celle de la sortie.

#### 4.4 Commande hybride REM-*backstepping* d'un véhicule électrique

Récemment on trouve le nom de la REM lié beaucoup plus à tout ce qui est véhicule électrique, et cela dû à ses caractéristiques pour résoudre le problème de la conception, du contrôle et de la gestion de l'énergie dans les véhicules électriques comme tous les autres systèmes d'énergie. Cet intérêt capital de la REM dans les véhicules électriques nous amène à choisir ces derniers comme application, pour appliquer et valider notre approche de conception hybride REM-*Backstepping* du contrôleur.

Le modèle du véhicule électrique proposé dans cette étude, est le même modèle qui a déjà fait l'objet d'un projet de recherche dans notre laboratoire par M. Mouhcine Akki dans [4.5]. La modélisation complète et détaillée ainsi que la REM du modèle du véhicule électrique sont dans [4.5], avec quelques modifications comme les triangles qu'on a remplacés par des carrés pour les éléments de conversion.

Nous allons développer l'approche REM-*Backstepping* pour déterminer des conditions de stabilité et identifier les difficultés et contraintes d'application pour le système d'un véhicule électrique.

Notre objectif dans cette partie est de contrôler la vitesse du véhicule électrique, où on va présenter premièrement l'architecteur du véhicule, ainsi que sa modélisation à l'aide de la REM, afin d'appliquer notre approche.

##### 4.4.1 Architecteur du véhicule électrique

L'architecture du véhicule électrique à l'étude est illustrée dans la figure 4.7. Elle se compose d'une source de courant continu de tension, hacheur, moteur à courant continu à excitation séparée, et une section de conversion en mouvement linéaire du couple moteur. La batterie est modélisée par une simple source de tension [4.6].

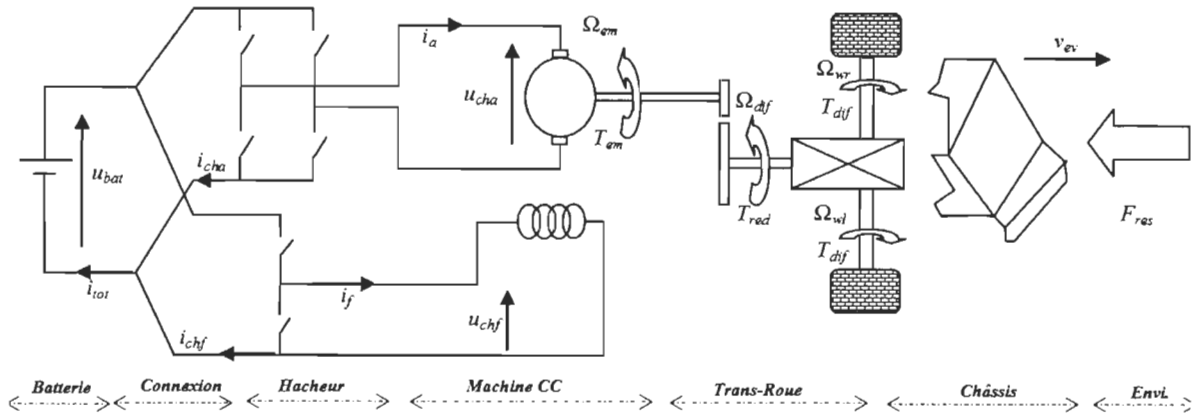


Figure 4.7 Structure proposée d'un véhicule électrique [4.6]

4.4.2 Modélisation du véhicule par la REM

Le résultat de la modélisation du véhicule électrique en utilisant la REM est illustré dans la figure 4.8. Les différents éléments sont définis en fonction des propriétés énergétiques, en utilisant les équations suivantes :

**Couplage électrique parallèle:**

$$\begin{cases} \text{Tension Commune } U_{bat} \\ i_{tot} = i_{cha} + i_{chf} \end{cases} \quad (4.23)$$

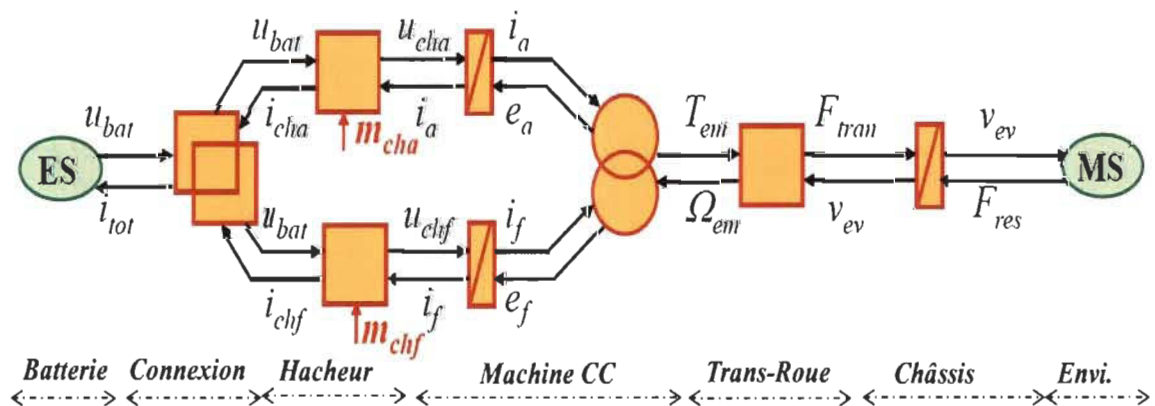


Figure 4.8 REM du véhicule électrique

**Hacheurs :**

$$\begin{cases} u_{cha} = m_{cha}u_{bat} \\ i_{cha} = m_{cha}i_a \end{cases} \quad (4.24)$$

$$\begin{cases} u_{chf} = m_{chf}u_{bat} \\ i_{chf} = m_{chf}i_f \end{cases} \quad (4.25)$$

**Moteur cc:**

$$\begin{cases} u_{cha} - e_a = r_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \\ u_{chf} - e_f = r_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} \end{cases} \quad \text{où } e_f = 0 \text{ par hypothèse} \quad (4.26)$$

$$\begin{cases} T_{em} = k i_f i_a \\ e_a = k i_f \Omega_{em} \end{cases} \quad (4.27)$$

**Transmission - Roue:**

$$\begin{cases} F_{tran} = \frac{k_{red}}{R_{roue}} T_{em} \\ \Omega_{em} = \frac{k_{red}}{R_{roue}} v_{ev} \end{cases}, \quad K_{Tr} = \frac{k_{red}}{R_{roue}} \quad (4.28)$$

**Châssis :**

$$M \frac{d}{dt} v_{ev} = F_{tran} - F_{res} \quad (4.29)$$

**Environnement:**

$$F_{res} = F_{air} + F_{slop} \quad (4.30)$$

#### 4.4.3 Contrôleur REM-backstepping pour le Véhicule Électrique

Nous considérons l'étude du système par l'approche du *backstepping*-correcteurs PI avec normalisation des correcteurs P en fonction des paramètres, avec fonction candidate

de Lyapunov basée sur l'énergie des éléments d'accumulation. Une méthode pour inclure un terme intégral dans la loi de commande est d'ajouter à la fonction candidate de Lyapunov des termes qui sont fonction de l'intégrale des erreurs.

Nous développons les correcteurs pour imposer  $v_{ev}$ .

➤ **Force de traction  $F_{tran-ref}$**

Donnons la vitesse du véhicule de référence  $v_{ev-ref}$ , et nous allons définir l'erreur de sortie et sa dérivée dans le temps:

$$e_1 = v_{ev} - v_{ev-ref} \quad (4.31)$$

Pour les besoins de développement de la loi de commande, nous écrivons:

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{v}_{ev} - \dot{v}_{ev-ref} \\ &= \frac{1}{M} F_{tran} - \frac{1}{M} F_{res} - \dot{v}_{ev-ref} \end{aligned} \quad (4.32)$$

Pour le développement de correcteurs PI, on va ajouter à la fonction candidate de Lyapunov des termes qui sont fonction de l'intégrale des erreurs; posons :

$$V_1 = \frac{M}{2} e_1^2 + \frac{k_{i1}}{2} \left( \int_0^t e_1(\tau) d\tau \right)^2 \quad (4.33)$$

Définissons  $e_2 = i_a - i_{a-ref}$

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= M e_1 \dot{e}_1 + k_{i1} e_1 \int_0^t e_1(\tau) d\tau \\ &= e_1 \left( F_{tran} - F_{res} - M \dot{v}_{ev-ref} + k_{i1} \int e_1 dt \right) \\ &= e_1 \left( i_a K_{TR} k_{if} - F_{res} - M \dot{v}_{ev-ref} + k_{i1} \int e_1 dt \right) \\ &= e_1 \left( (e_2 + i_{a-ref}) K_{TR} k_{if} - F_{res} - M \dot{v}_{ev-ref} + k_{i1} \int e_1 dt \right) \\ &= e_1 e_2 K_{TR} k_{if} + e_1 \left( F_{tran-ref} - F_{res} - M \dot{v}_{ev-ref} + k_{i1} \int e_1 dt \right) \end{aligned} \quad (4.34)$$

Avec  $F_{tran-ref} = K_{TR} k_{if} i_{a-ref}$

En supposant que  $e_2$  sera stabilisée par la prochaine boucle de commande, définissons la consigne suivante qui permet de compenser les termes qui ne dépendent pas de l'erreur et qui ajoute un correcteur proportionnel (PI) :

$$F_{tran-ref} = F_{res} + M\dot{v}_{ev-ref} - k_{i1} \int e_1 dt - k_{p1} e_1 \quad (4.35)$$

Alors:

$$\dot{V}_1 = -k_{p1} e_1^2 + e_1 e_2 K_{TR} k_{i_f} \quad (4.36)$$

➤ **Couple électromécanique  $T_{em-ref}$ :**

Utilisons l'approche de la SMC pour le bloc la transmission à la roue pour définir le couple électromécanique de référence :

$$T_{em-ref} = \frac{R_{roue}}{k_{red}} F_{tran-ref} \quad (4.37)$$

➤ **Courants de références  $i_{a-ref}$  et  $i_{f-ref}$ :**

De la même façon que nous avons défini la référence de couple électromécanique, nous allons définir le courant de référence  $i_{a-ref}$ :

$$i_{a-ref} = \frac{T_{em-ref}}{k_{i_f}} \quad (4.38)$$

Et nous posons le courant de référence  $i_{f-ref}$  constant.

➤ **Tension de références  $u_{cha-ref}$  et  $u_{chf-ref}$ :**

Nous développons la dérivée de la deuxième erreur:

$$\dot{e}_2 = \frac{1}{L_a} (u_{cha} - e_a - r_a i_a) - \dot{i}_{a-ref} \quad (4.39)$$

Pour stabiliser la boucle de courant, posons :

$$V_2 = V_1 + \frac{L_a}{2} e_2^2 + \frac{k_{i2}}{2} \left( \int_0^t e_2(\tau) d\tau \right)^2 \quad (4.40)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + L_a e_2 \dot{e}_2 + k_{i2} e_2 \int_0^t e_2(\tau) d\tau \\ &= \dot{V}_1 + e_2 \left( u_{cha} - e_a - r_a i_a - Li_{a-ref} + k_{i2} \int e_2 dt \right) \\ &= -k_{p1} e_1^2 + e_1 e_2 K_{TR} k_{i_f} + e_2 \left( u_{cha-ref} - e_a - r_a i_a - Li_{a-ref} + k_{i2} \int e_2 dt \right) \end{aligned} \quad (4.41)$$

Nous avons considéré que  $u_{cha}$  peut être imposé presque instantanément et avec une faible erreur, tel qu'on pose  $u_{cha} = u_{cha-ref}$ .

Définissons:

$$u_{cha-ref} = e_a + r_a i_a + Li_{a-ref} - k_{i2} \int e_2 dt - K_{TR} k_{i_f} e_1 - k_{p2} e_2 \quad (4.42)$$

Alors:

$$\dot{V}_2 = -k_{p1} e_1^2 - k_{p2} e_2^2 \quad (4.43)$$

De la même façon que nous avons défini  $u_{cha-ref}$ , nous allons définir le  $u_{chf-ref}$ :

Nous définissons la deuxième erreur et sa dérivée :

$$e_3 = i_f - i_{f-ref} \quad (4.44)$$

$$\dot{e}_2 = \frac{1}{L_f} \left( u_{chf} - r_f i_f \right) - \dot{i}_{f-ref} \quad (4.45)$$

Pour la dernière boucle de commande, posons :

$$V_3 = V_2 + \frac{L_f}{2} e_3^2 + \frac{k_{i3}}{2} \left( \int_0^t e_3(\tau) d\tau \right)^2 \quad (4.46)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_2 + L_a e_2 \dot{e}_2 + k_{i3} e_3 \int_0^t e_3(\tau) d\tau \\ &= \dot{V}_2 + e_3 \left( u_{chf} - r_f i_f - Li_{f-ref} + k_{i3} \int e_3 dt \right) \\ &= -k_{p1} e_1^2 - k_{p2} e_2^2 + e_3 \left( u_{chf-ref} - r_f i_f - Li_{f-ref} + k_{i3} \int e_3 dt \right) \end{aligned} \quad (4.47)$$



Nous avons considéré que  $u_{chf}$  peut être imposé presque instantanément et avec une faible erreur, tel qu'on pose  $u_{chf} = u_{chf-ref}$ .

Définissons:

$$u_{chf-ref} = r_f i_f + L_f \dot{i}_{f-ref} - k_{i3} \int e_2 dt - k_{p3} e_3 \quad (4.48)$$

Et la dérivée de la fonction candidate de Lyapunov finale est donnée par :

$$\dot{V}_3 = -k_{p1} e_1^2 - k_{p2} e_2^2 - k_{p3} e_3^2 \quad (4.49)$$

➤ **Indices de modulation  $m_{cha-ref}$  et  $m_{chf-ref}$ :**

Le signal de commande est obtenu par inversion du convertisseur de puissance:

$$m_{chf-ref} = \frac{u_{chf-ref}}{U_{bat}} \quad (4.50)$$

$$m_{cha-ref} = \frac{u_{cha-ref}}{U_{bat}} \quad (4.51)$$

Le schéma global de la commande hybride REM-Backstepping est donné dans la figure 4.9.

