

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة بوابكر بكرايد - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

Présentée pour l'obtention du **grade de DOCTEUR EN SCIENCES**

En : Automatique

Spécialité : Automatique

Par : OUDJAMA Farid

Sujet

Contribution à la commande non linéaire robuste

H_{∞} d'un véhicule électrique

Soutenue publiquement, le : 12/12/2024 , devant le jury composé de :

Mme CHOUKCHOU BRAHAM Amel	Professeur	Univ. Tlemcen	Président
Mr BOUMEDIENE Abdelmadjid	Professeur	Univ. Tlemcen	Directeur de thèse
Mr GUENFAF Lakhdar	Professeur	USTHB d'Alger	Examineur
Mr TAHOUR Ahmed	Professeur	ESSA Tlemcen	Examineur

Dédicaces

À toute ma famille
À tous ce qui comptent pour moi

Remerciements

Je souhaite exprimer ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué à la réalisation de cette thèse de Doctorat au laboratoire d'Automatique (LAT) de l'Université Abou Bekr Belkaïd de Tlemcen.

Tout d'abord, je tiens à remercier sincèrement mon directeur de thèse, Monsieur BOUMEDIENE Abdelmadjid, Professeur à l'Université Abou Bekr Belkaïd, pour son encadrement, ses conseils avisés et son soutien tout au long de ce projet de recherche. Sa disponibilité, sa rigueur scientifique et ses échanges ont été d'une grande valeur pour moi. Je lui suis reconnaissant pour son engagement et ses orientations constructives qui ont permis d'aboutir à ce travail.

Je tiens également à exprimer mes remerciements à Mme CHOUKCHOU BRAHAM Amel, Professeur à l'Université de Tlemcen, pour avoir présidé le jury de soutenance de ma thèse et pour sa disponibilité tout au long du processus.

Mes remerciements vont également à Monsieur GUENFAF Lakhdar, Professeur à l'Université Houari Boumediene, Alger, ainsi qu'au Professeur Mr TAHOUR Ahmed de l'ESSAT de Tlemcen, pour leur contribution en tant que membres du jury et pour avoir accepté d'examiner mon travail.

Je souhaite exprimer ma reconnaissance envers Monsieur BOUIADJRA Rochdi Bachir, Maître de conférences à l'Université Mustapha Stambouli de Mascara, et Monsieur BOURDIM Mokhtar, Professeur au centre universitaire de Maghnia, pour leurs conseils précieux et leur soutien tout au long de mes travaux de recherche.

Mes remerciements vont également à mes amis et collègues de l'Université Abou Bekr Belkaïd, en particulier MESSIRDI Mohammed, BOUBEKEUR Djamila, SAIDI Khayredinne, MECIFI Mohammed, BELKHERADJ Hadjer, OUDJAMA Ibrahim, ZGHOUDI Sid Ahmed, ALI BEN CHERI Yassine, BOURDIME Amina, DAMERDJI Faiza, ainsi que tous les autres avec qui j'ai partagé de nombreux moments et échanges enrichissants.

Enfin, je tiens à exprimer toute ma gratitude envers ma famille pour leur amour, leur soutien indéfectible et leur compréhension tout au long de cette aventure académique. Mes parents, mes frères, mes sœurs, mes oncles, mes tantes et leurs familles ont été une source constante d'encouragement et de soutien.

Je remercie également toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué au succès de ce travail

Résumé

Les véhicules électriques et hybrides constituent actuellement une alternative possible aux véhicules conventionnels, permettant aux constructeurs de véhicules de pouvoir répondre aux exigences demandées par les utilisateurs des véhicules (performances et consommation énergétique) et les conventions pour la protection de l'atmosphère (réduction des émissions de polluants).

Dans ce contexte de développement et de multiplication de véhicules électrique, il est fondamental de mener des investigations de façon à améliorer l'efficacité de la conversion électromécanique. D'autre part, l'évolution des ressources matérielles avec l'apport de nouvelles structures pour les convertisseurs de l'électronique de puissance et l'arrivée de solutions numériques offertes par des outils informatiques récents tels que les microprocesseurs, cartes DSP et microcontrôleurs, permettent aujourd'hui l'implantation des lois de commande issues de l'automatique avancée.

La présente thèse traite, la synthèse de lois de commande pour le contrôle d'un véhicule électrique dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents. L'objectif étant de présenter la dynamique du véhicule et du moteur synchrone à aimants permanents ainsi que le couplage entre les deux modèles.

Les solutions de commande proposées dans cette thèse peuvent être principalement classifiées en deux catégories, à savoir :

- La première catégorie est la commande robuste H_∞ linéaire, plusieurs méthodes existent pour la synthèse d'une telle commande. Nous pouvons citer, par exemple, la méthode de résolution fondée sur les équations de Riccati et la méthode de résolution fondée sur les LMI.
- La deuxième catégorie inclue la commande H_∞ non linéaire, le développement de cette commande montre que la solution des équations de Hamilton-Jacobi est analytiquement très difficile, voire même, impossible à résoudre. Ce qui nous a amené à présenter une solution itérative de synthèse de la commande H_∞ non linéaire basée sur la méthode de Galerkin.

Les méthodes utilisées ont été appliqués pour la commande d'un système non linéaire (véhicule électrique). Les résultats de simulation obtenus ont montré de meilleures performances en matière de stabilité et atténuation des effets de perturbations.

Mots clés :

Véhicule électrique, chaîne de traction, moteur synchrone à aimants permanents, modélisation, commande robuste H_∞ linéaire, Commande robuste H_∞ non linéaire, équation HJI, Méthode de Galerkin.

Abstract

Electric and hybrid vehicles currently represent a viable alternative to conventional vehicles, enabling vehicle manufacturers to meet the demands of users (performance and energy consumption) and environmental protection conventions (reduction of pollutant emissions).

In this context of development and proliferation of electric vehicles, it is essential to conduct investigations to improve the efficiency of electromechanical conversion. Furthermore, the evolution of material resources with the introduction of new structures for power electronics converters and the availability of digital solutions provided by recent computer tools such as microprocessors, DSP boards, and microcontrollers, now allow the implementation of control laws derived from advanced control theory.

This thesis deals with the synthesis of control laws for the control of an electric vehicle powered by a permanent magnet synchronous motor. The objective is to present the dynamics of the vehicle and the permanent magnet synchronous motor as well as the coupling between the two models.

The control solutions proposed in this thesis can be mainly classified into two categories, namely:

- The first category is linear robust H_∞ control, for which several methods exist for synthesis. Examples include solution methods based on Riccati equations and solution methods based on LMIs.
- The second category includes nonlinear H_∞ control. The development of this control shows that the solution to the Hamilton-Jacobi equations is analytically very difficult, if not impossible, to solve. This led us to present an iterative solution for synthesizing nonlinear H_∞ control based on the Galerkin method.

The methods used have been applied to control a nonlinear system (electric vehicle). The simulation results obtained have shown better performance in terms of stability and attenuation of disturbance effects.

Keywords:

Electric vehicle, traction chain, permanent magnet synchronous motor, modeling, linear robust H_∞ control, nonlinear robust H_∞ control, HJI equation, Galerkin method

ملخص

السيارات الكهربائية والهجينة تُمثل حاليًا بديلاً ممكناً للسيارات التقليدية، مما يتيح لشركات تصنيع السيارات الاستجابة لمتطلبات مستخدمي السيارات (الأداء واستهلاك الطاقة) والاتفاقيات المتعلقة بحماية البيئة (تقليل انبعاثات الملوثات). في هذا السياق من التطوير وانتشار السيارات الكهربائية، فمن الأساسي إجراء التحقيقات لتحسين كفاءة التحويل الكهروميكانيكي. وعلاوة على ذلك، تطور الموارد المادية مع إدخال هياكل جديدة لمحولات الإلكترونيات القوية وظهور الحلول الرقمية المتاحة من خلال أدوات الحوسبة الحديثة مثل المعالجات الصغيرة، ووحدات DSP والمتحكمات الصغيرة، تتيح اليوم تنفيذ قوانين التحكم المستمدة من نظريات التحكم المتقدمة.

تناولت هذه الرسالة توليف قوانين التحكم للتحكم في سيارة كهربائية يتم تشغيلها بواسطة محرك ذو مغناطيس دائم متزامن. الهدف هو عرض ديناميكية السيارة والمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم وكذلك الربط بين النموذجين.

يمكن تصنيف حلول التحكم المقترحة في هذه الرسالة بشكل أساسي في فئتين، وهما:

- الفئة الأولى هي التحكم القوي ∞H الخطي، وهناك عدة طرق لتوليف مثل هذا التحكم. يمكن ذكر طرق الحل المستندة على معادلات ريكاتي وطرق الحل المستندة على LMIs.
- الفئة الثانية تشمل التحكم ∞H غير الخطي، حيث يظهر تطوير هذا التحكم أن حل معادلات هاملتون-جاكوبي هو صعب تحليليًا للغاية، إذا لم يكن مستحيلًا، مما دفعنا لعرض حلاً تكراريًا لتوليف التحكم ∞H غير الخطي بناءً على طريقة جاليركين.

تم تطبيق الطرق المستخدمة للتحكم في نظام غير خطي (سيارة كهربائية). أظهرت نتائج المحاكاة المحصلة أداءً أفضل فيما يتعلق بالاستقرار وتخفيف تأثيرات التشويش.

الكلمات المفتاحية :

مركبة كهربائية ، سلسلة جر ، محرك متزامن مغناطيسي دائم ، تسمح ، تحكم خطي قوي ∞H ، تحكم ∞H غير خطي قوي ، معادلة HJI ، طريقة جاليركين .