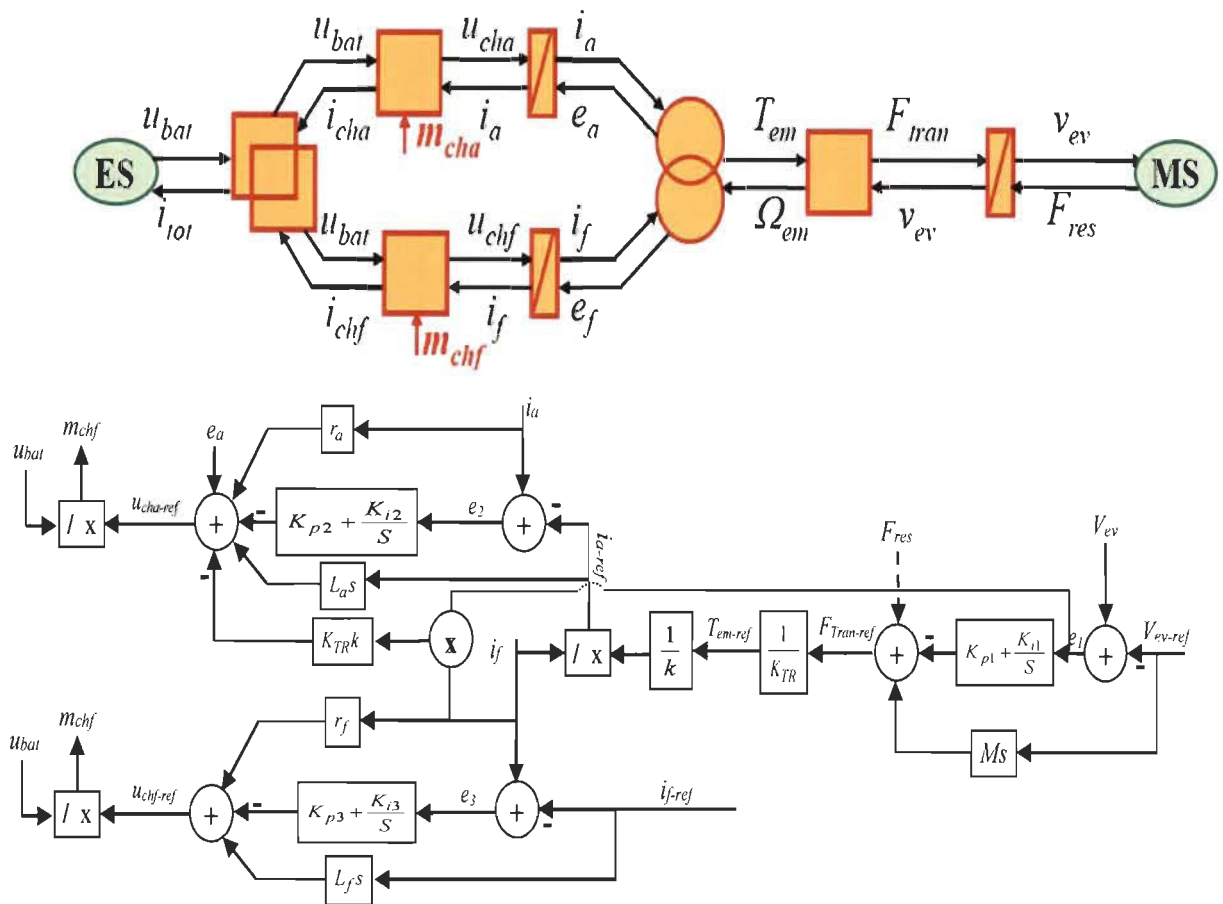


Figure 4.9 Schéma global de la commande hybride REM-Backstepping du VE

Le système décrit dans la figure 4.9 a été simulé pour évaluer la performance de la loi de commande. La simulation est effectuée sur Simulink<sup>TM</sup> / Matlab<sup>®</sup> et les résultats sont pris en imposant la vitesse du VE de référence. Le choix des paramètres de conception intervenant dans les fonctions de Lyapunov ( $k_{i1}, k_{i2}, k_{i3}, k_{p1}, k_{p2}, k_{p3}$ ) est réalisé par la méthode de placement de pôles (voir l'annexe C), et les paramètres du véhicule électrique utilisés pour la simulation sont dans le tableau 4.1. À partir des résultats de simulation illustrés dans la figure 4.10, on voit que la vitesse mesurée suit la référence avec un petit déplacement, où on voit que les deux signaux sont superposés, avec une erreur de l'ordre de  $10^{-4}$ .

Tableau 4-1 Paramètres du véhicule électrique

Paramètres	Valeurs
Tension de la batterie	400 V
Résistance de l'induit	0.35 Ohm
Inductance de l'induit	$6.5 \cdot 10^{-3} \text{H}$
Résistance de l'inducteur	0.35 Ohm
Inductance de l'inducteur	0.3 H
Coefficient du couple	1.2396 N m/A
Rayon d'une roue	0.26 m
Rapport de réduction	5
Masse du véhicule	155 Kg

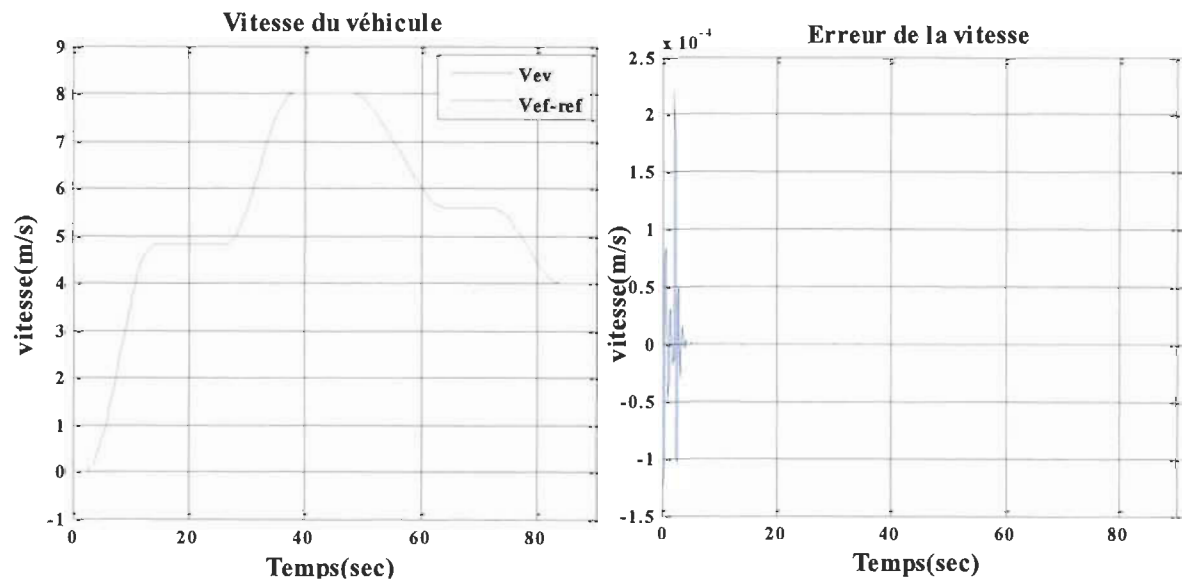


Figure 4.10 Vitesse du véhicule électrique

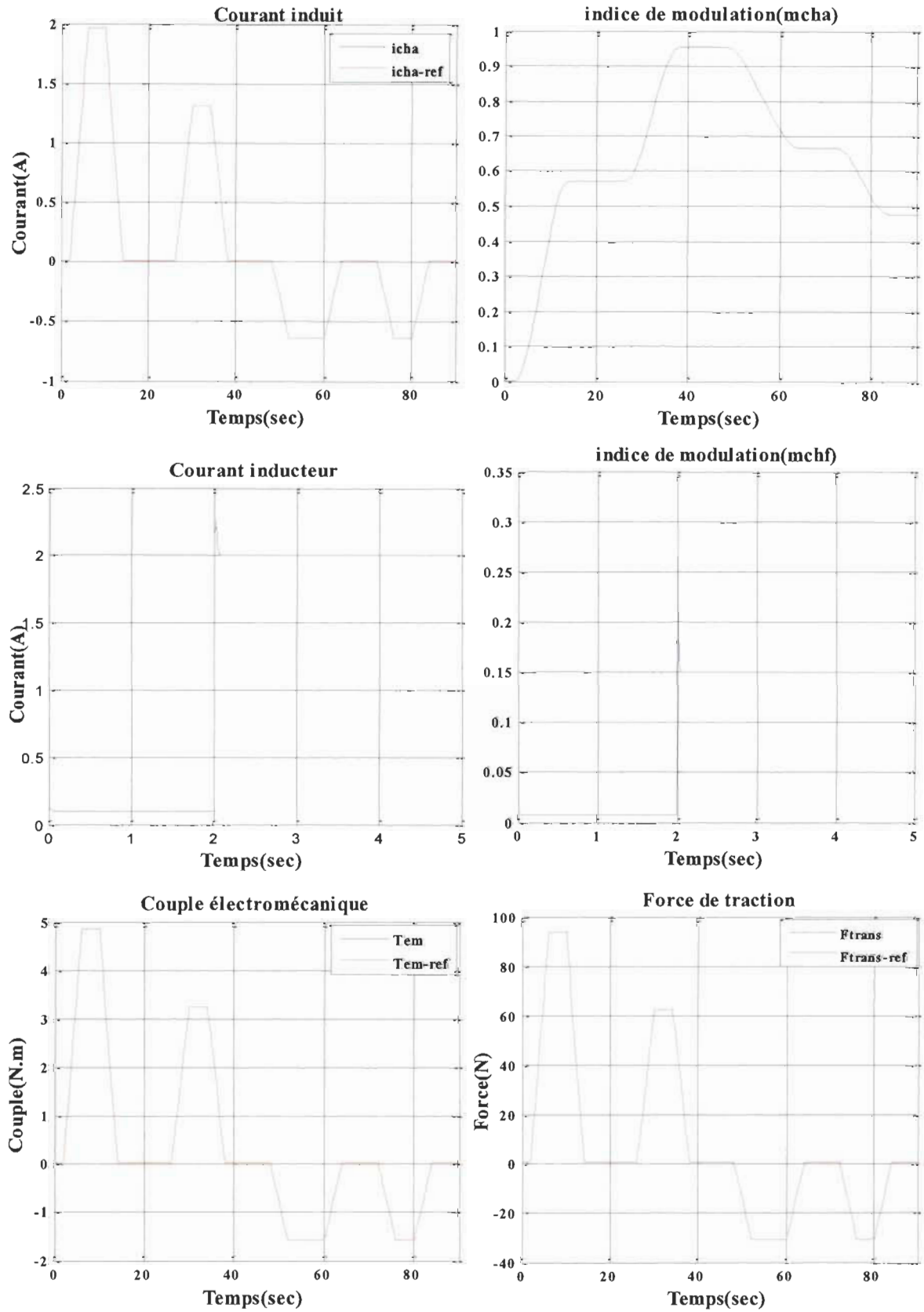


Figure 4.11 Résultats de simulation du véhicule électrique

Pour tester la robustesse de notre commande, nous avons augmenté la masse du véhicule de 20% à la 65<sup>ème</sup> seconde. Nous avons présenté le seul changement dans le résultat de simulation dans la figure 4.12 qui représente l'erreur de la vitesse, par contre le reste des résultats n'a pas changé. À partir de la figure 4.12 nous remarquons une petite augmentation de l'erreur à partir de la 72<sup>ème</sup> seconde, et cela dû à la variation de la vitesse du véhicule qui nécessite l'intervention du régulateur. Mais à part cette petite variation, le changement de la masse du véhicule n'a aucun effet sur les résultats de simulations.

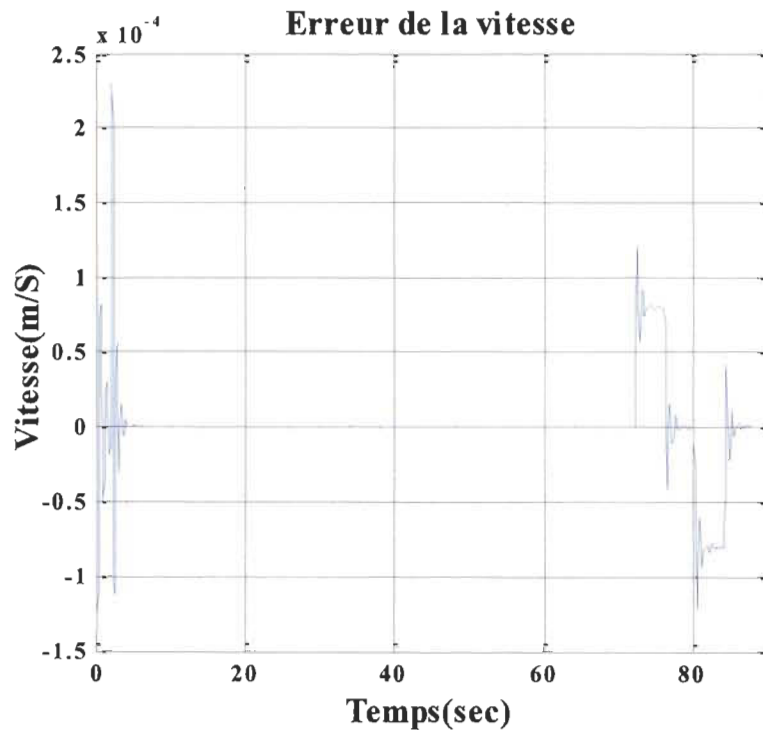


Figure 4.12 Erreur de la vitesse avec augmentation du 20% de la masse du VE à partir de  $t=65s$

Nous avons fait un autre test de robustesse, où nous avons diminué la valeur de la résistance d'induit  $R_a$  de 50%, mais cela n'affecte pas les résultats de simulation présentés sur la figure 4.11, sauf en changeant la force résistante.

## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, une nouvelle approche de conception des contrôleurs a été développée. Ce système de contrôle a été dérivé de la REM du système, qui est une description graphique fonctionnelle, et le *Backstepping* qui est une approche récursive qui permet la structuration du système de contrôle dans les systèmes complexes.

En premier temps l'approche a été validée sur un système générique qui est un circuit HLC, puis la conception hybride REM-*backstepping* de contrôleurs a été proposée pour contrôler la vitesse d'un véhicule électrique à une valeur de référence, où les entrées de commande sont les indices de modulation des hacheurs.

En utilisant cette nouvelle approche de conception des contrôleurs, la stabilité de l'ensemble du système a été garantie avec l'approche de *Backstepping*, alors que le mécanisme de contrôle final a de fortes similitudes avec la structure maximale de commande obtenue par la Représentation énergétique macroscopique dans [4.6].

Dans le prochain chapitre, afin de valider notre méthode dans les applications de répartition des charges; on va étudier la répartition de la charge dans un système constitué de deux moteurs à courant continu avec un arbre rigide commun.

## **Chapitre 5 - Commande REM-*backstepping* pour le partage de charge de deux moteurs à courant continu avec un arbre rigide commun**

### **5.1 Introduction**

Les moteurs à courant continu sont largement utilisés dans l'industrie, en raison de leur conception simple d'une part et le faible coût de leur entretien relativement en comparaison avec les autres types des machines électriques d'autre part. Ils sont plus pour piloter des charges à vitesse réglable. Néanmoins avec les développements récents dans l'électronique de puissance, certaines de ces charges sont devenues trop grandes (plus de 5000 HP), ce qui n'est pas pratique pour les entraîner avec un seul moteur [5.1].