Table des matières

Dédicaces	i
Remerciements	ii
Résumé	iii
Table des matières	vi
Listes des figures	ix
Liste des Tableaux	xii
Notations et acronymes	xiii
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I GENERALITES SUR LES VEHICULES ELECTRIQUES	5
I.1 Introduction	5
I.2 Définition d'un véhicule électrique	5
I.3 Bref historique de l'évolution du véhicule électrique	6
I.4 Présentation de la chaîne de traction électrique.....	8
I.4.1 Description et principe de fonctionnement.....	9
I.4.2 Eléments de la chaîne de traction	9
I.5 Architecture de la chaine de traction du véhicule électrique.....	16
I.6 Avantages et inconvénient des VE.....	17
I.7 Lecture sur la littérature scientifique.....	18
I.8 Modélisation du véhicule électrique.....	21
I.8.1 Modélisation dynamique du véhicule.....	21
I.8.2 Modèle de la motorisation électrique	22
I.8.3 Couplage entre les deux modèle mécanique et électrique	26
I.9 Conclusion.....	29
CHAPITRE II COMMANDE ROBUSTE H_∞ LINEAIRE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE....	30
II.1 Introduction	30
II.2 Rappels mathématiques	30
II.2.1 Les valeurs singulières	30
II.2.2 Norme H_∞	31

II.2.3	Commande robuste : Analyse des fonctions de sensibilité, compromis performance-robustesse et applications aux systèmes asservis	32
II.3	Formalisation standard, pondérations et synthèse du contrôleur robuste	34
II.4	Application de la commande robuste H_∞ linéaire au véhicule électrique.....	40
II.4.1	Correction de la boucle du courant i_d	42
II.4.2	Correction de la boucle de vitesse	45
II.5	Simulation de commande robuste H_∞ linéaire.....	47
II.5.1	Scénarios de Simulation	47
II.5.2	Résultats de Simulations de la commande robuste H_∞ linéaire	50
II.5.3	Interprétations.....	57
II.6	Conclusion.....	61
CHAPITRE III	COMMANDE H_∞ NON LINEAIRE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE	62
III.1	Introduction	62
III.2	La commande H_∞ non linéaire.....	62
III.2.1	Formulation mathématique du problème.....	62
III.2.2	La problématique de la commande H_∞ non linéaire	63
III.2.3	Hypothèses d'existence de la commande H_∞ non linéaire	64
III.2.4	Commande H_∞ des systèmes non linéaires affines.....	65
III.3	Exemple d'application.....	66
III.4	Application de la commande H_∞ non linéaire au moteur synchrone à aimants permanents	68
III.5	Application de la commande H_∞ non linéaire au véhicule électrique	71
III.6	Conclusion.....	74
CHAPITRE IV	METHODE DE GALERKIN APPLIQUEE A LA COMMANDE H_∞ NON LINEAIRE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE	75
IV.1	Introduction	75
IV.1.1	Méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H_∞ non linéaire	75
IV.2	Méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H_∞ non linéaire au moteur synchrone à aimants permanents.....	81
IV.3	Méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H_∞ non linéaire du véhicule électrique	84
IV.4	Simulation de la méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H_∞ non linéaire au véhicule électrique.....	86

IV.4.1 Scénarios de simulation de la méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H_∞ non linéaire au véhicule électrique.....	86
IV.4.2 Résultats de Simulations de la Méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H_∞ non linéaire au véhicule électrique.....	87
IV.4.3 Interprétations.....	94
IV.5 Conclusion.....	98
CHAPITRE V ETUDE COMPARATIVE ET PERFORMANCE.....	99
V.1 Introduction.....	99
V.2 Comparaison des résultats des deux commandes appliquées au moteur synchrone à aimants permanents.....	99
V.3 Comparaison des résultats des deux commandes appliquées au véhicule électrique.....	101
V.4 Conclusion.....	115
CONCLUSION GENERALE.....	116
Annexe.....	118
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	120

Listes des figures

Figure I-1 Système de propulsion d'un VE [32].	5
Figure I-2 Première voiture électrique au monde [32].	6
Figure I-3 La Jamais Contente [32].	6
Figure I-4 La Buick Skylark de General Motors [32].	7
Figure I-5 La Prius Toyota 1997 [32].	7
Figure I-6 La Nissan LEAF [32].	8
Figure I-7 Structure de la chaîne de traction dans un VE [38].	9
Figure I-8 Exemples de véhicules électriques équipés de machines à courant continu [34].	10
Figure I-9 Exemples de véhicules électriques équipés de machines asynchrones [34].	11
Figure I-10 Exemples de véhicules électriques équipés de machines synchrones à aimants permanents [34].	12
Figure I-11 Exemples de véhicules électriques équipés de la Machine à Réductance Variable [34].	12
Figure I-12 Convertisseur DC-DC pour l'alimentation de moteur de traction à courant continu [38].	14
Figure I-13 Convertisseur DC-AC pour l'alimentation de moteur de traction à courant Alternatif [38].	15
Figure I-14 Classification des véhicules électrique selon l'emplacement de la machine électrique [39], [43].	17
Figure I-15 Forces appliquées sur un véhicule.	21
Figure I-16 Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique.	23
Figure I-17 Modèle d'une trajectoire courbée [32].	28
Figure II-1 Système multivariable [71].	31
Figure II-2 Valeurs singulières et norme H_∞ d'une matrice de transfert [68].	31
Figure II-3 Représentation des différents transferts d'un système [69], [71].	33
Figure II-4 Formulation standard H_∞ d'un système [68].	34
Figure II-5 Mise en place des pondérations [68], [71].	36
Figure II-6 Schéma bloc d'une régulation de vitesse du véhicule électrique alimentée en tension.	42
Figure II-7 La structure du courant i_d en boucle fermée.	42
Figure II-8 Les fonctions S_I , $K_I S_I$, $S_I G_I$ et $K_I S_I G_I$ du courant i_d et leurs gabarits.	45
Figure II-9 La structure de la vitesse en boucle fermé.	46

Figure II-10 Les fonctions S_V , $K_V S_V$, $S_V G_V$ et $K_V S_V G_V$ de la vitesse et leurs gabarits.	47
Figure II-11 Topologie de Scénario 1.	48
Figure II-12 Topologie de Scénario 2.	48
Figure II-13 Topologie de Scénario 3.	48
Figure II-14 Cycle NEDC.	49
Figure II-15 Cycle WLTP3.	49
Figure II-16 Résultats de simulations par la commande H^∞ linéaire scénario 1.	51
Figure II-17 Résultats de simulations par la commande H^∞ linéaire scénario 2.	52
Figure II-18 Résultats de simulations par la commande H^∞ linéaire scénario 3.	54
Figure II-19 Résultats de simulations par la commande H^∞ linéaire scénario 4.	55
Figure II-20 Résultats de simulations par la commande H^∞ linéaire scénario 5.	57
Figure III-1 Problème standard H^∞ non linéaire [46].	63
Figure III-2 Évolution d'état par la commande H^∞ non linéaire.	68
Figure III-3 Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivie d'une perturbation du couple de charge à $t=6s$ pour une consigne de vitesse de 100rd/s par la commande H^∞ non linéaire.	71
Figure III-4 Termes de contrôle de stabilisation et de compensation.	72
Figure IV-1 Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivie d'une perturbation du couple de charge à $t=0.5s$ pour une consigne de vitesse de 100rd/s par la méthode de Galerkin.	83
Figure IV-2 Évolution des erreurs du véhicule électrique par la méthode de Galerkin.	86
Figure IV-3 Schéma de principe de la commande véhicule électrique par la méthode de Galerkin.	86
Figure IV-4 Résultats de simulations par la méthode de Galerkin scénario 1.	88
Figure IV-5 Résultats de simulations par la méthode de Galerkin scénario 2.	89
Figure IV-6 Résultats de simulations par la méthode de Galerkin scénario 3.	91
Figure IV-7 Résultats de simulations par la méthode de Galerkin scénario 4.	92
Figure IV-8 Résultats de simulations par la méthode de Galerkin scénario 5.	94
Figure V-1 Résultats de simulations de la commande du moteur synchrone à aimants permanents par la commande robuste H^∞ non linéaire: (a) méthode analytique, (b) méthode de Galerkin.	101
Figure V-2 Topologie de Scénario 1 : résultats de simulations de la commande du véhicule électrique par : (a) la commande robuste H^∞ linéaire, (b) la commande robuste H^∞ non linéaire par la méthode de Galerkin.	103
Figure V-3 Topologie de Scénario 2 : résultats de simulations de la commande du véhicule électrique par : (a) la commande robuste H^∞ linéaire, (b) la commande robuste H^∞ non linéaire par la méthode de Galerkin.	105

Figure V-4 Topologie de Scénario 3 : résultats de simulations du véhicule électrique par : (a) la commande H_∞ linéaire, (b) la commande H_∞ non linéaire par la méthode de Galerkin..... 108

Figure V-5 Topologie de Scénario 4 : résultats de simulations du véhicule électrique par : (a) la commande H_∞ linéaire, (b) la commande H_∞ non linéaire par la méthode de Galerkin..... 111

Figure V-6 Topologie de Scénario 5 : résultats de simulations du véhicule électrique par : (a) la commande H_∞ linéaire, (b) la commande H_∞ non linéaire par la méthode de Galerkin..... 114

Liste des Tableaux

Tableau 1 Comparaison des différents Moteurs + : avantage - : désavantage [32].....	13
Tableau 2 Paramètres du moteur MSAP [92].....	118
Tableau 3 Paramètres du VE [31].	118

Notations et acronymes

Ω_{mot}	vitesse de rotation du rotor (rad/s)
ω	pulsation des courants alternatifs (rad/s)
P	nombre de paires de pôles
L_a, L_b et L_c	les inductances propres des trois phases a,b et c.
M_{ab}, M_{bc}, M_{ac}	les inductances mutuelles entre phases.
Φ_{sf}	flux crée par les aimant permanent supposé à répartition sinusoidale le long de l'entrefer.
θ	l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator
C_{em}	Le couple électromagnétique développé par la machine
V_o	la composante homopolaire,elle est nulle pour un système équilibré
Φ_d, Φ_q	Les flux dans les enroulements d et q du système
L_d, L_q	les inductances propres des enroulement d et q
J_m	Moment d'inertie du MSAP
J_v	Inertie du véhicule
V	la vitesse du véhicule
F	l'effort de traction totale du véhicule
F_R	la somme des forces résistantes,
M	la masse totale du véhicule
F_{aero}	la force aérodynamique
F_{roll}	la force de frottement de roulement
F_g	la force d'inclinaison
ρ	la masse volumique de l'air
A_f	la surface frontale du véhicule

C_D	coefficient de la trainée du véhicule
f_r	le coefficient de résistance au roulement
g	l'accélération de la gravité
α	l'angle de la pente
T_L	Le couple résistant appliqué au véhicule
r	le rayon de la roue
G	le rapport de réduction de vitesse
$P(s)$	le modèle généralisé
$K(s)$	représente le correcteur généralisé
$\Delta(s)$	la modélisation des incertitudes
$G(s)$	le modèle du système à commander
w	les entrées exogènes du système
z	les signaux à commander
y	les sorties accessibles à la mesure du système
u	les signaux de commande du processus
λ_i	la $i^{\text{ème}}$ valeur propre de $G(j\omega)G^T(-j\omega)$ ou de $G^T(-j\omega)G(j\omega)$
$\ \cdot\ _\infty$	Norme ∞ d'un signal ou d'une matrice
$\overline{\sigma}(G(j\omega))$	la plus grande valeur singulière
$\underline{\sigma}(G(j\omega))$	la plus petite valeur singulière
$F_l(P, K)$	la transformation linéaire fractionnaire
$\phi_l(x)$	les fonctions de base
MSAP	Moteur Synchrone à Aimants Permanents
VE	Véhicule électrique
ARE	les équations algébriques de Riccati
LMI	les inégalités matricielles linéaires
FOC	Field oriented control

HJI	l'équation de Hamilton-Jacobi-Isaacs
GHJI	l'équation de Hamilton-Jacobi-Isaacs généralisée

INTRODUCTION GENERALE

Au fur et à mesure que la population sur terre augmente et que le niveau de vie s'améliore, la densité des véhicules augmente également. Cette augmentation du nombre de véhicules, associée à la capacité de construire des véhicules de plus en plus importante, entraîne une demande accrue de consommation d'énergie [1], [2]. L'utilisation de combustibles fossiles pour couvrir les besoins énergétiques provoque une augmentation de la pollution de l'environnement, ainsi qu'une diminution des ressources naturelles disponibles. Alors que la quantité disponible de combustible fossile diminue considérablement, il ne fait aucun doute que des ressources comme le pétrole, si l'on considère le taux actuel de consommation d'énergie, disparaîtront dans quelques décennies. En conséquence, les coûts de transport deviendront très élevés [3], [4].

Pour les raisons mentionnées ci-dessus, l'utilisation de ressources énergétiques renouvelables devient un facteur vital pour l'industrie automobile. Une solution suggérée est le développement de véhicules électriques. Contrairement aux véhicules conventionnels, un véhicule électrique utilise des moteurs électriques pour la propulsion [2]. Le véhicule électrique n'est pas une découverte récente, il a été introduit pour la première fois mi-19ème siècle. Malgré sa longue existence, il n'est jamais devenu aussi populaire que les véhicules à moteurs thermiques. Certaines des principales raisons à cela sont les limitations de la durée d'autonomie recharge de batterie [1]. Néanmoins, au cours des dernières décennies, étant donné que les solutions renouvelables sont devenues de plus en plus importantes et que les améliorations technologiques ont pu aider à surmonter les inconvénients originaux, l'intérêt pour ce type de véhicules a augmenté fortement [2], [5].

Il existe trois principaux types de véhicules électriques. Le premier utilise l'énergie électrique qui lui est fournie directement par une centrale électrique externe, le second utilise des batteries rechargeables pour stocker et fournir de l'énergie électrique. Le troisième type utilise des batteries rechargeables, mais comprend également un moteur thermique. Ce dernier est appelé véhicule électrique hybride et utilise le moteur à combustion interne pour charger la batterie ou augmenter la puissance disponible pour le système de propulsion. L'industrie des véhicules électriques de nos jours utilise largement le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) à cause de ses avantages par rapport à d'autres machines électriques. Les avantages sont un couple massif très élevé par rapport à l'inertie, une taille compacte et des pertes rotoriques réduites par l'absence de circuit électrique dans le rotor en plus de sa haute densité de puissance [2], [5], [6], [7]. Le système moteur doit être en mode contrôle de vitesse pour que les véhicules électriques puissent changer de vitesse sans être influencés par la topologie de la route.

Visant à résoudre le problème de l'efficacité de la commande appliquée, de la stabilité du véhicule électrique dans des circonstances d'accélération longitudinales ou latérales, dans lesquelles les systèmes doivent agir sur la contrôlabilité du véhicule afin que ce dernier réagisse plus rapidement aux actions du conducteur lors de son fonctionnement. Il est difficile d'obtenir le contrôle de haute performance du véhicule électrique avec les méthodes de contrôle linéaires classiques telles que l'algorithme de commande à base de correcteur Proportionnel Intégral Dérivé (PID), en général leurs performances peuvent s'avérer suffisantes si les exigences sur le système commandé ne sont pas trop strictes. Des méthodes de contrôle robustes et non linéaires avec la capacité de rejeter les perturbations ont été appliquées pour améliorer les performances de la commande des véhicules électriques. Parmi ces techniques, on peut citer la commande en mode glissant (SMC) [8], [9], [10], la commande par logique floue (FLC)[11], [12], [13], [14], les méthodes de contrôle robustes H_∞ [15],

[16], [17], [18], [19], ainsi que la stratégie de commande par backstepping [20], [21], [22]. De plus, des méthodes de contrôle intelligentes ont été utilisées [23], [25]. Ces méthodes peuvent permettre aux véhicules électriques de prendre certaines décisions à la place du conducteur, ce qui les rend plus intelligents et améliore leur performance.

L'objectif principal et commun de ces contrôleurs consiste à compenser les éventuelles perturbations et réduire les effets des non linéarités et des incertitudes qui existent dans la dynamique du système. En effet, si ces facteurs ne sont pas parfaitement traités et compensés, ils peuvent induire de larges erreurs et par conséquent ils peuvent dégrader les performances de fonctionnement du système à commander. Pour surmonter ces obstacles, les recherches se sont orientées vers des techniques de commande permettant d'assurer la robustesse et améliorer les performances de la chaîne de traction.

Le travail élaboré dans le cadre de cette thèse consiste à contribuer sur l'application de la commande H_∞ non linéaire pour commander et améliorer les performances du véhicule électrique. En effet, ces prototypes ont plusieurs objectifs à atteindre, à savoir le suivi de consigne, le rejet des perturbations externes, la rapidité et la stabilité.

La commande H_∞ non linéaire vise à concevoir un correcteur garantissant la stabilité asymptotique du système en boucle fermée, tout en minimisant le rapport entre l'énergie des sorties à réguler et celle des entrées exogènes. Ces dernières incluent les signaux de consigne ainsi que les perturbations liées à l'environnement du système [26], [29]. Ce rapport, appelé gain L_2 , est minimisé pour un niveau d'atténuation spécifique [30], [31]. Cependant, cette minimisation n'est pas globale mais relative aux conditions de fonctionnement externes, car la commande H_∞ non linéaire repose principalement sur l'analyse de la performance dans ces situations.

La résolution du problème H_∞ non linéaire s'avère très difficile, voire même, analytiquement impossible, pour cette raison, certains travaux utilisent des méthodes numériques permettant d'intégrer de telles équations, par exemple les approximations de Galerkin et les séries de Taylor [23], [24], [25], [26].

Pour commander notre véhicule électrique, nous allons diviser notre travail en deux phases :

- La première étape constitue la synthèse de la commande basée sur la commande H_∞ linéaire appliquée au modèle dynamique du véhicule électrique. Pour cela, nous avons linéarisé le modèle en négligeant les effets non linéaires tels que la force aérodynamique, la force de frottement de roulement et la force d'inclinaison. Ensuite nous avons utilisé une méthode de compensation qui consiste à ajouter des termes pour rendre les axes d et q du moteur synchrone à aimants permanents complètement découplés. Cette approche permet de découpler la dynamique du véhicule en deux boucles de type SISO, associées à deux entrées de commande, facilitant ainsi l'étude du suivi de vitesse et du courant.
- Dans la deuxième étape, nous allons traiter le modèle non linéaire du véhicule électrique, dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents, en utilisant la commande H_∞ non linéaire. Il est apparu que la solution est impossible à calculer analytiquement. Afin de proposer une solution, nous envisageons d'appliquer la méthode de Galerkin pour résoudre le problème de la commande H_∞ non linéaire appliquée au modèle non linéaire du véhicule.

La réalisation des deux parties précédentes va guider l'organisation de notre thèse qui s'organise sous la forme de cinq chapitres :

Le premier chapitre introductif vise à présenter l'évolution historique du véhicule électrique ainsi que le principe de fonctionnement de la chaîne de traction, tout en détaillant les fonctions des composants les plus importants. Nous examinerons également les différents systèmes de motorisation électrique, justifiant le choix de la machine synchrone à aimants permanents comme solution attrayante pour la traction électrique. Une brève revue de la littérature technique concernant les stratégies de commande sera également abordée. Enfin, nous aborderons la modélisation mathématique de la machine synchrone à aimants permanents et de la dynamique longitudinale du véhicule électrique, en explorant le couplage entre les parties électrique et mécanique pour développer un modèle non linéaire qui servira de base pour le système à régler lors de l'application des commandes proposées.

Dans le deuxième chapitre, nous allons présenter succinctement les outils nécessaires à la définition de la norme H_∞ , ainsi que les propriétés importantes de cette norme. Nous décrirons les notations utilisées et définirons les valeurs singulières d'une matrice de transfert pour introduire le problème standard de H_∞ et sa résolution par l'algorithme de Glover-Doyle, qui utilise les équations de Riccati. Nous introduirons également les fonctions de sensibilité et montrerons leur utilité dans le calcul d'un correcteur robuste et performant. Ensuite, dans la seconde partie de ce chapitre, nous appliquerons la méthodologie de conception d'un régulateur H_∞ pour le contrôle de la vitesse du véhicule électrique, dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents, tout en étudiant sa capacité à rejeter les perturbations.