Récemment, l'utilisation de deux moteurs ou plus à la place d'un seul moteur a trouvé une large application dans les industries, comme les tables à rouleaux, ventilateurs, les tapis roulants, moteurs de roues de la grue, les moteurs de l'usine utilisés en fer et des pâtes et papiers, etc. [5.2]. Mais l'étape qui peut être considérée comme l'étape la plus importante après avoir couplé deux moteurs est la manière que les moteurs partagent la charge entre eux, ou bien la répartition de charge.

Plusieurs stratégies pour la répartition des charges ont été proposées. Dans ce chapitre nous allons étudier le cas proposé dans [5.1] pour le partage d'une charge commune dans un système d'entraînement constitué de deux moteurs à courant continu avec un arbre rigide commun, en utilisant l'approche la conception hybride REM-*backstepping* de contrôleurs pour assurer le contrôle de l'ensemble de système.

Pour réaliser ce travail nous commencerons tout d'abord par présenter la structure de modèle d'étude, ensuite nous allons utiliser la Structure Maximale de Commande (SMC) pour étudier la répartition de charge dans ce système. La troisième partie de ce chapitre sera consacrée pour faire la conception de système de commande à base de la *REM-backstepping*, et en finissant présenter les résultats de simulation qui confirment la performance précise et robuste et la facilité de réglage, présentées par la structure de contrôle proposée.

## 5.2 La structure du système du partage de la charge

Le système d'étude est constitué de deux moteurs à courant continu qui partagent une charge commune comme il est illustré dans la figure 5.1.

La conception peut être réalisée d'une manière telle que les deux moteurs peuvent contribuer la même quantité de la charge totale dans le cas où les moteurs à courant continu sont identiques ce qui n'est pas réalisable en pratique, ou contribuer en partie à la charge totale et proportionnellement à leurs couples nominaux dans le cas où les deux moteurs ne sont pas identiques [5.1]. Le résultat de la modélisation du système en utilisant la REM est illustré dans la figure 5.2. Les différents éléments sont définis en fonction des propriétés énergétiques, en utilisant les équations suivantes.

L'équation de tension d'induit en régime dynamique est donnée par :

$$\begin{cases} u_{a1} - e_{a1} = r_{a1}i_{a1} + L_{a1} \frac{di_{a1}}{dt} \\ u_{a2} - e_{a2} = r_{a2}i_{a2} + L_{a2} \frac{di_{a2}}{dt} \end{cases} \quad (5.1)$$

où

$$\begin{cases} u_{a1} = m_{ha1}u_{ba1} \\ i_{a1} = m_{ha1}i_{h1} \end{cases} \quad (5.2)$$



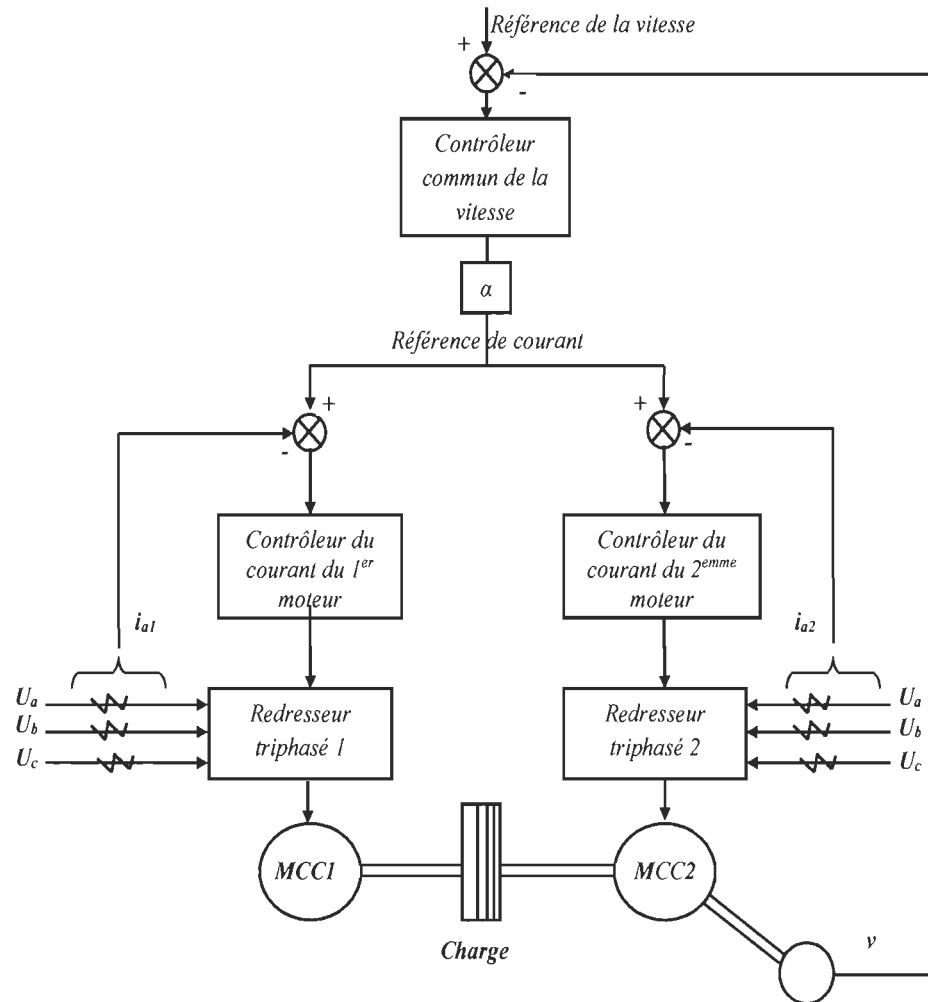


Figure 5.1 Schéma du système de répartition de charge [5.1]

$$\begin{cases} u_{a2} = m_{ha2} u_{bat} \\ i_{a2} = m_{ha2} i_{h2} \end{cases} \quad (5.3)$$

L'équation mécanique du moteur est donnée par :

$$J \frac{dv}{dt} = C_{em} - C_r = (C_{em1} + C_{em2}) - C_r \quad (5.4)$$

L'équation du couple électromagnétique est:

$$\begin{cases} C_{em1} = K_{m1} i_{a1} \\ C_{em2} = K_{m2} i_{a2} \end{cases} \quad (5.5)$$

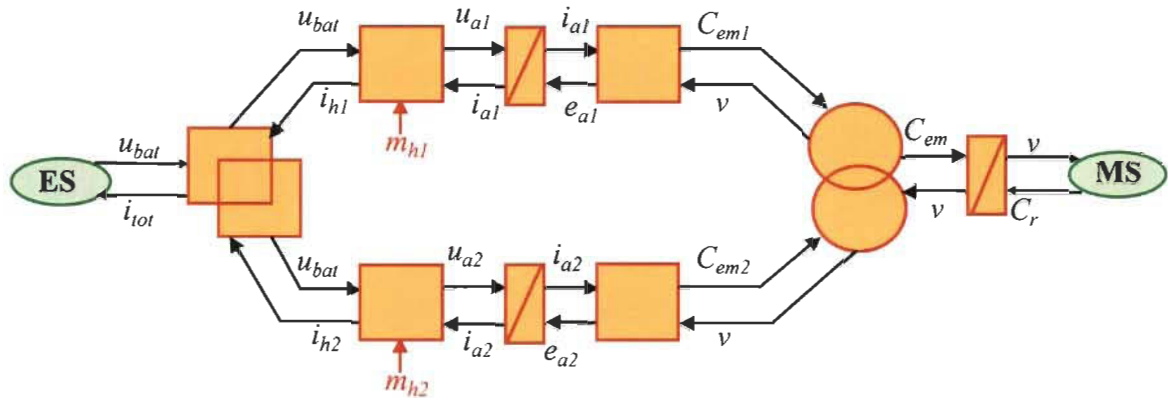


Figure 5.2 REM du système de répartition de charge

### 5.3 Conception du système de commande à base de la SMC

Comme nous avons montré dans le deuxième chapitre, la structure maximale de commande (SMC) est déduite à partir de la modélisation par la REM du système, en utilisant des règles d'inversion comme montre la figure 5.3. La SMC est composée de trois contrôleurs (inversions indirectes), et quatre inversions directes, ainsi qu'une inversion de couplage dont l'entrée est un critère de répartition  $\alpha$ .

Comme notre objectif principal est d'étudier la répartition de la charge sur les deux moteurs à courant continu, on considère que toutes les variables sont mesurables, sans avoir passé par l'estimation des variables.

Nous commençons par l'équation (5.4) qui est représentée par un élément d'accumulation; son inversion indirecte nécessite un contrôleur  $C_v(t)$  pour donner la référence de couple électromécanique:

$$C_{em-ref} = C_v(t)(v_{mes} - v_{ref}) + C_r \quad (5.6)$$

Où  $v_{mes}$  est la vitesse du système mesurée.

Le critère de répartition est utilisé pour inverser le couplage mécanique entre les deux moteurs, ainsi pour la répartition de la charge et définir les références des couples électromécaniques pour les deux moteurs ( $C_{em1-ref}$  et  $C_{em2-ref}$ ), en utilisant l'équation suivante :

$$\begin{cases} C_{em1-ref} = \alpha C_{em-ref} \\ C_{em2-ref} = (1 - \alpha) C_{em1-ref} \end{cases}, \text{ où } 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (5.7)$$

Les références de courant ( $i_{a1-ref}$  et  $i_{a2-ref}$ ) sont directement obtenues à partir de couples de référence par une inversion de l'équation (5.5):

$$\begin{cases} i_{a1-ref} = \frac{1}{K_{m1}} C_{em1-ref} \\ i_{a2-ref} = \frac{1}{K_{m2}} C_{em2-ref} \end{cases} \quad (5.8)$$

Pour obtenir les tensions de référence ( $u_{a1-ref}$  et  $u_{a2-ref}$ ), et puisque le courant est une variable d'état (d'accumulation d'énergie), il nécessite un contrôleur  $C_i(t)$  pour inverser la relation (5.1):

$$\begin{cases} u_{a1-ref} = C_{i1}(t)(i_{a1-mes} - i_{a1-ref}) \\ u_{a2-ref} = C_{i2}(t)(i_{a2-mes} - i_{a2-ref}) \end{cases} \quad (5.9)$$

Où  $i_{a1-mes}$  et  $i_{a2-mes}$  sont les courants d'induit mesurés.

Par la suite, les indices de modulations sont déduits par une inversion directe des équations (5.2) et (5.3) :

$$\begin{cases} m_{ha1} = \frac{u_{a1-ref}}{u_{bat}} \\ m_{ha2} = \frac{u_{a2-ref}}{u_{bat}} \end{cases} \quad (5.10)$$

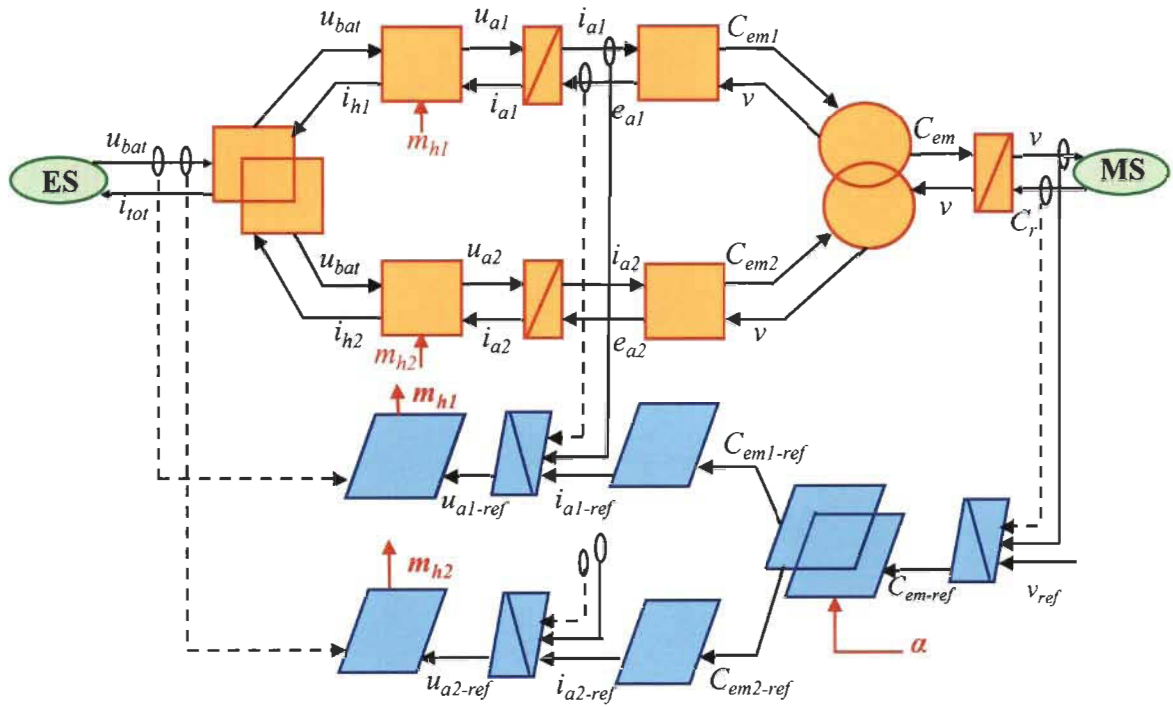


Figure 5.3 Structure de contrôle par SMC du système de répartition de charge

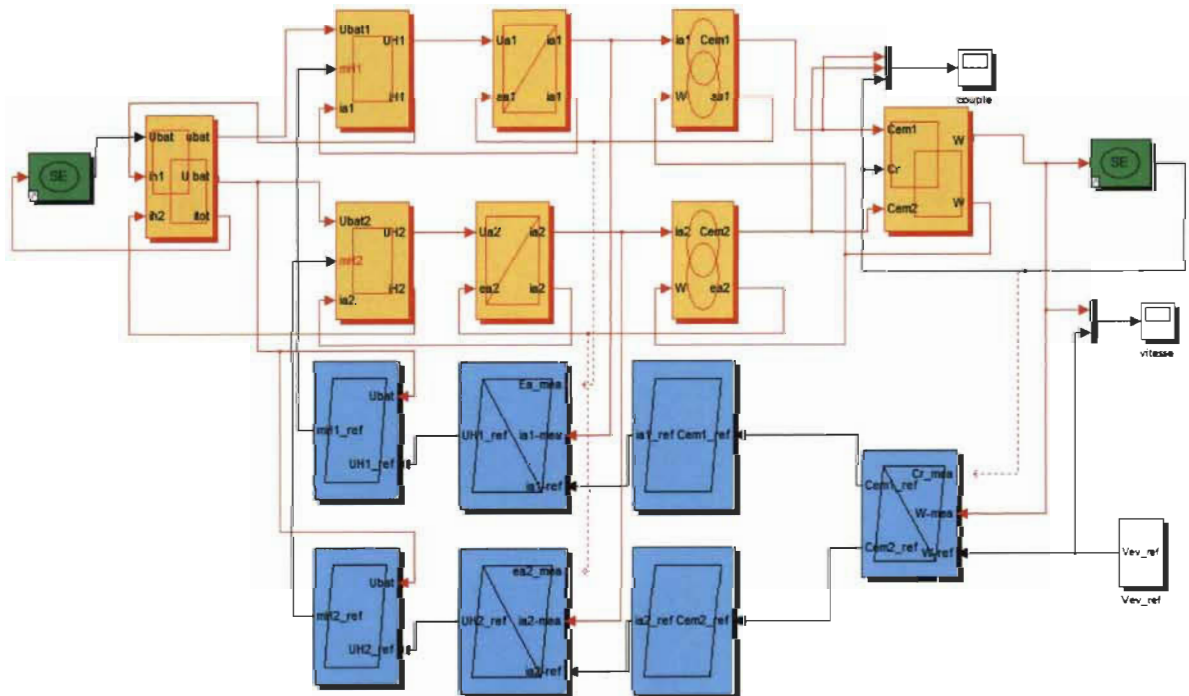


Figure 5.4 Modèle Simulink™/Matlab® de la simulation du système de répartition de charge

Nous avons simulé le modèle de la figure 5.4 sur Simulink<sup>TM</sup>/Matlab®, en utilisant les paramètres des moteurs donnés par le tableau 5-1, avec un facteur de répartition de charge  $\alpha=0.6$ , donc le premier moteur sera chargé de 60% de la charge et le deuxième moteur à 40% de la charge, le résultats de simulations sont illustrés à la figure 5.5.