Le troisième chapitre est consacré à la présentation de la stratégie de la commande H_∞ non linéaire dans un aspect purement théorique. Le problème de la commande H_∞ non linéaire est résolu par le biais d'une équation HJI non linéaire à dérivée partielle dont la solution exacte est inexistante ou impossible à calculer analytiquement. Afin de mieux montrer les difficultés de la commande H_∞ non linéaire nous allons résoudre l'équation HJI pour différents systèmes dynamiques non linéaires, des résultats de simulation sont aussi présentés. À la fin de ce chapitre, nous allons aborder la commande H_∞ non linéaire appliquée au véhicule électrique dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents.

Le processus d'application de la commande H_∞ non linéaire au modèle de véhicule électrique nécessite initialement un changement de variables pour obtenir la dynamique d'erreur. Cependant, lorsqu'on applique cette commande à la dynamique d'erreur du véhicule électrique, la résolution des équations de Hamilton-Jacobi s'avère impossible analytiquement. Ces équations de HJI constituent un élément crucial du défi posé par la commande H_∞ non linéaire. Pour relever ce défi, une approche consiste à utiliser la méthode de Galerkin pour résoudre approximativement les équations HJI et ainsi aborder le problème de la commande robuste H_∞ non linéaire. Avant de mettre en œuvre cette méthode, il est nécessaire de comprendre l'aspect théorique de l'algorithme, qui transforme l'équation HJI non linéaire en une forme linéaire appelée HJI généralisé (GHJI).

Dans le quatrième chapitre, nous aborderons cet aspect théorique de manière itérative pour aboutir à l'équation linéaire GHJI. Ensuite, nous examinerons son application au moteur synchrone à aimants permanents, qui présente des performances dynamiques supérieures. Par la suite, la méthode de Galerkin sera introduite pour résoudre la dynamique d'erreur du véhicule électrique, propulsé par un moteur synchrone à aimants permanents. Les résultats obtenus dans différents scénarios confirmeront la faisabilité et l'efficacité de l'approche proposée.

Le dernier chapitre consiste à présenter l'étude comparative ainsi que les performances du système réglé. Des comparaisons avec la commande linéaire et la commande non linéaire par la

méthode de Galerkin sont présentées dans le cadre de la commande H_∞ du moteur synchrone à aimants permanents et du véhicule électrique pour confirmer la robustesse des deux commandes H_∞ linéaire et non linéaire.

Finalement, le travail entrepris sera achevé par une conclusion générale et des perspectives pour les futurs travaux de recherches.

CHAPITRE I

GENERALITES SUR LES VEHICULES ELECTRIQUES

I.1 Introduction

Les véhicules électriques (VE's) et les véhicules hybrides (HEV's) sont désormais une alternative viable aux véhicules conventionnels, permettant aux constructeurs de véhicules de répondre aux exigences demandées par les utilisateurs de véhicules (performances et consommation de carburant) et aux lois de protection de l'atmosphère (réduction des émissions polluantes).

Dans ce chapitre, nous allons exposer quelques généralités et définitions que la communauté scientifique utilise dans un domaine aussi important qui est le véhicule électrique. Nous commençons par une présentation de la traction électrique (la classification des voitures électriques, le système de puissance, le choix du type de configuration). Par la suite, nous allons parler des principaux composants de la chaîne de traction (batteries, moteur, etc.) et nous proposerons la configuration la plus favorable. Nous terminerons par présenter quelques avantages et inconvénients des véhicules électriques.

I.2 Définition d'un véhicule électrique

Un véhicule électrique est un véhicule dont la propulsion est assurée par un moteur fonctionnant exclusivement à l'énergie électrique. Son architecture très simple reste proche de celle du véhicule thermique classique où le réservoir de carburant est remplacé par des packs de batteries, le moteur électrique remplace le moteur à combustion interne, et la transmission mécanique réalisée au moyen d'un embrayage, d'une vitesse de transmission et d'un différentiel est remplacé par d'autres systèmes de transmission sans boîte de vitesses, qui fournissent une puissance mécanique capable de mouvoir le véhicule (Figure I-1)[27], [28], [29], [32].

1. Batteries
2. Moteur
3. Transmission
4. Freins
5. Régulateur



Figure I-1 Système de propulsion d'un VE [32].

I.3 Bref historique de l'évolution du véhicule électrique

La voiture électrique représente actuellement la solution inévitable au problème de la pollution atmosphérique induite par les gaz d'échappement d'automobiles. Son évolution au fil du temps a été très influencée par la concurrence industrielle, la crise financière mondiale, l'économie et la politique.

La première voiture électrique a été inventée par un homme d'affaires écossais Robert Anderson, en 1830. Mais vers 1835, c'était le tour de l'Américain Thomas Davenport qui a construit une petite locomotive électrique [2], [5], [30], [31].

Vers 1838, un autre écossais nommé Robert Davidson a produit un autre véhicule qui pouvait aller jusqu'à 6 km/h. En 1859, vient le français Gaston Planté qui a inventé une batterie rechargeable au plomb, et qui a été améliorée ultérieurement par Camille Faure en 1881. En 1884, Thomas Parker sur la photo de la figure I-2, assis dans une voiture électrique, qui est la première au monde [2], [5], [30], [32], [33].



Figure I-2 Première voiture électrique au monde [32].

En 1899, une entreprise, en Belgique, a construit "La Jamais Contente", la première voiture électrique à dépasser les 100 km/h (elle atteindra 105 km/h). La voiture était pilotée par le Belge Camille Jenatzy et elle était en forme de torpille (Figure I-3) [30], [32].

À partir de 1900, la voiture électrique va connaître son heure de gloire. Plus d'un tiers des voitures en circulation sont électriques, le reste étant des voitures à essence ou à vapeur [30], [32].

Dans les années 1920, la voiture électrique va voir déclin. Plusieurs facteurs vont conduire à ce constat, la faible autonomie, le régime trop faible, le manque de puissance, la disponibilité du pétrole, et le prix deux fois plus élevés que celles à essence [30], [32].

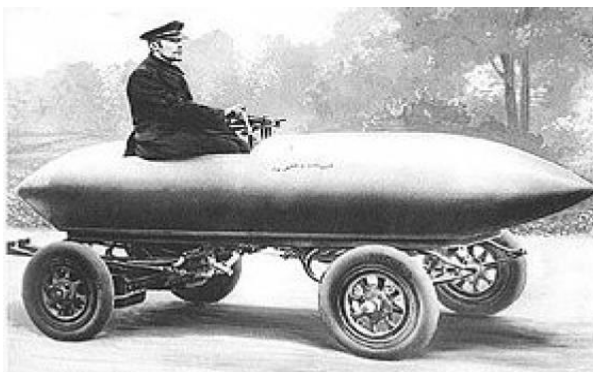


Figure I-3 La Jamais Contente [32].

En 1966, l'environnement commence à devenir une préoccupation. Aux Etats Unis, Le congrès américain va recommander aux constructeurs de produire des véhicules électriques afin de réduire la pollution atmosphérique. Les américains seront favorables à ce projet. Ensuite, viendra le premier choc pétrolier de 1973 qui va augmenter le prix de l'essence. Ce choc va favoriser l'utilisation de l'énergie électrique. Cependant, presque rien n'a été fait dans ce sens-là [30], [31], [32].

En 1972, Victor Wouk, construit la première voiture hybride, la Buick Skylark de chez GM (General Motors), Figure I-4



Figure I-4 La Buick Skylark de General Motors [32].

Quatre ans plus tard, en 1976, avec l'adoption du Congrès américain « The Electric and Hybrid Vehicle Research, Development and Demonstration Act », qui vise à promouvoir le développement de nouvelles technologies de batteries, de moteurs et de composants hybrides, une nouvelle ère commence[5], [28], [30], [32].

Dès 1988, la société automobile « General Motors » lance un projet de recherche pour développer une nouvelle voiture électrique qui deviendra la EV 1 et qui va être produite entre 1996 et 1998, [35], [37].

En 1997, Toyota lance la Prius, la première voiture hybride à entrer en production de masse. 18.000 exemplaires ont été vendus au Japon la première année et en 2006 Toyota a passé le cap des 500.000 unités vendues à travers le monde avec son célèbre véhicule hybride, la Prius (Figure I-5)[30], [32].



Figure I-5 La Prius Toyota 1997 [32].

De 1997 à 2000, de nombreux constructeurs passent à la productions de modèles électrique hybride comme la Honda EV Plus, la G.M. EV1, le Ford Ranger pickup EV, Nissan Altra EV, Chevy S-10 EV et le Toyota RAV4 EV[30], [32].

Toutefois à partir de 2000, la voiture électrique mourra à nouveau. En 2004, c'est la fin de l'EV1 ; GM va récupérer tous les véhicules EV1 pour les détruire, et ce malgré plusieurs mouvements de protestation. Le constructeur fut accusé de céder au lobbying des sociétés pétrolières. En Juillet 2009, La Mitsubishi i-MiEV a été lancée au Japon pour les professionnels, et pour les clients individuels en Avril 2010 suivie par la vente au public à Hong Kong en mai 2010[30], [32].

En décembre 2010, La Nissan LEAF (Leading, Environmentally Friendly, Affordable, Family car) est une voiture électrique à cinq places annoncées par Nissan en 2009. Elle a été commercialisée au Japon et aux Etats-Unis et elle est devenu disponible dans l'ensemble de l'Europe depuis fin 2011[30], [32], [34].

Aujourd'hui, la voiture tout électrique commence à faire son chemin, avec une autonomie en constante évolution. Maintenant, plusieurs modèles sont en vente et avec le rôle que joue la protection de l'environnement, de nombreuses villes à travers le monde développent des réseaux de bus électriques, donnant ainsi une bonne visibilité à l'électricité[31], [32], [34].

Actuellement, l'ensemble des véhicules électriques proposés par les constructeurs disposent d'une autonomie comprise entre 70 km et 200 km. Cependant, de nouvelles perspectives apparaissent avec l'utilisation de la pile à combustible, ce qui augmente considérablement l'autonomie (400 à 450 km pour le moment) pour atteindre des valeurs proches de celles des véhicules thermiques classiques[31], [32], [34].



Figure I-6 La Nissan LEAF [32].

Le prix de ces véhicules est encore difficile à établir car les quantités produites sont très faibles, souvent ce ne sont que quelques exemplaires qui sont fabriqués. En effet, le prix de l'alimentation constitue la part la plus importante du coût d'un véhicule électrique [34].

I.4 Présentation de la chaîne de traction électrique

Les véhicules ne traitent pratiquement que de l'énergie électrique ou électrochimique pour leur propulsion. Les émissions polluantes liées à la propulsion sont nulles et elles répondent aux critères ZEV (Zero Emission Vehicle). La Figure I-7, présente les composants principaux de la chaîne de traction d'un véhicule électrique. On remarque que le moteur à explosion dans un véhicule thermique étant remplacé par un moteur électrique dans le véhicule électrique[35]. La chaîne de traction d'un véhicule électrique est l'ensemble des éléments depuis la source d'énergie jusqu'à la transmission mécanique, qui assurent la fourniture d'une puissance mécanique capable de mouvoir le véhicule[32], [35], [36].

La chaîne de transmission électromécanique constitue la partie la plus importante dans un véhicule électrique. D'ailleurs, pour pouvoir accélérer, un véhicule doit avoir un couple élevé à basse

vitesse. En plus, il a besoin d'un couple moins important lors qu'il atteint des vitesses de croisière, ces spécifications sont celles du moteur électrique [36], [37].

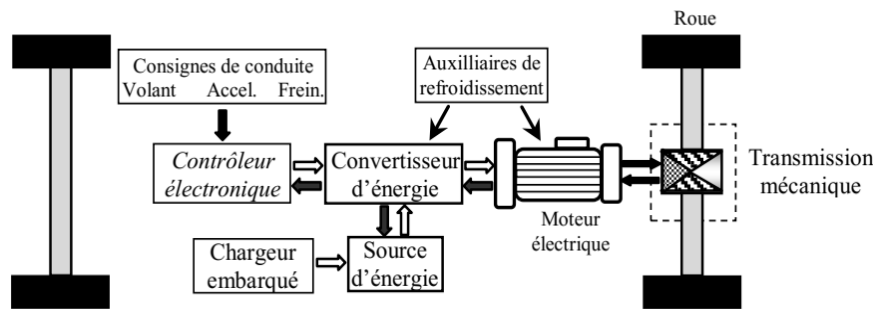


Figure I-7 Structure de la chaîne de traction dans un VE [38].

I.4.1 Description et principe de fonctionnement

La Figure I-7 représente le schéma fonctionnel de la chaîne de traction d'un véhicule électrique. La batterie est connectée au moteur électrique par l'intermédiaire d'un convertisseur d'énergie et d'un contrôleur électronique. Le contrôleur sert à régler l'intensité du courant qui alimente le moteur. Il permet d'effectuer une optimisation au niveau de la batterie et du moteur et de faire en permanence une auto diagnostic. Il gère tous les ordres du conducteur (consigne de conduite : guidage, accélération, freinage) en fonction des capacités du véhicule électrique[38], [39].

Du point de vue fonctionnel, la commande fournit différents signaux à l'électronique de puissance après avoir traité des signaux à l'ensemble du système. La fonction du convertisseur est d'assurer le transfert de puissance entre la source d'énergie et le moteur.

Lorsque le conducteur de véhicule appuie sur la pédale d'accélérateur, la batterie libère du courant. Le convertisseur de puissance transforme alors le courant continu (DC) de la batterie en courant alternatif (AC) (si le moteur de traction est de type alternatif) ou au courant continu (DC) (si le moteur est de type continu). Le moteur développe sur son arbre un couple moteur, ceci passe sur les roues.

Pour avancer un véhicule sur une chaussée, il faut que l'effort moteur soit supérieur à l'effort résistant. Le mécanisme pour lequel l'effort moteur entraîne la propulsion du véhicule est bien connu : le moteur fait tourner les roues motrices qui entraîneraient le véhicule. Les roues motrices ne peuvent glisser sur la route à cause du frottement entre pneumatique et chaussée ce qui les oblige à rouler.

I.4.2 Eléments de la chaîne de traction

Le schéma fonctionnel d'un système de véhicule électrique est montré dans la figure I-7. Les composants principaux d'un système de véhicule électrique sont : le chargeur de batterie embarqué, la batterie, l'électronique de puissance (convertisseur), le moteur électrique qui transmet la puissance mécanique à la chaîne mécanique et d'un contrôleur. La source d'énergie est une batterie d'accumulateurs, qui est le point de stockage de l'électricité [38], [39], [40].

I.4.2.1 Le moteur électrique

Il existe une relation étroite entre l'augmentation des performances du moteur et la réalisation de véhicules électriques hautes performances en fonctionnement. Il existe trois grandes catégories de moteurs (courant continu, asynchrone et synchrone)[2], [39].

Concernant le choix d'une technologie de motorisation, la solution de référence a longtemps été la motorisation en courant continu [2], [32], [34], [39], [41], c'est-à-dire dans sa version à excitation série, une solution robuste qui présente intrinsèquement une caractéristique à la traction (Volta), ou plus récemment dans sa version avec excitation séparée contrôlée par hacheur (Express). Mais l'évolution de l'électronique de puissance et des matériaux tels que les aimants permanents conduits désormais à une évolution vers des solutions plus efficaces telles que les moteurs synchrones ou asynchrones. Les différentes technologies de machines électriques dans le domaine automobile sont les moteurs asynchrones, les moteurs synchrones à aimants permanents ou synchrones à réluctance variable. Les moteurs à courant continu sont devenus obsolètes pour cette application avec les progrès de la commande des machines.

I.4.2.1.1 Le moteur à courant continu

Parmi les différents types de moteurs à courant continu (moteur série, moteur à excitation séparée, moteur à aimants permanents), c'est principalement le moteur à excitation séparée qui est utilisé. C'est la solution la plus économique et la plus fiable grâce à son convertisseur d'armature de type hacheur avec deux interrupteurs et un hacheur à inductance de faible puissance. Mais cette technologie présente les inconvénients suivants [2], [32], [34], [41]:

- La difficulté de refroidissement de l'induit tournant ce qui limite l'obtention des possibilités d'un couple massique élevé.
- La vitesse de rotation de l'induit est limitée par sa constitution.
- L'usure des balais nécessitant un entretien périodique pour enlever les poussières conductrices qui nuisent à l'isolement du collecteur.
- Le coût de construction est élevé car la machine est complexe : collecteur, bobinage de l'induit.

Deux exemples de VE dotés de machines à courant continu sont illustrés sur la figure I-8.



(a) Citroën AX Phase 1 : 1992 - 1999



(b) Nissan LEAF Phase 1 : 2010 - 2012

Figure I-8 Exemples de véhicules électriques équipés de machines à courant continu [34].

I.4.2.1.2 Le moteur asynchrone

Le moteur à cage asynchrone est robuste, relativement peu coûteux et facile à industrialiser. Il offre une puissance massique assez élevée, ce qui se traduit par un bon rendement de la chaîne de traction. Le moteur à cage asynchrone est privilégié pour la propulsion des véhicules électriques en raison de sa robustesse, de son faible coût de production, de sa puissance massique élevée et de l'absence d'aimants permanents, réduisant ainsi l'influence de la température. Bien que sa commande soit complexe, les progrès en commande vectorielle et en microprocesseurs permettent un contrôle

précis et efficace, garantissant de bonnes performances dynamiques à un coût raisonnable. [2], [32], [34], [41].

La figure I-9 illustre deux exemples des véhicules tout électriques avec la machine asynchrone du constructeur américain « General Motors » et « la Tesla modèle S » fabriquée par le constructeur californien de véhicules sportifs Tesla.



(a) EV1



(b) Tesla modèle S

Figure I-9 Exemples de véhicules électriques équipés de machines asynchrones [34].

I.4.2.1.3 Le moteur synchrone

Le moteur synchrone offre le meilleur rendement en mode générateur et moteur. Il se compose, comme le moteur asynchrone, d'un stator et d'un rotor séparés par un entrefer. La seule différence se situe au niveau de la conception du rotor.

Dans cette catégorie, on trouve plusieurs sortes de configurations dont nous citons les plus fréquentes dans la littérature [2], [32], [34], [41]:

I.4.2.1.3.1 Le moteur synchrone à aimants permanents

Apparaît à plus d'un titre comme une solution adaptée pour ses performances techniques, notamment sa compacité et son efficacité. L'excitation dans ce cas est créée par les aimants permanents. Il existe plusieurs types de machines synchrones à aimants permanents, où le couple total est la somme d'un couple de détente et d'un couple réluctant.

Parmi ces variantes de machines synchrones à aimants permanents, on peut citer :

- Les machines à aimants en surface : dans ce cas, le couple réluctant est nul, car le rotor ne présente aucune saillance. On désigne ces machines sous le terme de "machines à pôles lisses".
- Les machines à aimants enterrés.
- Les machines à aimants à concentration de flux.

Les avantages de ces machines sont les valeurs élevées des rapports couple / masse et puissance / masse ainsi que leur bon rendement. Cependant, le prix des aimants est élevé et ne répond pas, à ce jour, à la contrainte sur le prix de vente. Le défluxage dans la zone de fonctionnement à puissance constante est difficile (commande machine complexe, risque de désaimantation, pertes électriques supplémentaires dues à l'augmentation du courant statorique). Deux exemples de véhicules électriques utilisant la machine synchrone à aimants permanents sont donnés sur la figure I-10.



(a) Volkswagen E-UP



(b) Jaguar I-Pace

Figure I-10 Exemples de véhicules électriques équipés de machines synchrones à aimants permanents [34].

I.4.2.1.3.2 Le moteur synchrone à réluctance variable

Le moteur synchrone à réluctance variable gagne l'intérêt des constructeurs car c'est un moteur solide, facile à contrôler, sans balais donc sans usure ou entretien, et pouvant avoir de bonnes performances en termes de couple maximum, de rendement et de facteur de puissance. Cependant, pour obtenir ces performances, il est nécessaire de rendre maximal le rapport des inductances extrêmes mais cette technologie reste délicate à réaliser. De plus, n'étant pas encore standardisée, son coût reste élevé.