Tableau 5-1 Paramètres des moteurs

<b>Paramètres électriques</b>	<b>Moteurs 1</b>	<b>Moteurs 2</b>
Tension de la batterie	220 V	220 V
Résistance de l'induit	3.13 Ohm	2.05 Ohm
Inductance de l'induit	$6.5 \cdot 10^{-3} \text{H}$	$2.1 \cdot 10^{-3} \text{H}$
Coefficient du couple	1.2396 N m/A	0.8 N m/A

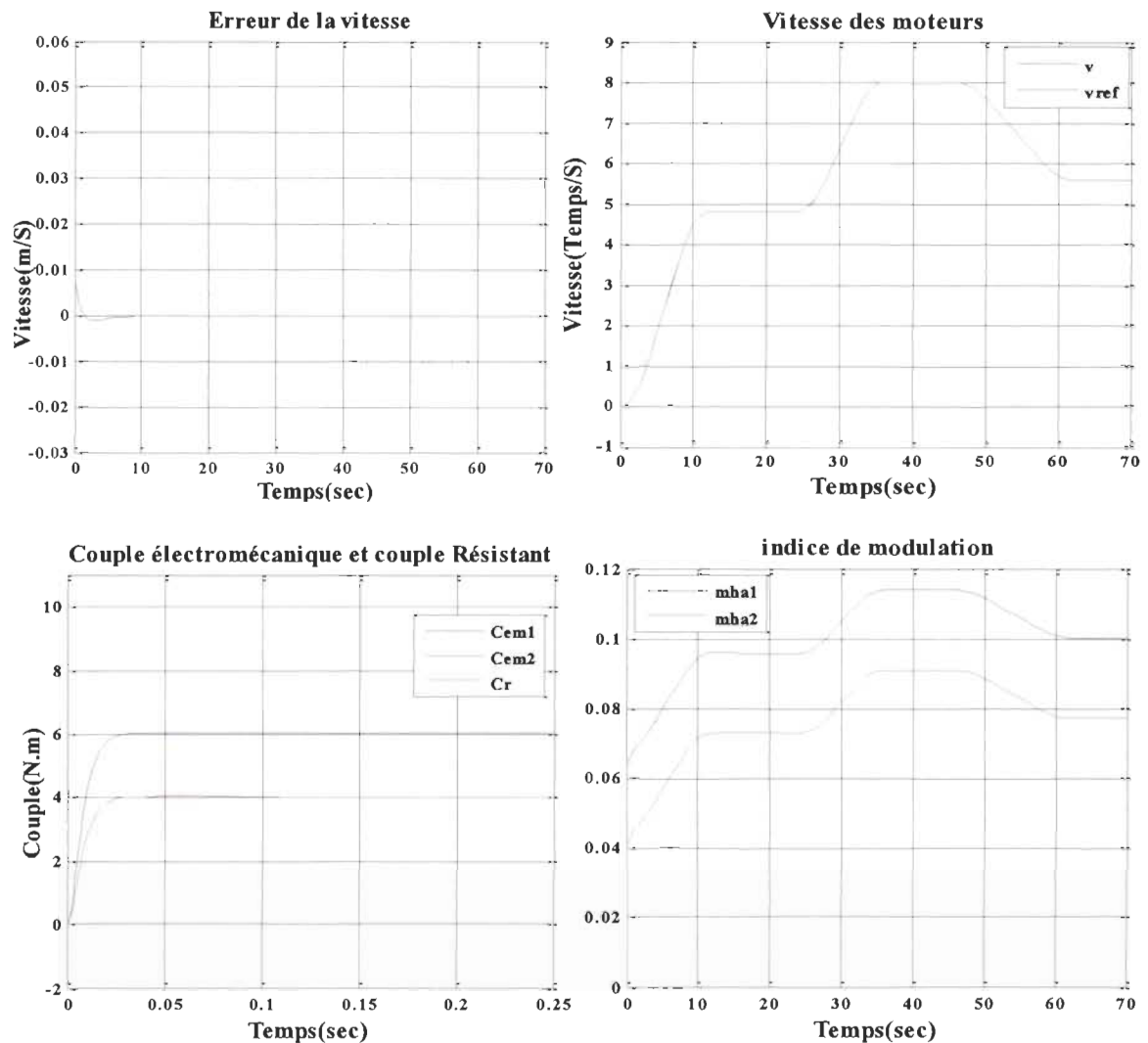


Figure 5.5 Résultats de simulation par SMC du système de répartition de charge pour  $\alpha=0.6$

Les résultats de simulations montrent la justesse de la commande, où le partage de la charge est réalisé après un régime transitoire, avec un temps de réponse et de stabilisation différents pour les deux moteurs, et cela dû au choix des deux moteurs, qui sont dans notre cas différents.

Nous remarquons aussi que les deux moteurs tournent avec la même vitesse de référence avec une erreur de l'ordre de  $10^{-2}$ , avec un indice de modulation qui dépend du profil de la vitesse et des exigences de couple de chaque moteur.

#### 5.4 Conception du système de commande à base de l'approche REM- *backstepping*

Conformément à l'approche proposée dans le quatrième chapitre, la conception hybride REM-*Backstepping* de contrôleurs est déduite de la REM pour la structuration de modèle et de contrôle (contrôleurs PID, PD...), et la théorie de stabilité de Lyapunov pour l'évaluation de la stabilité (*backstepping*).

Afin de réaliser le système de commande à base de notre approche, pour le partage d'une charge commune dans un système d'entraînement constitué de deux moteurs à courant continu avec un arbre rigide commun, comme il est illustré dans la figure 5.2, nous considérons l'étude du système par l'approche du *backstepping*-correcteurs PI avec normalisation des correcteurs P en fonction des paramètres, avec fonction candidate de Lyapunov basée sur l'énergie des éléments d'accumulation pour imposer les entrées de commande  $m_{h1}$  et  $m_{h2}$ .

##### ➤ *Couple électromécanique de référence $C_{em-ref}$*

Posons, pour la boucle de la vitesse :

$$e_1 = v - v_{ref} \quad (5.11)$$

Où nous avons adopté la convention de signe des erreurs typiquement employée pour la commande non linéaire.

Nous développons la dérivée de l'erreur :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{v} - \dot{v}_{ref} \\ &= \frac{1}{J}(C_{em} - C_r) - \dot{v}_{ref} \end{aligned} \quad (5.12)$$

Pour stabiliser la boucle de vitesse, posons une fonction candidate de Lyapunov  $V_1$  (fonction définie positive) et cherchons à obtenir une fonction définie négative pour la dérivée de cette fonction (pour assurer la stabilité asymptotique) :

$$V_1 = \frac{J}{2} e_1^2 + \frac{K_{i1}}{2} \left( \int e_1(\tau) d\tau \right)^2 \quad (5.13)$$

Donc :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= J e_1 \dot{e}_1 + K_{i1} e_1 \int e_1 dt \\ &= J e_1 \left[ \frac{1}{J} (C_{em} - C_r) - v_{ref} \right] + K_{i1} e_1 \int e_1 dt \end{aligned} \quad (5.14)$$

Définissons la deuxième erreur :

$$e_2 = C_{em} - C_{em-ref} \quad (5.15)$$

$$\dot{V}_1 = e_1 e_2 + e_1 \left[ C_{em-ref} - C_r - J v_{ref} + K_{i1} \int e_1 dt \right] \quad (5.16)$$

En supposant que  $e_2$  sera stabilisée par la prochaine boucle de commande, définissons la consigne suivante qui permet de compenser les termes qui ne dépendent pas de l'erreur et qui ajoute un correcteur (PI) :

$$C_{em-ref} = C_r + J v_{ref} - K_{i1} \int e_1 dt - K_{p1} e_1 \quad (5.17)$$

Alors:

$$\dot{V}_1 = -K_{p1} e_1^2 + e_1 e_2 \quad (5.18)$$

➤ **Répartition de Couple électromécanique de référence  $C_{em-ref}$ :**



Nous allons utiliser le même critère de répartition  $\alpha$  qui est utilisé dans l'équation (5.7) et définir les références des couples électromécaniques pour les deux moteurs ( $C_{em1-ref}$  et  $C_{em2-ref}$ ).

Définissons la deuxième et la troisième erreur  $e_{21}$  et  $e_{22}$  :

$$\begin{aligned} e_{21} &= C_{em1} - C_{em1-ref} \\ e_{22} &= C_{em2} - C_{em2-ref} \end{aligned} \quad (5.19)$$

Où

$$e_2 = e_{21} + e_{22} \quad (5.20)$$

Utilisons l'équation (5.7), nous écrivons :

$$\begin{aligned} e_{21} &= C_{em1} - \alpha C_{em-ref} \\ e_{22} &= C_{em2} - (1 - \alpha) C_{em-ref} \end{aligned} \quad (5.21)$$

➤ **Courants de références  $i_{a1-ref}$  et  $i_{a2-ref}$  :**

Utilisons l'approche de la SMC pour définir les courants de référence  $i_{a1-ref}$  et  $i_{a2-ref}$ .

$$\begin{aligned} i_{a1-ref} &= \frac{C_{em1-ref}}{K_{m1}} \\ i_{a2-ref} &= \frac{C_{em2-ref}}{K_{m2}} \end{aligned} \quad (5.22)$$

➤ **Tension de références  $u_{h1-ref}$  et  $u_{h2-ref}$  :**

Définissons la quatrième et la cinquième erreur  $e'_{21}$  et  $e'_{22}$  :

$$\begin{aligned}
e'_{21} &= \frac{e_{21}}{K_{m1}} = i_{a1} - i_{a1-ref} \\
e'_{22} &= \frac{e_{22}}{K_{m2}} = i_{a2} - i_{a2-ref}
\end{aligned} \tag{5.23}$$

De telle sorte que l'équation (5.18) devient :

$$\begin{aligned}
\dot{V}_1 &= -K_{p1}e_1^2 + e_1(K_{m1}e'_{21} + K_{m2}e'_{22}) \\
&= -K_{p1}e_1^2 + K_{m1}e_1e'_{21} + K_{m2}e_1e'_{22}
\end{aligned} \tag{5.24}$$

Nous allons définir la deuxième et la troisième fonction candidate de Lyapunov  $V_2$  et  $V_3$ , de sorte que nous allons définir de  $V_2$  la tension de référence  $u_{h1-ref}$  qui permet de compenser le terme  $e_1e'_{21}$  dans  $\dot{V}_1$  qui ajoute un correcteur (PI), et nous allons définir de  $V_3$  la tension de référence  $u_{h2-ref}$  qui permet de compenser le terme  $e_1e'_{22}$  dans  $\dot{V}_1$  qui ajoute un correcteur (PI).

Pour stabiliser la boucle de tension dans le premier moteur, et définir la tension de référence  $u_{h1-ref}$ , nous développons la dérivée de l'erreur  $e'_{21}$  :

$$\begin{aligned}
\dot{e}'_{21} &= \dot{i}_{a1} - \dot{i}_{a1ref} \\
&= \frac{1}{L_{a1}}(u_{h1} - e_{a1} - R_{a1}i_{a1}) - \dot{i}_{a1-ref}
\end{aligned} \tag{5.25}$$

Définissons

$$V_2 = V_1 + \frac{L_{a1}}{2} e_{21}^2 + \frac{K_{i21}}{2} \left( \int e'_{21}(\tau) d\tau \right)^2 \tag{5.26}$$

Alors

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + L_{a1} e'_{21} \dot{e}'_{21} + K_{i21} e'_{21} \int e'_{21} dt \\
&= \dot{V}_1 + L_{a1} e'_{21} \left[ \frac{1}{L_{a1}} (u_{h1} - e_{a1} - R_{a1} i_{a1}) - \dot{i}_{a1-ref} \right] + K_{i21} e'_{21} \int e'_{21} dt \\
&= -K_{p1} e_1^2 + K_{m2} e_1 e'_{22} + e'_{21} \left[ K_{m1} e_1 + u_{h1} - e_{a1} - R_{a1} \dot{i}_1 - L_{a1} \dot{i}_{a1-ref} + K_{i21} \int e'_{21} dt \right]
\end{aligned} \tag{5.27}$$

En supposant que  $e'_{22}$  sera stabilisée par la prochaine boucle de commande, et que  $u_{h1}$  peut être imposé presque instantanément et avec une faible erreur, tel que nous posons  $u_{h1} = u_{h1-ref}$ . Définissons:

$$u_{h1-ref} = e_{a1} + R_{a1} \dot{i}_1 + L_{a1} \dot{i}_{a1-ref} - K_{m1} e_1 - K_{p21} e'_{21} - K_{i21} \int e'_{21} dt \tag{5.28}$$

Alors

$$\dot{V}_2 = -K_{p1} e_1^2 + K_{m2} e_1 e'_{22} - K_{p21} e'_{21}^2 \tag{5.29}$$

Pour stabiliser la boucle de tension dans le deuxième moteur, et définir la tension de référence  $u_{h2-ref}$ , nous développons la dérivée de l'erreur  $e'_{22}$

$$\begin{aligned}
\dot{e}'_{22} &= \dot{i}_{a2} - \dot{i}_{a2-ref} \\
&= \frac{1}{L_{a2}} (u_{h2} - e_{a2} - R_{a2} i_{a2}) - \dot{i}_{a2-ref}
\end{aligned} \tag{5.30}$$

Définissons

$$V_3 = V_2 + \frac{L_{a2}}{2} e'_{22}{}^2 + \frac{K_{i22}}{2} \left( \int e'_{22}(\tau) d\tau \right)^2 \tag{5.31}$$

Alors

$$\begin{aligned}
\dot{V}_3 &= \dot{V}_2 + L_{a2} e'_{22} \dot{e}'_{22} + K_{i22} e'_{22} \int e'_{22} dt \\
&= \dot{V}_2 + L_{a2} e'_{22} \left[ \frac{1}{L_{a2}} (u_{h2} - e_{a2} - R_{a2} i_{a2}) - \dot{i}_{a2-ref} \right] + K_{i22} e'_{22} \int e'_{22} dt \\
&= -K_{p1} e_1^2 - K_{p21} e'_{21}{}^2 + e'_{22} \left[ K_{m2} e_1 + u_{h2} - e_{a2} - R_{a2} i_{a2} - L_{a2} \dot{i}_{a2-ref} + K_{i22} \int e'_{22} dt \right]
\end{aligned}
\tag{5.32}$$

Nous avons considéré que  $u_{h2}$  peut être imposé presque instantanément et avec une faible erreur, tel qu'on pose  $u_{h2} = u_{h2-ref}$ , alors :

$$u_{h2-ref} = e_{a2} + R_{a2} i_2 + L_{a2} \dot{i}_{a2-ref} - K_{m2} e_1 - K_{p22} e'_{22} - K_{i22} \int e'_{21} dt \tag{5.33}$$

Et la dérivée de la fonction candidate finale de Lyapunov est définie par :

$$\dot{V}_3 = -K_{p1} e_1^2 - K_{p21} e'_{21}{}^2 - K_{p22} e'_{22}{}^2 \tag{5.34}$$

et le point d'équilibre  $(e'_1, e'_{21}, e'_{22}) = 0$  est stable asymptotiquement.