Ces moteurs, chacun d'eux, présente des avantages et des inconvénients, toutefois on doit prendre en considération les notions de coût et la difficulté de la commande dans notre choix. Le tableau 1 ci-dessous résume les avantages et les inconvénients des principaux types de moteurs utilisés dans les véhicules électriques.

À ce jour, bien que toutes les voitures commercialisées utilisent des moteurs synchrones (à aimants permanents ou à rotor bobiné), la Tesla Roadster utilise un moteur asynchrone.



(a) Land Rover 110 Defender



(b) GM Holden Time Attack

Figure I-11 Exemples de véhicules électriques équipés de la Machine à Réluctance Variable [34].

Le moteur synchrone à aimants permanents est plus coûteux mais donne une bonne autonomie, le moteur synchrone à rotor bobiné présente un très bon rapport puissance/prix, et l'asynchrone est simple et donne un excellent rapport puissance/prix de fabrication.

	Moteur à courant continu	Moteur à Induction	Moteur Synchrones à aimants permanents	Moteur à Réductance variable
Rapport puissance/poids	-	+	++	+
Vitesse de rotation max	-	+	+	+
Rendement(%)	80-85	85-90	90-95	90-94
Contrôlabilité	++	+	+	+
Maintenance	-	+	+	+
Coût du moteur	-	++	-	+

Tableau 1 Comparaison des différents Moteurs + : avantage - : désavantage [32].

Le véhicule électrique choisi dans tout ce qui suit est dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents car c'est le plus favorisée en termes de critères technologiques (tel que le meilleur rendement en mode générateur et moteur), en plus il a un couple massique plus élevé et offre l'efficacité la plus grande des trois machines sur toute la gamme de vitesses et une densité de puissance élevée, ce qui se traduit par un encombrement réduit.

I.4.2.2 La batterie

La batterie est le point de stockage de l'électricité. Il est connecté au moteur électrique via un régulateur et un convertisseur. La batterie est chargée à partir d'une source externe pendant les périodes de repos [2], [32], [34]:

Le choix de la batterie pour un véhicule électrique doit répondre aux conditions suivantes :

- Une bonne puissance massique permettant de bonnes accélérations.
- Une tension stable.
- Une bonne autonomie justifiée par une bonne énergie massique (Wh/kg).
- Une durée de vie élevée calculée en nombre de cycles de chargement et de déchargement.
- Un entretien faible un recyclage possible.

Il existe plusieurs types d'accumulateurs utilisés dans les batteries de traction, parmi lesquels nous citons :

- Nickel/Cadmium (Ni-Cd)
- Nickel/Métal Hydrure (Ni-MH)
- Nickel/Zinc (NiZn)
- Sodium/Chlorure de Nickel (Zebra)
- Lithium/ION (Li-ION)
- Lithium/Polymère (LiPo)
- Lithium/Phosphate (LiFePO4)
- Lithium/MétalPolymère (LMP)

I.4.2.3 Le chargeur

Les chargeurs de batterie sont spécifiques au type d'alimentation électrique, c'est-à-dire monophasé ou triphasé, à leur emplacement (à bord ou non dans le véhicule) et au mode de transmission d'énergie. Pendant la charge, la batterie se comporte comme un récepteur de courant. Cette phase de fonctionnement obéit à des valeurs limites (tension, intensité, temps, température, etc.) [2], [32], [34]:

Les principales notions, définissant les différents types de chargeur sont présentés selon leur emplacement et leur niveau de puissance :

- *Chargeur externe* : installé à l'extérieur du véhicule, l'énergie électrique adaptée aux caractéristiques de la batterie, est fournie directement au véhicule.
- *Chargeur embarqué* : intégré au sein du véhicule, l'énergie électrique délivrée par le réseau est transmise au véhicule. Cette configuration ne nécessite pas de convertisseur supplémentaire au sol.

I.4.2.4 Le convertisseur d'énergie

Le convertisseur statique, interface entre la batterie et le moteur électrique, est l'un des éléments fondamentaux du véhicule électrique[32], [38]. Il est chargé de convertir l'énergie en sortie de batterie afin de l'adapter à celle consommée par le moteur et surtout de délivrer la puissance électrique adaptée à la consigne du conducteur. C'est donc le convertisseur statique qui, piloté par le contrôleur, va permettre de faire accélérer ou ralentir le moteur (et donc le véhicule). Le convertisseur statique rentre dans la catégorie de technologie dite d'électronique de puissance. Composé de composants électroniques utilisés en forte puissance (transistors), il est capable de convertir des tensions et courants continus en alternatifs, afin de répondre aux besoins des moteurs.

- **Convertisseur DC-DC**

L'hacheur permettra de faire la conversion continu-continu pour alimenter une machine à courant continu. Il permet de faire varier la tension aux bornes du moteur et par conséquent la vitesse. Le schéma de principe des circuits de puissance pour la traction à courant continu est représenté à la figure I-12.

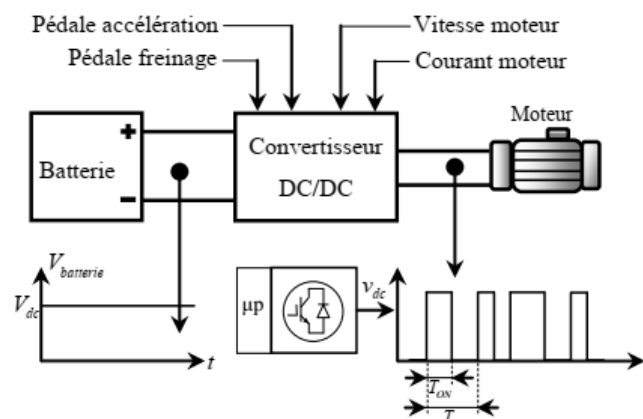


Figure I-12 Convertisseur DC-DC pour l'alimentation de moteur de traction à courant continu [38].

- **Convertisseur DC-AC**

En traction électrique, l'onduleur est un convertisseur continu-alternatif, qui permet d'obtenir trois phases de courant alternatif, décalée de 120° , de fréquence variable à partir du courant de batterie. Le schéma de principe du circuit de puissance pour la traction à courant alternatif est représenté à la figure I-13.

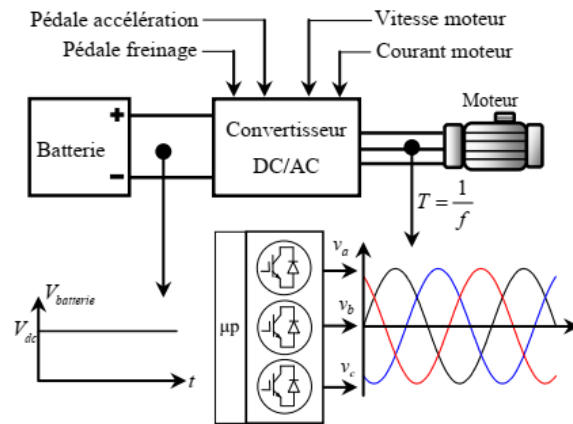


Figure I-13 Convertisseur DC-AC pour l'alimentation de moteur de traction à courant Alternatif [38].

La traction électrique pour les véhicules électriques est réalisée par un élément contrôlant l'énergie transférée de la source d'énergie vers le moteur de traction. Celui-ci permet une optimisation au niveau de la batterie et du moteur et de faire en permanence un autodiagnostic. Il gère tous les ordres du conducteur en fonction des capacités du véhicule électrique. C'est la raison pour laquelle il reçoit une quantité d'informations telles que la température, la vitesse de rotation, et les courants électriques. Cela lui permet, d'une part, d'effectuer un bilan sur l'état du véhicule, et d'autre part, d'ajuster les différentes commandes appliquées au moteur électrique afin de gérer au mieux la consommation d'énergie.

Le contrôleur est l'interface entre le conducteur et la chaîne de traction. Il traduit les consignes mécaniques du conducteur (appui sur la pédale d'accélération) en consignes électriques destinées à piloter le convertisseur statique.

I.4.2.5 La transmission mécanique

La transmission mécanique permet de transmettre la puissance en sortie de moteur aux roues et éventuellement de moduler le couple et la vitesse en sortie du moteur. C'est quasiment le même type de transmission que l'on retrouve sur des véhicules thermiques plus classiques [38], [39], [41].

Elle se compose donc principalement d'un réducteur de vitesse et un différentiel mécanique, afin de réduire la vitesse et d'augmenter le couple transmis aux roues, d'une part et d'autre part, permet d'entraîner les roues motrices à des vitesses de rotation différentes tout en maintenant les efforts qu'elles reçoivent à des valeurs rigoureusement identiques. En effet, un moteur électrique tourne relativement rapidement (plus rapidement que la vitesse de rotation d'une roue) et produit peu de couple, c'est-à-dire peu de « force ». En réduisant la vitesse à l'aide de ce réducteur, on adapte donc la vitesse du moteur à la vitesse souhaitée pour la roue et on fournit plus de couple, c'est-à-dire plus de « force » à la roue.

Un différentiel mécanique monté entre l'arbre de transmission et les roues motrices, doit :

- Transmettre aux arbres transversaux qui commandent les roues motrices, le couple moteur qu'il reçoit de l'arbre de transmission, placé dans l'axe longitudinal du véhicule.
- Démultiplier la vitesse de rotation de l'arbre de transmission.
- Permettre à la roue motrice placée à l'intérieur d'un virage de tourner à plus grande vitesse que la roue placée à l'extérieur. Cette fonction particulière a donné son nom au différentiel.

I.4.2.6 Les auxiliaires de refroidissement

Dernier élément de la chaîne de traction, les auxiliaires de refroidissement à air permettent de refroidir le moteur et le convertisseur statique qui chauffent naturellement [38].