➤ **Indices de modulation  $m_{h1-ref}$  et  $m_{h2-ref}$ :**

Le signal de commande est obtenu par inversion du convertisseur de puissance:

$$m_{h1-ref} = \frac{u_{h1-ref}}{U_{bat}} \tag{5.35}$$

$$m_{h2-ref} = \frac{u_{h2-ref}}{U_{bat}} \tag{5.36}$$

Le schéma global de la commande hybride REM-Backstepping ainsi que le modèle Simulink<sup>TM</sup>/Matlab<sup>®</sup> sont présentés dans la figure 5.5 et la figure 5.6.

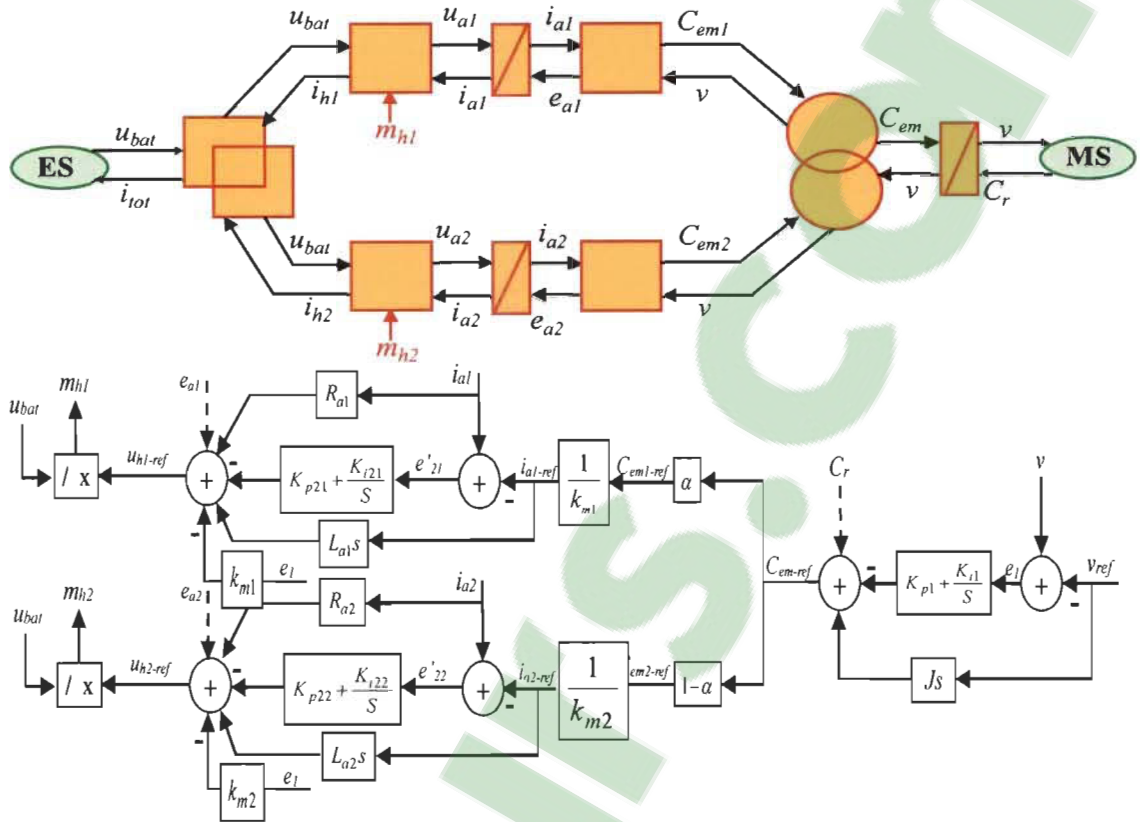


Figure 5.6 Schéma global de la commande hybride REM-Backstepping du système de répartition de charge

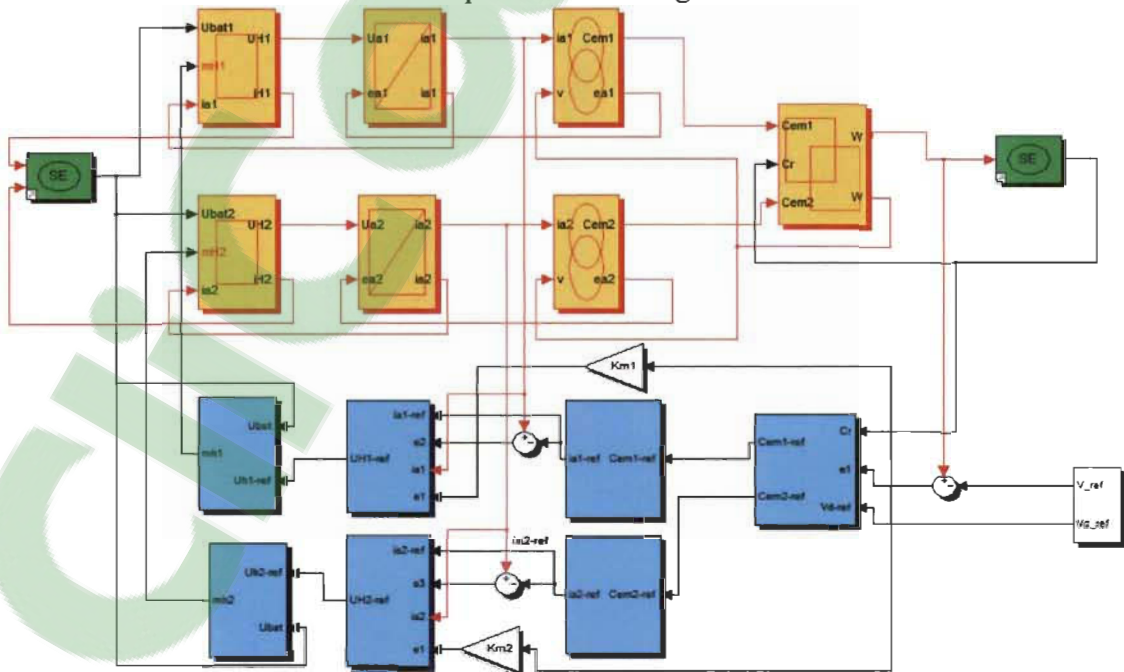


Figure 5.7 Modèle Simulink de la simulation du système de répartition de charge par la commande hybride REM-Backstepping

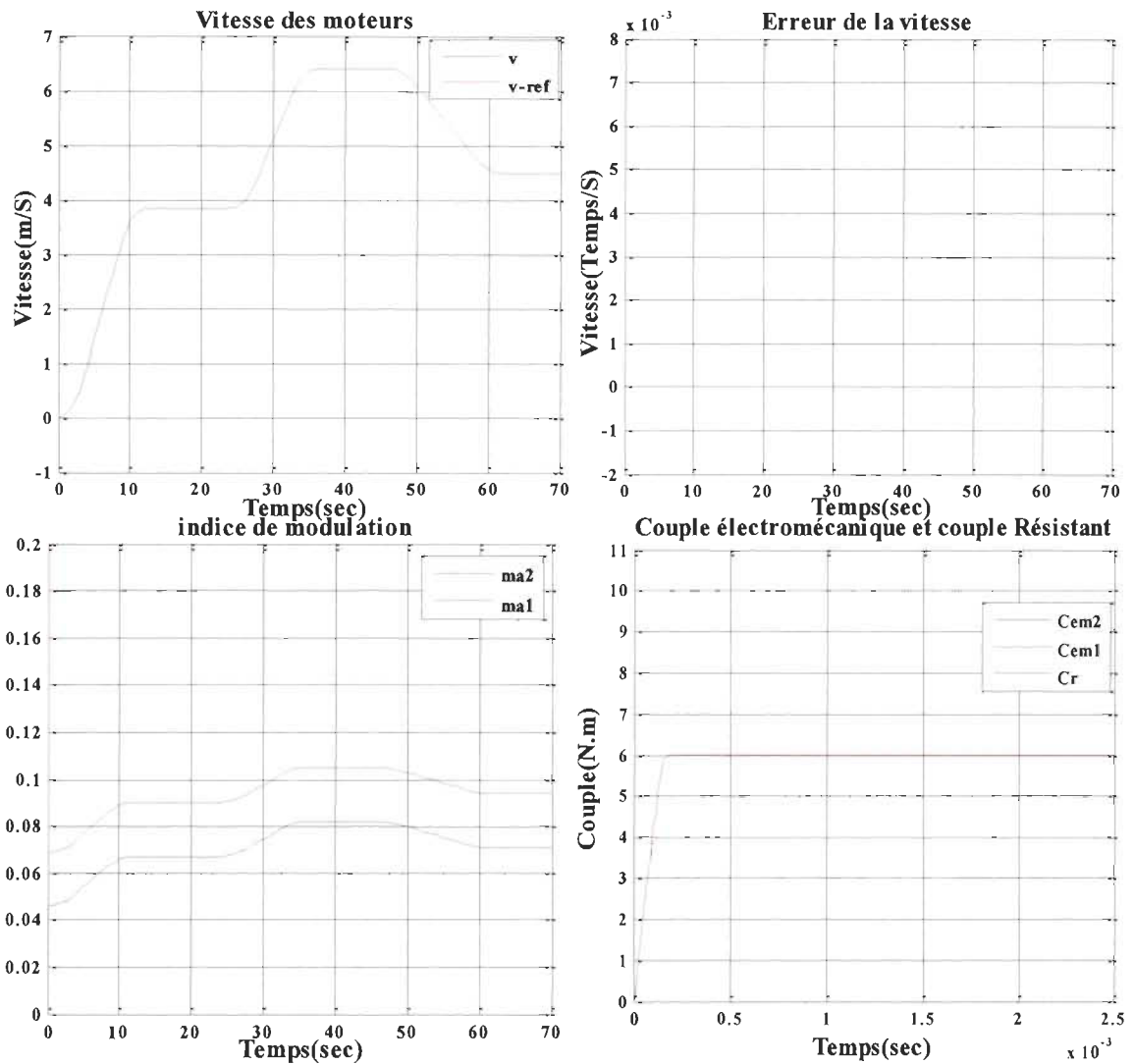


Figure 5.8 Résultats de simulation de la commande hybride REM-Backstepping du système de répartition de charge pour deux moteurs identiques avec  $\alpha=0.6$

Nous avons simulé le modèle sur la figure 5.7 sur Simulink<sup>TM</sup>/Matlab®, en utilisant les paramètres des moteurs données par le tableau 5-1, pour plusieurs cas de la répartition de charge.

Pour la figure 5.8 nous étudions le cas où les deux moteurs sont identiques (deux moteurs avec les paramètres du moteur 1), mais avec une répartition de charge différente, où nous avons donné au premier moteur 60% de la charge et au deuxième 40%. Nous

remarquons que le partage de charge est réalisé avec le même temps de réponse parce que les moteurs sont identiques.

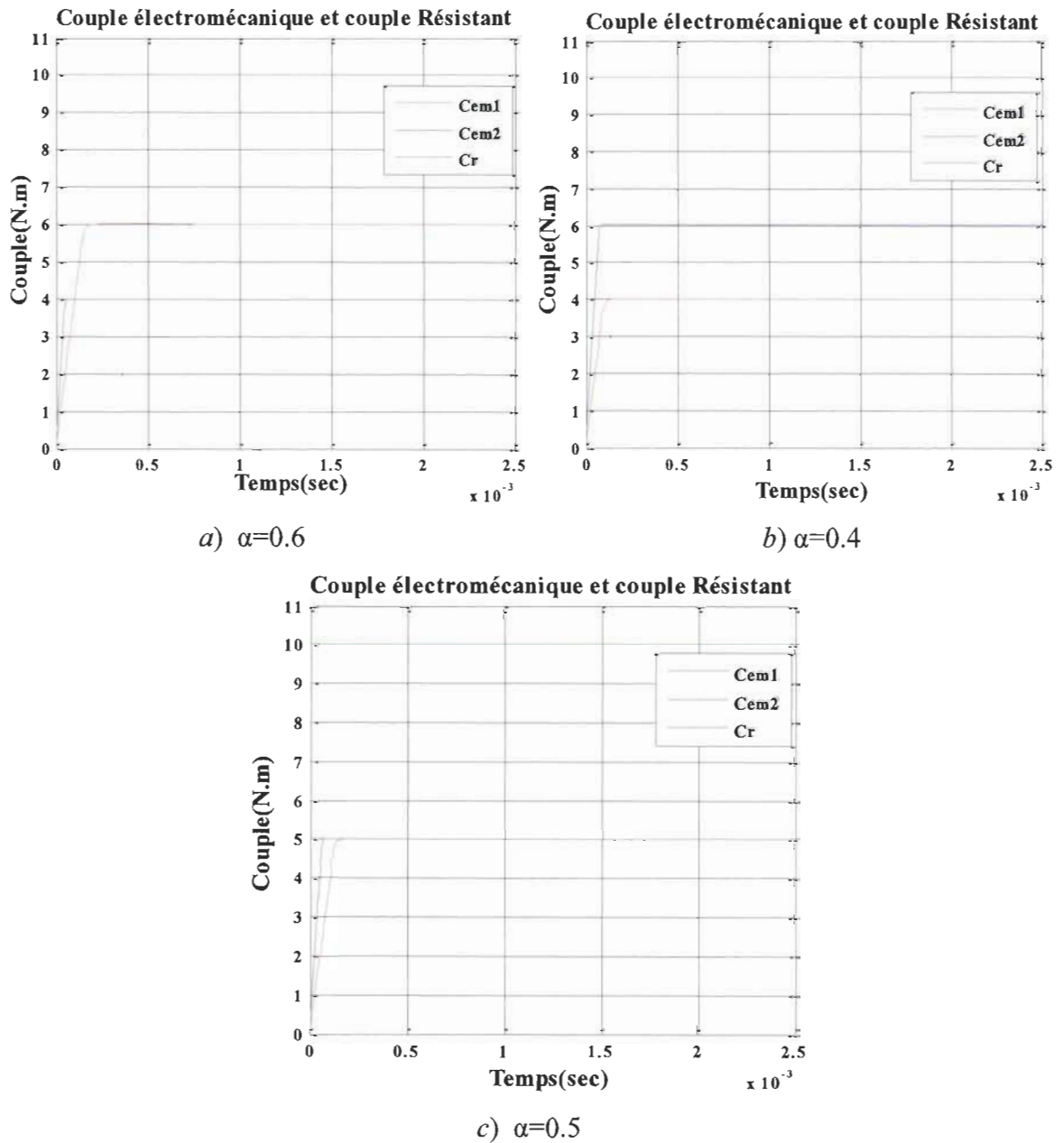


Figure 5.9 Résultats de simulation de la commande hybride REM-Backstepping du système de répartition de charge pour deux moteurs différents

Dans cette partie nous avons étudié le cas de deux moteurs différents avec plusieurs cas de facteur de répartition  $\alpha$ . On voit que le couple résistant est toujours réparti sur les deux

moteurs mais avec des temps de réponse qui diffèrent d'un cas à l'autre dû aux paramètres électriques des deux moteurs.