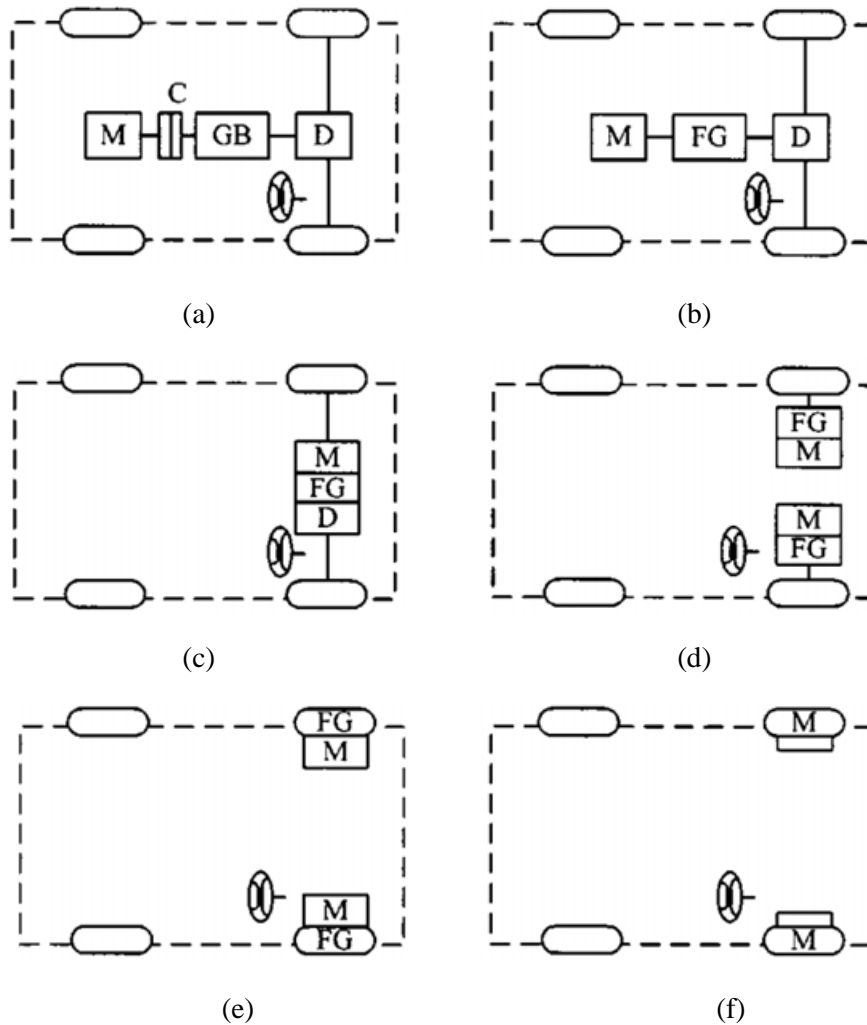
I.5 Architecture de la chaîne de traction du véhicule électrique

À l'heure actuelle, il existe de nombreuses configurations de VE possibles en raison des variations de la propulsion électrique et des sources d'énergie. En se concentrant sur ces variations de propulsion électrique, il existe six alternatives typiques, comme le montre la Figure 14 [37], [39], [42].

- 1) La figure I-14 (a) montre la première alternative qui est une extension directe du véhicule à moteur à combustion interne existant adoptant la traction avant longitudinale. Il se compose d'un moteur électrique, d'un embrayage, d'une boîte de vitesses et d'un différentiel. En incorporant à la fois l'embrayage et la boîte de vitesses, le conducteur peut changer les rapports de vitesse et par conséquent, le couple transmis aux roues. Les roues ont un couple élevé à faible vitesse dans les rapports inférieurs et un couple faible à grande vitesse dans les rapports supérieurs. Le différentiel est un dispositif mécanique qui permet d'entraîner les roues à des vitesses différentes dans les virages, la roue extérieure parcourant une plus grande distance que la roue intérieure. Cette configuration était principalement utilisée dans le type de conversion des véhicules électriques afin de maximiser l'utilisation des composants existants.
- 2) En remplaçant la boîte de vitesses par un engrenage fixe et, par conséquent, en retirant l'embrayage, le poids et la taille de la transmission mécanique peuvent être considérablement réduits. La figure I-14 (b) montre cette disposition, qui consiste en un moteur électrique, un engrenage fixe et un différentiel. Notez que cette configuration du VE ne convient pas au véhicule à moteur à combustion interne car le moteur en soi, sans l'embrayage et la boîte de vitesses, ne peut pas offrir les caractéristiques de couple-vitesse souhaitées.
- 3) Semblable au concept de traction avant à moteur à l'avant transversal du véhicule à moteur à combustion interne existant, le moteur électrique, l'engrenage fixe et le différentiel sont intégrés dans un seul ensemble, tandis que les deux essieux pointent vers les deux roues motrices. La figure I-14 (c) montre cette configuration, qui est, en fait, la plus couramment adoptée par les véhicules électriques modernes.
- 4) Outre les moyens mécaniques, l'action différentielle d'un VE en virage peut être assurée électroniquement par deux moteurs électriques fonctionnant à des vitesses différentes. La figure I-14 (d) montre cette configuration à deux moteurs dans laquelle deux moteurs électriques entraînent séparément les roues motrices via un engrenage fixe.
- 5) Afin de raccourcir davantage le chemin de transmission mécanique du moteur électrique à la roue motrice, le moteur électrique peut être placé à l'intérieur d'une roue. Cet agencement est ce qu'on appelle la traction intégrale. La figure I-14 (e) montre cette configuration dans laquelle un engrenage planétaire fixe est utilisé pour réduire la vitesse du moteur à la vitesse de roue souhaitée. Il convient de noter que l'engrenage planétaire est privilégié dans cette

disposition car il offre les avantages d'un rapport de réduction à grande vitesse ainsi qu'une disposition en ligne des arbres d'entrée et de sortie.

En abandonnant complètement tout engrenage mécanique, l'entraînement des roues peut être réalisé en installant un moteur électrique à rotor extérieur à basse vitesse à l'intérieur d'une roue. La figure I-14 (f) montre cet agencement sans engrenage dans lequel le rotor externe est directement monté sur la jante de roue. Ainsi, le contrôle de la vitesse du moteur électrique est équivalent au contrôle de la vitesse des roues et donc de la vitesse du véhicule.



C : Embrayage (Clutch) D : Différentielle (Differential)

FG : Engrenage fixe (Fixed gearing) GB : Boîte de vitesses (Gearbox)

M : Moteur électrique (Electric motor)

Figure I-14 Classification des véhicules électrique selon l'emplacement de la machine électrique [39], [43].

I.6 Avantages et inconvénient des VE

Avec le changement climatique, les véhicules électriques apparaissent maintenant comme une solution efficace pour limiter les émissions en carbone. Leur plus grand avantage est qu'ils ne produisent aucun carbone. L'absence de pollution atmosphérique locale n'est pas le seul avantage des

véhicules électriques, le faible bruit acoustique est aussi un atout. L'utilisation de ce type de véhicules n'est pas sans contraintes ni inconvénients.

On remarque que les véhicules électriques possèdent de faibles performances car l'énergie massique des accumulateurs électriques est comprise entre 30 et 120 Wh / kg, alors que les carburants pétroliers atteignent 12000Wh / kg, soit cent fois plus que les meilleurs accumulateurs électrochimiques actuels. En outre, l'autonomie limitée, le manque d'infrastructures de recharge et les coûts d'achat élevés diminuent la présence de voitures électriques dans le trafic routier. Subséquemment, deux inconvénients remarquables du VE liés à son système de stockage d'énergie apparaissent : d'une part, une masse d'accumulateurs trop élevée ou une faible autonomie, d'autre part, un temps de recharge long ou une puissance excessive de charge (conditionnée par l'acceptabilité de l'accumulateur et par le coût de l'infrastructure).

Il faut également noter qu'une telle chaîne de conversion est réversible. Elle peut aider à la récupération d'énergie dans les descentes ou lors du freinage. Afin de surmonter cette déficience des accumulateurs électrochimiques, la réalisation de systèmes hybrides qui produisent de l'électricité à bord du véhicule est recommandée. Les solutions qui semblent les plus avancées industriellement combinent un moteur thermique à combustion interne brûlant un carburant (fossile, méthanol, voire hydrogène), un alternateur et un moteur électrique associés à une petite quantité de batteries.

I.7 Lecture sur la littérature scientifique

De nombreux travaux de recherche ont été développés pour garantir les performances et la robustesse de la structure de commande développée pour le modèle non linéaire du véhicule électrique dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents grâce aux grands progrès des processeurs de signaux numériques (DSP), de l'électronique de puissance et a de nombreuses méthodes de contrôle avancées pour atteindre différents objectifs afin d'assurer le confort à l'utilisateur nous s'intéressons aux quelques travaux sur quelques stratégies de commande et applications liées au véhicule électrique. Parmi les travaux nous citons :

[40] a développé une commande robuste pour un système de traction multimachine multiconvertisseur. Le véhicule présenté possède quatre roues motrices (4WD) équipées de quatre moteurs synchrones à aimants permanents, chacun équipé de son propre convertisseur d'énergie électrique. Chaque paire de moteurs-roues est contrôlée par la technique HDTC (Hybrid Direct Torque Control), une variante de la commande DTC dotée d'un régulateur hybride BIP (Backstepping – Intégrateur – Proportionnel). De plus, un observateur à mode glissant associé au MSAP a été développé pour estimer la vitesse du moteur, remplaçant ainsi le capteur mécanique de vitesse. Pour améliorer le comportement dynamique et la stabilité du véhicule électrique dans différentes situations, les quatre roues motrices sont également directrices, désignées comme 4WS. La variation de la direction des roues sur les deux essieux est assurée par un différentiel électronique de direction (DED).

[38] a présenté l'amélioration de la dynamique latérale d'un système de traction contrôlée par une structure de commande robuste appelée "maître-esclave", basée sur la technique de commande DTC. Cette approche vise à mettre en place un différentiel électrique assurant la synchronisation de la vitesse des roues motrices lors du roulement, améliorant ainsi la stabilité et la sécurité du véhicule électrique.