## 5.5 Conclusion

Nous avons focalisé notre étude dans ce chapitre sur la répartition d'une charge commune dans un système d'entraînement constitué de deux moteurs à courant continu avec un arbre rigide commun, à l'aide de la REM pour l'objectif d'organiser le modèle du système qui est défini par certaines hypothèses, et pour la commande nous avons commencé la conception de la loi de commande à base de la SMC, puis nous avons appliqué l'approche par *backstepping*-contrôleur *PI*.

Nous avons étudié plusieurs cas de la répartition de la charge. Les résultats de simulations montrent la justesse de notre méthodologie proposée, et la grande similitude entre la SMC et le *backstepping*, où à partir de la figure 5.4 et la figure 5.6 nous voyons que la commande *backstepping* est une Structure Maximale de Commande avec des termes de plus dans certaines boucles qui donnent à notre commande une flexibilité de plus, ainsi que le bon choix de ces termes nous donne une commande plus fiable.

Le dernier chapitre sera consacré à la conclusion générale, où nous discutons les résultats, les limites de travail et des recommandations pour les projets futurs.



## Chapitre 6 - Conclusion générale

Une nouvelle méthodologie de conception hybride (*REM-Backstepping*) d'un système de contrôle pour les systèmes couplés a été proposée dans ce travail. La méthodologie se base sur deux outils principaux : Représentation Énergétique Macroscopique (REM) pour la structuration de modèle et de contrôle (contrôleurs PID, PD...), et la théorie de stabilité de Lyapunov pour l'évaluation de la stabilité (*backstepping*).

La méthode de conception des contrôleurs hybrides *REM-backstepping* a été validée à l'aide de modèles génériques (des circuits filtres R-L-C). Ensuite nous avons proposé l'approche pour le contrôle de la vitesse d'un véhicule électrique, et pour atteindre notre dernier objectif proposé, nous avons fait la conception de la loi de commande à base de la *REM-Backstepping* pour le partage de la charge de deux moteurs à courant continu avec un arbre rigide commun.

Les résultats de simulations démontrent l'efficacité et la justesse de cette nouvelle approche, soit pour la commande de la vitesse du véhicule électrique ou pour le partage de la charge. Utiliser cette nouvelle approche de conception des contrôleurs assure la stabilité de l'ensemble du système, avec l'approche de *Backstepping* qui se base sur la théorie de stabilité de Lyapunov, en développant des contrôleurs (*P, PD, PI, PID...*), qui est l'avantage principal de cette approche contrairement à la commande REM-SMC. Cet avantage est une solution de certains problèmes dans le domaine multimoteur, où l'association des moteurs ou des sources d'énergie multiples sur une charge commune soulève la question de la stabilité du système, comme notre cas de la répartition de la charge.

Les résultats de conception des deux lois de commande présentées dans le cinquième chapitre, montrent la grande similitude entre la SMC et le *backstepping*, où nous avons présenté les boucles de *backstepping* comme des blocs de commande par inversion sur laquelle la SMC se base, mais nous avons vu qu'il y'en a des termes additionnels dans les contrôleurs, surtout dans le cas de l'inversion indirecte (élément d'accumulation d'énergie de la REM).

Pour les travaux futurs, on peut faire un développement approfondi de la méthodologie de conception hybride (REM-*Backstepping*) de contrôleurs, pour résoudre les problèmes de partage de charge dans les systèmes multimoteurs multisources d'énergie avec couplage rigide et flexible. L'expérimentation sera essentielle pour valider pleinement les modèles et les résultats présentés dans ce mémoire.

## Bibliographie

- [1.1] A. Bouscayrol, "Formalisme de Représentation et de commande appliqué aux systèmes Électromécaniques Multi machines Multi convertisseurs," Laboratoire d'Électronique et d'Électrotechnique de Puissance de Lille, France, 2003.
- [1.2] A. Bouscayrol, B. Davat, B. de Fornel, B. Francois, J. P. Hautier, F. Meibody-Tabar, *et al.*, "Multi-machine multi-converter system for drives: analysis of coupling by a global modeling," in *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, 2000, pp. 1474-1481 vol.3.
- [1.3] A. Bouscayrol, P. Delarue, B. de Fornel, J. P. Hautier, F. Meibody-Tabar, E. Monmasson, *et al.*, "Control structures for multi-machine multi-converter systems with several couplings by criteria merging," in *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, 2005, pp. 9 pp.-P.9.
- [1.4] D. Zhengato, *Nonlinear and Adaptive Control Systems*, 2013.
- [1.5] H. El Fadil, F. Giri, and J. Guerrero, "Lyapunov based control of hybrid energy storage system in electric vehicles," in *American Control Conference (ACC), 2012*, 2012, pp. 5005-5010.
- [2.1] L. Boulon, "Modelisation multiphysique des éléments de stockage et de conversion d'énergie pour les vehicules electriques hybrides. Approche systémique pour la gestion d'énergie." Université de Franche-Comte, 2009.
- [2.2] K. Chen, "Common energetic macroscopic representation and unified control structure for different hybrid electric vehicles," Université des sciences et technologies de Lille, 2010.
- [2.3] A. Bouscayrol, P. Delarue, B. de Fornel, J. P. Hautier, F. Meibody-Tabar, E. Monmasson, *et al.*, "Control structures for multi-machine multi-converter systems with several couplings by criteria merging," in *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, 2005, pp. 9 pp.-P.9.
- [2.4] Walter Lhomme, P. Delarue, A. Bouscayrol, P. Le Moigne "Comparison of Control Strategies for Maximizing Energy in a Supercapacitor Storage Subsystem," *EPE Journal* vol. 19, 2009.
- [2.5] J. N. Verhille, A. Bouscayrol, P. J. Barre, J. C. Mercieca, J. P. Hautier, and E. Semail, "Torque tracking strategy for antislip control in railway traction systems with common supplies," in *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, 2004, pp. 2738-2745 vol.4.

- [2.6] E. Semail, A. Bouscayrol, J. P. Hautier "Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines," *The european physical journal - Applied physics*, vol. 22, pp. 207-221, 2003.
- [2.7] X. Kestelyn, "Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés," Université de Lille, 2003.
- [2.8] A. Leclercq, P. Sicard, A. Bouscayrol, and B. Lemaire-Semail, "Control of a triple drive paper system based on the energetic macroscopic representation," in *Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on*, 2004, pp. 889-893 vol. 2.
- [2.9] D. Chrenko, M. C. Pera, and D. Hissel, "Fuel Cell System Modeling and Control with Energetic Macroscopic Representation," in *Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on*, 2007, pp. 169-174.
- [2.10] J.-J. E. Slotine and W. Li, *Applied nonlinear control* vol. 199: Prentice-hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [2.11] D. Nganga-Kouya, "Commande non linéaire hybride force/position pour les systèmes robotiques avec contraintes holonomiques," École de technologie supérieure, 2003.
- [3.1] M. Krstic, P. V. Kokotovic, and I. Kanellakopoulos, *Nonlinear and adaptive control design*: John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [3.2] A. J. Koshkouei, R. E. Mills, and A. S. Zinober, "Adaptive backstepping control," in *Variable Structure Systems: Towards the 21st Century*, ed: Springer, 2002, pp. 129-153.
- [3.3] P. Kokotovic, H. K. Khalil, and J. O'reilly, *Singular perturbation methods in control: analysis and design* vol. 25: Siam, 1999.
- [3.4] R. Ortega, A. J. Van der Schaft, I. Mareels, and B. Maschke, "Putting energy back in control," *Control Systems, IEEE*, vol. 21, pp. 18-33, 2001.
- [3.5] D. Zhengato, *Nonlinear and Adaptive Control Systems*, 2013.
- [3.6] O. N. Kirillov, *Nonconservative stability problems of modern physics* vol. 14: Walter de Gruyter, 2013.
- [3.7] H. K. Khalil and J. Grizzle, *Nonlinear systems* vol. 3: Prentice hall New Jersey, 1996.
- [3.8] H. K. Khalil and J. Grizzle, *Nonlinear systems* vol. 3: Prentice hall New Jersey, 2001.
- [3.9] S. Boyd , note de cours, Stanford University, Winter Quarter 2008-2009.

- [3.10] B. M. Borra, "Nonlinear UAV Flight Control Using Command Filtered Backstepping," Master of Science in Aerospace Engineering, California Polytechnic State University, 2012.
- [3.11] J. Liu, *Radial basis function neural network control for mechanical systems*: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2013.
- [3.12] F. Eshbair, *Modélisation et commande d'un système multi-moteur par la technique de commande Backstepping*, Mémoire de maîtrise en génie électrique, UQTR, 2006.
- [3.13] T. Nomura, Y. Kitsuka, H. Suemitsu, and T. Matsuo, "Adaptive backstepping control for a two-wheeled autonomous robot," in *ICCAS-SICE, 2009*, 2009, pp. 4687-4692.
- [3.14] W. Dong, J. Farrell, M. M. Polycarpou, V. Djapic, and M. Sharma, "Command filtered adaptive backstepping," *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 566-580, 2012.
- [3.15] J. J. Carroll Jr and D. M. Dawson, "Integrator backstepping techniques for the tracking control of permanent magnet brush DC motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 31, pp. 248-255, 1995.
- [3.16] F.-J. Lin, P.-H. Shen, and S.-P. Hsu, "Adaptive backstepping sliding mode control for linear induction motor drive," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 149, pp. 184-194, 2002.
- [3.17] J. Pierquin, "Contribution à la commandes des systèmes multimachines multiconvertisseurs," Université des sciences et technologie de Lille 2002.
- [3.18] J.-N. Verhille, "Représentation énergétique macroscopique du métro VAL 206 et structures de commande déduites par inversion," Arts et Métiers ParisTech, 2007.
- [4.1] R. Marino and P. Tomei, *Nonlinear control design: geometric, adaptive and robust*: Prentice Hall International (UK) Ltd., 1996.
- [4.2] J.-J. E. Slotine and W. Li, *Applied nonlinear control* vol. 199: Prentice-hall Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [4.3] R. Torkzadeh, H. N. Azadani, and A. D. Aliabad, "A genetic algorithm optimized fuzzy logic controller for UPFC in order to damp of low frequency oscillations in power systems," in *Electrical Engineering (ICEE), 2014 22nd Iranian Conference on*, 2014, pp. 706-712.
- [4.4] Y. Al-Mashhadany, "Modeling and Simulation of Adaptive Neuro-Fuzzy Controller for Chopper-Fed DC Motor Drive," in *Applied Power Electronics Colloquium (LAPEC), 2011 IEEE*, 2011, pp. 110-115.

- [4.5] M. Akki, *Commande de l'inter-distance dans un convoi de véhicules autonomes par l'imposition d'impédances virtuelles d'interaction*: Université du Québec à Trois-Rivières, 2010.
- [4.6] K. Chen, A. Bouscayrol, and W. Lhomme, "Energetic macroscopic representation and inversion-based control: Application to an electric vehicle with an electrical differential," *Journal of Asian Electric Vehicles*, vol. 6, pp. 1097-1102, 2008.
- [5.1] Cuong, Nguyen Duy, and Horst Puta. "Design of MRAS based control systems for load sharing of two DC motors with a common stiff shaft." *Control, Automation and Information Sciences (ICCAIS), 2013 International Conference on*. IEEE, 2013.
- [5.2] Iyer, Jaishankar, et al. "An improved V/F control scheme for symmetric load sharing of multi-machine induction motor drives." *Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2011 24th Canadian Conference on*. IEEE, 2011.

## Annexe A – Conception hybride REM-*backstepping* de contrôleurs pour des modèles génériques

Dans cette partie de l'annexe, nous allons présenter les schémas des correcteurs REM-*Backstepping* de modèles génériques, en utilisant plusieurs cas du choix de la fonction candidate de Lyapunov. Ce travail est un extrait d'un rapport transmis par mon directeur de recherche M. Pierre Sicard.

### *A- Étude du circuit H-LC par l'approche du backstepping – correcteurs P avec fonction candidate de Lyapunov sans considération des paramètres du modèle ( $V_N$ )*

Posons

$$V_{N1} = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (\text{A.1})$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_{N1} &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= \frac{1}{C} (e_1 e_2 + e_1 (x_{2ref} - i_{env} - C \dot{x}_{1ref})) \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

En supposant que  $e_2$  sera stabilisée par la prochaine boucle de commande, définissons

$$x_{2ref} = i_{env} + C \dot{x}_{1ref} - k_{p1} e_1 \quad (\text{A.3})$$

Alors 
$$\dot{V}_{N1} = \frac{-k_{p1}}{C} e_1^2 + \frac{1}{C} e_1 e_2 \quad (\text{A.4})$$

et la boucle de tension de sortie est stable si  $e_2$  converge vers 0.

Pour la seconde boucle,

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{x}_{2ref} \\ &= \frac{1}{L} e_L - \frac{1}{L} x_1 - \dot{x}_{2ref} \\ &= \frac{1}{L} e_L - \frac{1}{L} (e_1 + x_{1ref}) - \dot{x}_{2ref} \end{aligned} \quad (\text{A.5})$$

Pour stabiliser la boucle de courant, posons

$$\begin{aligned} V_{N2} &= V_{N1} + \frac{1}{2} e_2^2 \\ &= \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \end{aligned} \quad (\text{A.6})$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_{N2} &= \dot{V}_{N1} + \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} e_2^2 \right) \\ &= \dot{V}_{N1} + e_2 \dot{e}_2 \\ &= \frac{-k_{p1}}{C} e_1^2 + \frac{1}{C} e_1 e_2 + e_2 \left( \frac{1}{L} e_L - \frac{1}{L} (e_1 + x_{1ref}) - \dot{x}_{2ref} \right) \\ &= \frac{-k_{p1}}{C} e_1^2 + e_2 \left( \frac{1}{L} e_L + \left( \frac{1}{C} - \frac{1}{L} \right) e_1 - \frac{1}{L} x_{1ref} - \dot{x}_{2ref} \right) \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Définissons

$$e_{Lref} = e_L = - \left( \frac{L}{C} - 1 \right) e_1 + x_{1ref} + L \dot{x}_{2ref} - k_{p2} e_2 \quad (\text{A.8})$$

Alors

$$\dot{V}_{N2} = \frac{-k_{p1}}{C} e_1^2 - \frac{k_{p2}}{L} e_2^2 \quad (\text{A.9})$$



et le point d'équilibre  $(e_1, e_2) = \mathbf{0}$  est stable asymptotiquement puisque  $V_{N2}$  est positif et  $\dot{V}_{N2}$  est négatif.

Le signal de commande est obtenu par inversion du convertisseur de puissance:

$$m = \frac{e_{Lref}}{e_{cc}} \quad (\text{A.10})$$

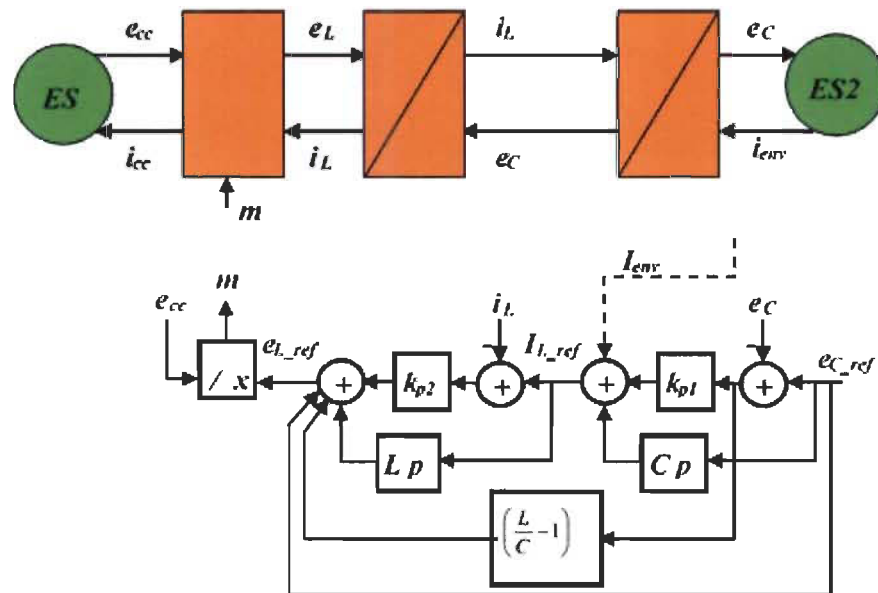


Figure A.1 Correcteur REM-Backstepping par l'approche du *backstepping* – correcteurs P avec fonction candidate de Lyapunov sans considération des paramètres du modèle

**B- Étude du circuit H-LC par l'approche du *backstepping* – correcteurs P avec normalisation en fonction des paramètres et avec fonction candidate de Lyapunov basée sur l'énergie des éléments d'accumulation ( $V$ )**

Une variante de la loi de commande est proposée ici en employant une certaine normalisation de la commande en termes de paramètres du modèle.

Développons les correcteurs pour imposer  $e_C$ .

Posons, pour la boucle externe (nous adoptons la convention de signe des erreurs typiquement employée pour la commande non linéaire) :

$$\begin{aligned} e_1 &= x_1 - y_{ref} \\ &= x_1 - x_{1ref} \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Pour les besoins de développement de la loi de commande, nous écrivons

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{x}_{1ref} \\ &= \frac{1}{C}x_2 - \frac{1}{C}i_{env} - \dot{x}_{1ref} \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

Définissons  $e_2 = x_2 - x_{2ref}$

$$\dot{e}_1 = \frac{1}{C}e_2 + \frac{1}{C}x_{2ref} - \frac{1}{C}i_{env} - \dot{x}_{1ref} \quad (\text{A.13})$$

Pour stabiliser la boucle de tension, posons une fonction candidate de Lyapunov  $V_1$  (fonction définie positive) et cherchons à obtenir une fonction définie négative pour la dérivée de cette fonction (pour assurer la stabilité asymptotique) :

$$V_1 = \frac{C}{2}e_1^2 \quad (\text{A.14})$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= Ce_1\dot{e}_1 \\ &= e_1e_2 + e_1(x_{2ref} - i_{env} - C\dot{x}_{1ref}) \end{aligned} \quad (\text{A.15})$$

En supposant que  $e_2$  sera stabilisée par la prochaine boucle de commande, définissons

$$x_{2ref} = i_{env} + C\dot{x}_{1ref} - k_{p1}Ce_1 \quad (\text{A.16})$$

Alors

$$\dot{V}_1 = -k_{p1}Ce_1^2 + e_1e_2 \quad (\text{A.17})$$

et la boucle de tension de sortie est stable si  $e_2$  converge vers 0.

Pour la seconde boucle,

$$\begin{aligned}
\dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{x}_{2ref} \\
&= \frac{1}{L}e_L - \frac{1}{L}x_1 - \dot{x}_{2ref} \\
&= \frac{1}{L}e_L - \frac{1}{L}(e_1 + x_{1ref}) - \dot{x}_{2ref}
\end{aligned} \tag{A.18}$$

Pour stabiliser la boucle de courant, posons

$$\begin{aligned}
V_2 &= V_1 + \frac{L}{2}e_2^2 \\
&= \frac{C}{2}e_1^2 + \frac{L}{2}e_2^2
\end{aligned} \tag{A.19}$$

$$\begin{aligned}
\dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + \frac{d}{dt}\left(\frac{L}{2}e_2^2\right) \\
&= \dot{V}_1 + L e_2 \dot{e}_2 \\
&= -Ck_{p1}e_1^2 + e_1e_2 + Le_2\left(\frac{1}{L}e_L - \frac{1}{L}(e_1 + x_{1ref}) - \dot{x}_{2ref}\right) \\
&= -Ck_{p1}e_1^2 + e_2(e_L - L\dot{x}_{2ref} - x_{1ref})
\end{aligned} \tag{A.20}$$

Définissons

$$e_{Lref} = e_L = L\dot{x}_{2ref} + x_{1ref} - Lk_{p2}e_2 \tag{A.21}$$

Alors

$$\dot{V}_2 = -Ck_{p1}e_1^2 - Lk_{p2}e_2^2 \tag{A.22}$$

et le point d'équilibre  $(e_1, e_2) = \mathbf{0}$  est stable asymptotiquement puisque  $V_2$  est positif et  $\dot{V}_2$  est négatif.

Le signal de commande est obtenu par inversion du convertisseur de puissance:

$$m = \frac{e_{Lref}}{e_{cc}} \quad (A.23)$$

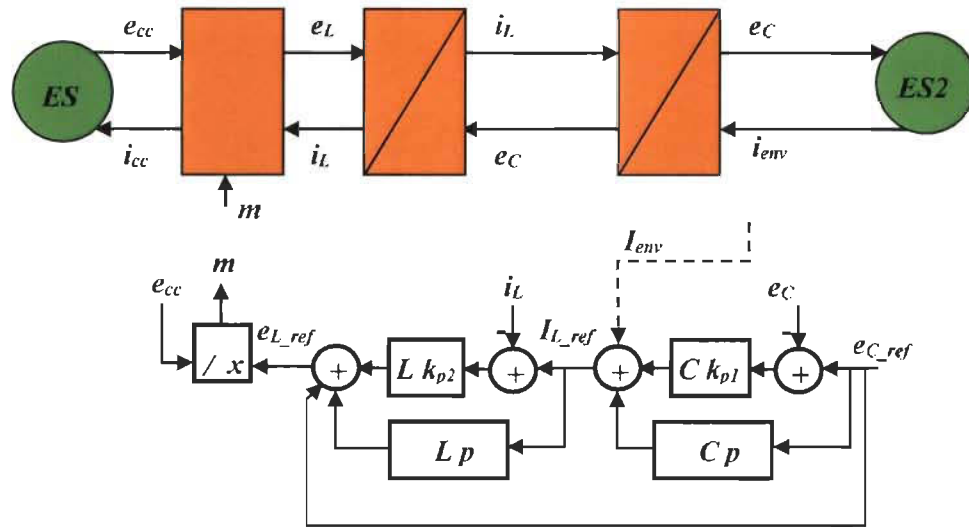


Figure A.2 Correcteur REM-Backstepping du Filtre H-LC par l'approche du *backstepping* – correcteurs P avec normalisation en fonction des paramètres et avec fonction candidate de Lyapunov basée sur l'énergie des éléments d'accumulation

**C- Étude du circuit H-LC par l'approche du *backstepping* – correcteurs P avec normalisation en fonction des paramètres et avec fonction candidate de Lyapunov sans considération des paramètres du modèle ( $V_N$ )**

Posons

$$V_{N1} = \frac{1}{2} e_1^2 \quad (A.24)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_{N1} &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= \frac{1}{C} (e_1 e_2 + e_1 (x_{2ref} - i_{env} - C \dot{x}_{1ref})) \end{aligned} \quad (A.25)$$

En supposant que  $e_2$  sera stabilisée par la prochaine boucle de commande, définissons

$$x_{2ref} = i_{env} + C \dot{x}_{1ref} - k_{p1} C e_1 \quad (A.26)$$

Alors

$$\dot{V}_{N1} = -k_{p1}e_1^2 + \frac{1}{C}e_1e_2 \quad (\text{A.27})$$

et la boucle de tension de sortie est stable si  $e_2$  converge vers 0.

Pour la seconde boucle,

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{x}_{2ref} \\ &= \frac{1}{L}e_L - \frac{1}{L}x_1 - \dot{x}_{2ref} \\ &= \frac{1}{L}e_L - \frac{1}{L}(e_1 + x_{1ref}) - \dot{x}_{2ref} \end{aligned} \quad (\text{A.28})$$

Pour stabiliser la boucle de courant, posons

$$\begin{aligned} V_{N2} &= V_{N1} + \frac{1}{2}e_2^2 \\ &= \frac{1}{2}e_1^2 + \frac{1}{2}e_2^2 \end{aligned} \quad (\text{A.29})$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_{N2} &= \dot{V}_{N1} + \frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2}e_2^2\right) \\ &= \dot{V}_{N1} + e_2\dot{e}_2 \\ &= -k_{p1}e_1^2 + \frac{1}{C}e_1e_2 + e_2\left(\frac{1}{L}e_L - \frac{1}{L}(e_1 + x_{1ref}) - \dot{x}_{2ref}\right) \\ &= -k_{p1}e_1^2 + e_2\left(\frac{1}{L}e_L + \left(\frac{1}{C} - \frac{1}{L}\right)e_1 - \frac{1}{L}x_{1ref} - \dot{x}_{2ref}\right) \end{aligned} \quad (\text{A.30})$$

Définissons

$$e_{Lref} = e_L = -\left(\frac{L}{C} - 1\right)e_1 + x_{1ref} + L\dot{x}_{2ref} - k_{p2}Le_2 \quad (\text{A.31})$$

Alors

$$\dot{V}_{N2} = -k_{p1}e_1^2 - k_{p2}e_2^2 \quad (\text{A.32})$$

et le point d'équilibre  $(e_1, e_2) = \mathbf{0}$  est stable asymptotiquement puisque  $V_{N2}$  est positif et  $\dot{V}_{N2}$  est négatif.

Le signal de commande est obtenu par inversion du convertisseur de puissance:

$$m = \frac{e_{Lref}}{e_{cc}} \quad (\text{A.33})$$

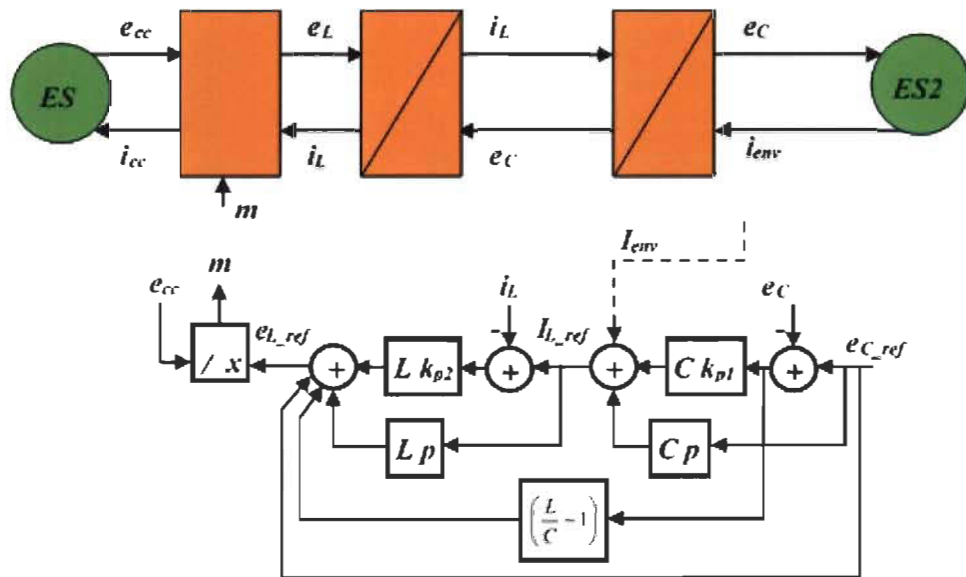


Figure A.3 Correcteur REM-Backstepping du Filtre H-LC par l'approche du backstepping – correcteurs P avec normalisation en fonction des paramètres et avec fonction candidate de Lyapunov sans considération des paramètres du modèle

**D- Étude du circuit H-LCLR par l'approche du backstepping – correcteurs P avec fonction candidate de Lyapunov basée sur l'énergie des éléments d'accumulation**

Dans cette partie, on va faire une étude pour un circuit *H-LCLR* présenté dans la figureB.4.

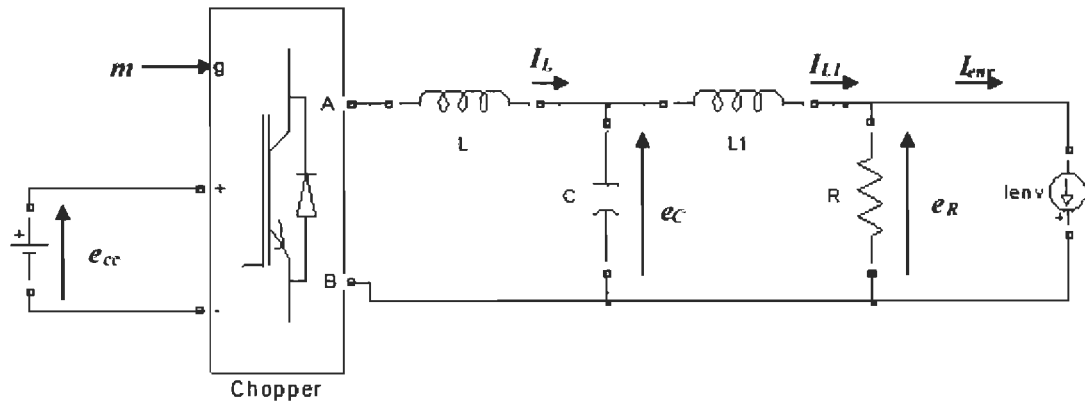


Figure A.4 Circuit électrique d'un filtre H-LCLR

Posons :  $x_1 = i_{L1}$  ;  $x_2 = e_C$  ;  $x_3 = i_L$  ;  $y = e_R$

Utilisons l'approche de la SMC pour le bloc de sortie (un correcteur dynamique intégral pourrait aussi être imposé) :

$$i_{L1-ref} = \frac{y_{ref}}{R} + i_{env} \quad (A.34)$$

Définissons  $y_{i-ref} = i_{L1-ref}$  comme consigne pour la suite et œuvrons à développer les correcteurs pour imposer ce courant.

Posons, pour la boucle externe (nous adoptons la convention de signe des erreurs typiquement employée pour la commande non linéaire) :

$$e_1 = x_1 - y_{i-ref} \quad (A.35)$$

Pour les besoins de développement de la loi de commande, nous écrivons

$$\begin{aligned}
\dot{e}_1 &= \dot{x}_1 - \dot{y}_{i-ref} \\
&= \frac{1}{L_1} x_2 - \frac{R}{L_1} x_1 + \frac{R}{L_1} i_{env} - \dot{y}_{i-ref} \\
&= \frac{1}{L_1} x_2 - \frac{R}{L_1} e_1 - \frac{R}{L_1} y_{i-ref} - \dot{y}_{i-ref} \\
&= -\frac{R}{L_1} e_1 + \frac{1}{L_1} x_2 - \frac{R}{L_1} y_{i-ref} - \dot{y}_{i-ref}
\end{aligned} \tag{A.36}$$

Définissons

$$e_2 = x_2 - x_{2ref} \tag{A.37}$$

$$\dot{e}_1 = -\frac{R}{L_1} e_1 + \frac{1}{L_1} e_2 + \frac{1}{L_1} x_{2ref} - \frac{R}{L_1} y_{i-ref} - \dot{y}_{i-ref} \tag{A.38}$$

Pour stabiliser la boucle de courant, posons une fonction candidate de Lyapunov  $V_1$  (fonction définie positive) et cherchons à obtenir une fonction définie négative pour la dérivée de cette fonction (pour assurer la stabilité asymptotique) :

$$V_1 = \frac{L_1}{2} e_1^2 \tag{A.39}$$

$$\begin{aligned}
\dot{V}_1 &= L_1 e_1 \dot{e}_1 \\
&= -R e_1^2 + e_1 e_2 + e_1 (x_{2ref} - R y_{i-ref} - L_1 \dot{y}_{i-ref})
\end{aligned} \tag{A.40}$$

En supposant que  $e_2$  sera stabilisée par la prochaine boucle de commande, définissons la consigne suivante qui permet de compenser les termes qui ne dépendent pas de l'erreur et qui ajoute un correcteur proportionnel (P) :

$$x_{2ref} = R y_{i-ref} + L_1 \dot{y}_{i-ref} - k_{p1} e_1 \tag{A.41}$$

Alors



$$\dot{V}_1 = -(R + k_{p1})e_1^2 + e_1e_2 \quad (\text{A.42})$$

et la boucle de tension de sortie est stable si  $e_2$  converge vers 0.

Pour la seconde boucle,

$$\begin{aligned} \dot{e}_2 &= \dot{x}_2 - \dot{x}_{2ref} \\ &= \frac{1}{C}x_3 - \frac{1}{C}x_1 - \dot{x}_{2ref} \\ &= \frac{1}{C}x_3 - \frac{1}{C}(e_1 + y_{i-ref}) - \dot{x}_{2ref} \end{aligned} \quad (\text{A.43})$$

Définissons

$$\begin{aligned} e_3 &= x_3 - x_{3ref} \\ \dot{e}_2 &= \frac{1}{C}e_3 + \frac{1}{C}x_{3ref} - \frac{1}{C}(e_1 + y_{i-ref}) - \dot{x}_{2ref} \\ &= -\frac{1}{C}e_1 + \frac{1}{C}e_3 + \frac{1}{C}x_{3ref} - \dot{x}_{2ref} - \frac{1}{C}y_{i-ref} \end{aligned} \quad (\text{A.44})$$

Pour stabiliser la boucle de tension, posons

$$\begin{aligned} V_2 &= V_1 + \frac{C}{2}e_2^2 \\ &= \frac{L_1}{2}e_1^2 + \frac{C}{2}e_2^2 \end{aligned} \quad (\text{A.45})$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= \dot{V}_1 + \frac{d}{dt}\left(\frac{C}{2}e_2^2\right) \\ &= \dot{V}_1 + Ce_2\dot{e}_2 \\ &= -(R + k_{p1})e_1^2 + e_1e_2 + Ce_2\left(-\frac{1}{C}e_1 + \frac{1}{C}e_3 + \frac{1}{C}x_{3ref} - \dot{x}_{2ref} - \frac{1}{C}y_{i-ref}\right) \\ &= -(R + k_{p1})e_1^2 + e_2e_3 + e_2(x_{3ref} - C\dot{x}_{2ref} - y_{i-ref}) \end{aligned} \quad (\text{A.46})$$

En supposant que  $e_3$  sera stabilisée par la prochaine boucle de commande, définissons

$$x_{3ref} = C\dot{x}_{2ref} + y_{i-ref} - k_{p2}e_2 \quad (\text{A.47})$$

Alors

$$\dot{V}_2 = -(R + k_{p1})e_1^2 - k_{p2}e_2^2 + e_2e_3 \quad (\text{A.48})$$

et la boucle de courant dans l'inductance est stable si  $e_3$  converge vers 0.

Pour la troisième boucle,

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= \dot{x}_3 - \dot{x}_{3ref} \\ &= \frac{1}{L}e_L - \frac{1}{L}x_2 - \dot{x}_{3ref} \\ &= \frac{1}{L}e_L - \frac{1}{L}(e_2 + x_{2ref}) - \dot{x}_{3ref} \\ &= \frac{1}{L}e_L - \frac{1}{L}e_2 - \dot{x}_{3ref} - \frac{1}{L}x_{2ref} \end{aligned} \quad (\text{A.49})$$

Pour stabiliser la boucle de courant d'entrée, posons

$$\begin{aligned} V_3 &= V_2 + \frac{L}{2}e_3^2 \\ &= \frac{L_1}{2}e_1^2 + \frac{C}{2}e_2^2 + \frac{L}{2}e_3^2 \end{aligned} \quad (\text{A.50})$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 &= \dot{V}_2 + \frac{d}{dt}\left(\frac{L}{2}e_3^2\right) \\ &= \dot{V}_2 + L e_3 \dot{e}_3 \\ &= -(R + k_{p1})e_1^2 - k_{p2}e_2^2 + e_2e_3 + Le_3\left(\frac{1}{L}e_L - \frac{1}{L}e_2 - \dot{x}_{3ref} - \frac{1}{L}x_{2ref}\right) \\ &= -(R + k_{p1})e_1^2 - k_{p2}e_2^2 + e_3(e_L - L\dot{x}_{3ref} - x_{2ref}) \end{aligned} \quad (\text{A.51})$$

Définissons

$$e_{Lref} = e_L = L\dot{x}_{3ref} + x_{2ref} - k_{p3}e_3 \quad (A.52)$$

Alors

$$\dot{V}_3 = -(R + k_{p1})e_1^2 - k_{p2}e_2^2 - k_{p3}e_3^2 \quad (A.53)$$

et le point d'équilibre  $(e_1, e_2, e_3) = \mathbf{0}$  est stable asymptotiquement puisque  $V_3$  est positif et  $\dot{V}_3$  est négatif.

Le signal de commande est obtenu par inversion du convertisseur de puissance :

$$m = \frac{e_{Lref}}{e_{cc}} \quad (A.54)$$

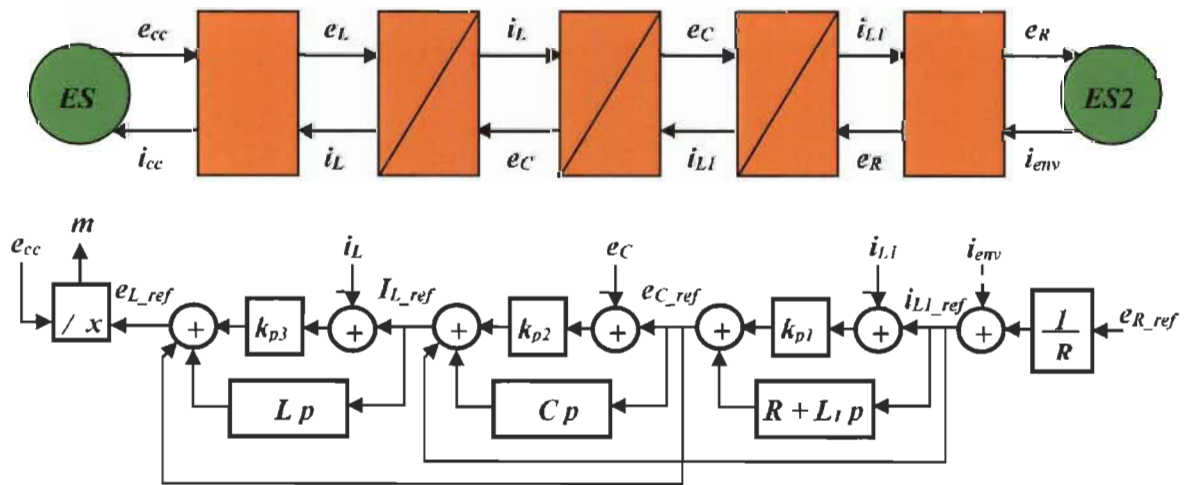


Figure A.5 Correcteur REM-Backstepping du circuit H-LCLR par l'approche du backstepping – correcteurs P avec fonction candidate de Lyapunov basée sur l'énergie des éléments d'accumulation

Nous avons présenté une seule étude de circuit H-LCLR, et les autres études seront de la même façon que nous avons présentée pour le circuit H-LC.

## Annexe B – Modèle Simulink™/Matlab® de la commande hybride REM-Backstepping du véhicule électrique

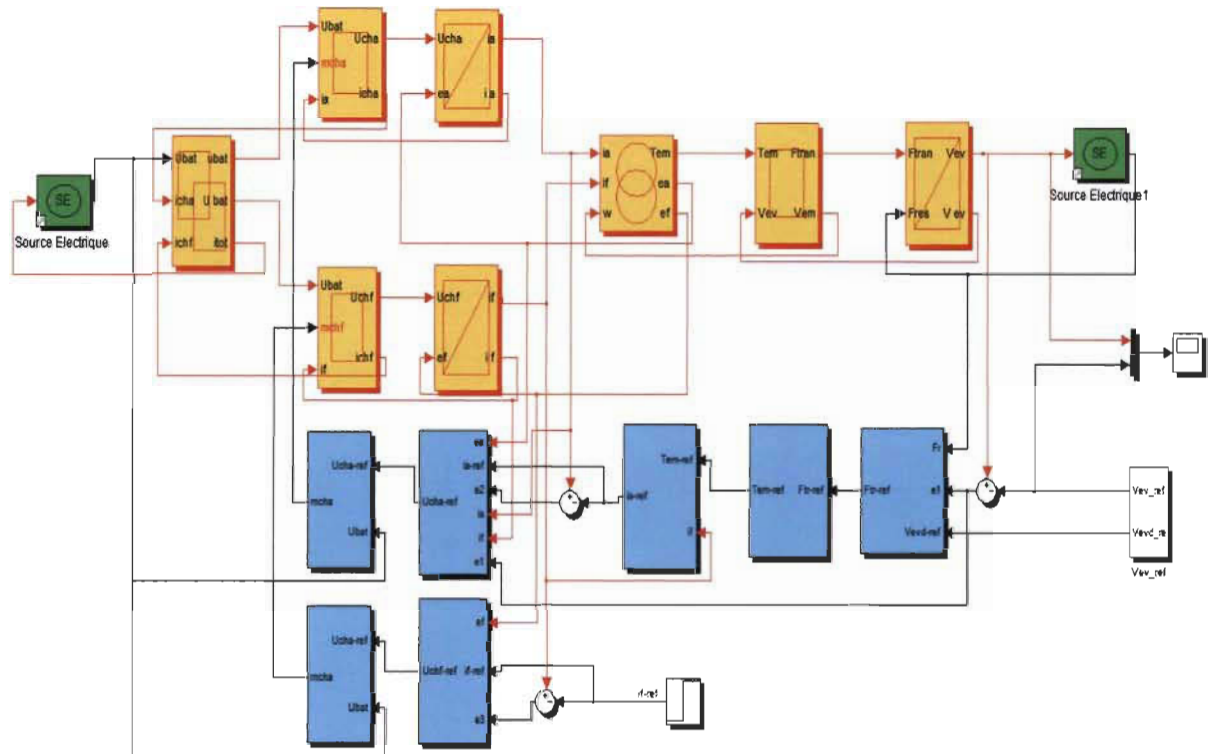


Figure B.6 Schéma Modèle Simulink™/Matlab® de la commande hybride REM-Backstepping du véhicule électrique

## Annexe C- Calcul des paramètres du correcteur *PI*

Dans cette partie, nous montrons comment nous avons calculé les paramètres du correcteur PI pour la première boucle de la commande la commande hybride REM-Backstepping du véhicule électrique, qui est la boucle de vitesse, et le reste des correcteurs sont calculés par la même méthode.

A partir du schéma global de la commande hybride REM-Backstepping du VE présenté dans la figure 4.9, nous écrivons la fonction de transfert suivante, en négligeant la dynamique des boucles internes à la boucle de vitesse :

$$\frac{v_{ev}}{v_{ev-ref}} = \frac{1 + \frac{1}{Ms} \left( \frac{k_{p1}s + k_{i1}}{s} \right)}{1 + \frac{1}{Ms} \left( \frac{k_{p1}s + k_{i1}}{s} \right)} \quad (C.1)$$

Cette fonction de transfert est égale à 1. Cependant, le comportement dynamique des erreurs est régi par l'équation caractéristique du modèle, soit le dénominateur de (C.1) que nous pouvons formuler ainsi :

$$\Delta(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (C.2)$$

où  $2\zeta\omega_n = \frac{k_{p1}}{M}$  et  $\omega_n = \sqrt{\frac{k_{i1}}{M}}$ .

Donc en choisissant les valeurs de  $\zeta$  et  $\omega_n$  qui dépendent du temps de réponse et du temps de stabilisation que nous voulons, les paramètres du correcteur seront définis, et nous

faisons ça pour chaque boucle de commande, soit dans ce système ou dans les autres systèmes de commande que nous avons présentés.