[44] a utilisé la commande neuro-floue d'une machine asynchrone dans une chaîne de propulsion d'un véhicule électrique, afin d'améliorer le comportement et la stabilité du véhicule dans différentes contraintes de la route. La commande proposée consiste à introduire une technique intelligente nouvelle neuro-floue dotée d'un compensateur (NFC) qui permet de réajuster même la

dynamique des règles floues en vue d'accélérer la convergence vers les performances désirées. Le principe général de la commande NFC est d'assurer la robustesse et la stabilité du système de commande. Le système de traction proposé dans cette thèse est un véhicule électrique avec deux moteurs asynchrones qui sont alimentés par une batterie à travers deux onduleurs triphasés pour entraîner les deux roues arrière du véhicule. Les moteurs sont commandés indépendamment en utilisant un différentiel électronique. Toutefois, les contrôleurs mis en œuvre dans ce travail pour les moteurs sont basés sur la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

[45] a proposé une stratégie de la commande du groupe motopropulseur par la technique mode glissant en premier lieu, et suite aux inconvénients de cette technique, une méthode de contrôle a été proposée pour réduire le broutement, telle que la commande en mode de glissement flou hybride (HFSSMC). Malgré l'application de ces deux méthodes mentionnées ci-dessus, ils peuvent conclure que ces deux techniques ne peuvent pas éliminer complètement le problème de broutement dans le moteur électrique du véhicule, affectant ainsi les performances du véhicule. Pour cette raison on a suggère de combiner les points forts de trois méthodes telles que le mode glissant, la logique floue, et les réseaux de neurones en les assemblant dans une stratégie hybride et robuste, afin d'éliminer le problème du chattering et de garantir l'amélioration de l'efficacité énergétique. Cette stratégie appliquée au système global VE avec un cycle de conduite réel. Alors que le deuxième axe, qui concerne les sources d'énergie, un gestionnaire d'énergie dont le rôle est de choisir à chaque instant la meilleure répartition de puissance entre les différentes sources d'énergie d'une manière à commander efficacement l'énergie fournie par les différentes sources.

[31] a développé un simulateur dédié aux VE et nommé ELEctric VEhicle Simulator (ELEVES). Il utilise un formalisme graphique nommé Réseau Dynamique Hybride à Composant (RDHC) pour extraire le système d'équations. Le point fort d'ELEVES réside dans le fait qu'il permet à l'utilisateur non seulement de construire et simuler un VE à partir de ses bibliothèques préétablies, mais également de construire ses propres modèles. Un modèle dynamique du véhicule à trois degrés de liberté, et une modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents ainsi que son alimentation ont été construits à l'aide d'ELEVES. Afin d'inclure la fonctionnalité de la commande du VE, ensuite, la structure maximale de commande (SMC) a été établie à partir de la représentation énergétique macroscopique globale du système dans l'optique de contrôler la vitesse du véhicule.

[34] a proposé à intégrer une machine à réluctance variable à quatre phases de type 8/6 dans la chaîne de traction VE. La commande de cette machine est basée sur une stratégie de régulation en cascade vitesse/courants à base de régulateurs classiques du type PI. La synthèse de ces lois de commande conventionnelles pour la commande de la machine à réluctance variable fournit de bonnes propriétés. Néanmoins, elles ne peuvent pas garantir de hautes performances et robustesse dans le contexte d'applications véhicules électriques où celles-ci sont cruciales. Les variations paramétriques de la machine (résistance de phase-machine, moment d'inertie, coefficient de frottement visqueux...etc.) sont des perturbations intrinsèques qui dégradent les performances de la machine et par conséquent les performances de la chaîne de traction VE. Pour assurer un fonctionnement sûr vis-à-vis de ces variations et améliorer les performances de la chaîne de traction, des commandes robustes pour le réglage de la vitesse et des courants statoriques basées sur la théorie des systèmes à structure variable à savoir la commande par mode glissant.

[32], a proposé le modèle mécanique longitudinal du VE et a modélisé l'actionneur électrique utilisé. Aussi, Un couplage entre les deux modèles électrique et mécanique a été effectué suivi d'une synthèse de commande vectorielle qui a été adoptée pour l'asservissement de vitesse longitudinale du véhicule en implémentant des régulateurs linéaires de type proportionnel-intégral PI. Deux stratégies

de commande des systèmes non linéaires ont été présentés ; la première par mode de glissement qui est un fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La deuxième stratégie de commande non linéaire par backstepping qui combine la notion de fonction de contrôle de Lyapunov avec une procédure récursive de conception de la commande

Malgré ces recherches avancées menées pour le développement des véhicules électriques, Ces voitures souffrent encore de certains problèmes et possèdent des comportements non linéaires, leur sensibilité vis-à-vis de l'environnement extérieur peut être traduite par l'existence d'incertitudes ou de mauvaises connaissances des paramètres du modèle décrivant la dynamique du véhicule électrique. Une large variété de solutions a été proposée et différentes approches de commande ont été appliquées. Leur objectif principal et commun consiste à concevoir une loi de commande suffisamment robuste pour compenser les éventuelles perturbations et réduire au maximum possible les effets des non linéarités et des incertitudes qui existent dans la dynamique du véhicule électrique.

En se basant sur ses multiples avantages, la commande H_∞ non linéaire a été proposée dans ce travail pour le modèle non linéaire du véhicule électrique, dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents. C'est une solution adéquate pour une classe générale de systèmes, linéaires et non linéaires, qui n'a pas été testée sur un véhicule électrique.

Le principe fondamental de la commande H_∞ non linéaire est de garantir la stabilité asymptotique du système en boucle fermée, tout en minimisant le rapport entre l'énergie des sorties à réguler et l'énergie des perturbations externes (exogènes), ce rapport étant appelé le L2-gain. Cette minimisation n'est pas globale mais relative à un niveau spécifique d'atténuation, ce qui qualifie la commande de sous-optimale. Il est essentiel de souligner que cette méthode est capable d'assurer un suivi de trajectoire rapide et efficace, en plus de pouvoir surmonter les contraintes physiques imposées sur le système à commander, défis auxquels certaines approches ne peuvent pas répondre [46], [47], [48], [49].

La résolution du problème H_∞ non linéaire est extrêmement complexe, voire même impossible sur le plan analytique. Dans cette situation, le défi consiste à résoudre les équations non linéaires à dérivées partielles, également connues sous le nom d'équations de Hamilton-Jacobi-Isaac (HJI). Ces équations remplacent les équations algébriques de Riccati dans le cadre de la formulation de la commande H_∞ linéaire. Les premiers travaux portant sur la commande H_∞ non linéaire remontent aux années 1980, avec les contributions de Ball, Halton et Walke, qui ont élaboré la théorie de la commande H_∞ pour les systèmes non linéaires en établissant un lien avec la théorie des systèmes différentiels. Isidori et Astolfi ont établi une condition suffisante pour l'existence de la commande H_∞ non linéaire et ont démontré la stabilité asymptotique d'un système grâce au principe d'invariance de Salle [52]. Van der Schaft a introduit le concept de "gain L2", qui remplace la norme H_∞ dans le cas non linéaire, et a montré que la solution du problème de commande H_∞ non linéaire peut être dérivée de la solution de l'équation de Hamilton-Jacobi. Cette équation prend la place de l'équation de Riccati dans le cadre de la formulation de la commande H_∞ linéaire, établissant ainsi un lien entre la commande H_∞ des systèmes non linéaires et celle des systèmes linéarisés. Van der Schaft a également intégré les concepts de passivité, de dissipativité et de jeux différentiels non coopératifs dans la synthèse de la commande H_∞ non linéaire [47], [48], [49], [53]. Certains travaux utilisent des méthodes numériques telles que les approximations de Galerkin et les séries de Taylor pour résoudre ces équations de manière approchée [23], [24], [25].

I.8 Modélisation du véhicule électrique

Le véhicule électrique est un système physique dont la dynamique n'est pas facile à modéliser en raison de sa composition complexe, comprenant de nombreux composants présentant des caractéristiques fortement non linéaires. L'objectif de cette section est de présenter le comportement du véhicule en se basant sur les principes fondamentaux de la dynamique, ainsi que sur la modélisation des différents composants électriques. Cela permettra d'évaluer et de contrôler au mieux le véhicule conformément à l'étude envisagée.

I.8.1 Modélisation dynamique du véhicule

Dans la modélisation du véhicule, son mouvement est déterminé par les forces qui font avancer le véhicule pour satisfaire la mission de mobilité du véhicule sont représentées sur la figure I-15. En appliquant la deuxième loi de Newton, l'accélération du véhicule est [54], [55] :

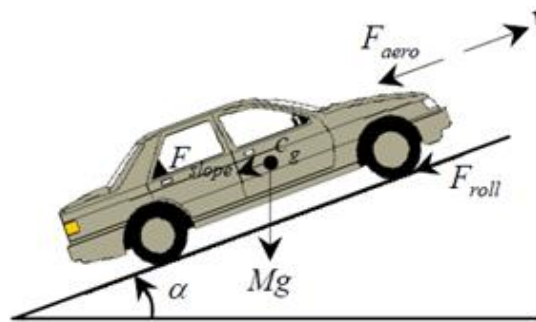


Figure I-15 Forces appliquées sur un véhicule.

Selon la deuxième loi de Newton, l'accélération du véhicule peut être écrite comme [35], [55], [56] :

$$\frac{dV}{dt} = \frac{F - F_R}{M} \quad (\text{I-1})$$

où $\frac{dV}{dt}$ est l'accélération du véhicule, F est l'effort de traction totale du véhicule, F_R est la somme des forces résistantes, M est la masse totale du véhicule.

L'effort de traction totale du véhicule F est :

$$F = F_g + F_{aero} + F_{roll} + M \frac{dV}{dt} \quad (\text{I-2})$$

Les forces résistantes F_R la force aérodynamique (F_{aero}), la force de frottement de roulement (F_{roll}) et la force d'inclinaison (F_g). La résistance aérodynamique est liée à la résistance de l'air sur la zone frontale et le châssis du véhicule. L'expression des forces résistantes est [35], [36], [55], [56] :

$$F_R = F_g + F_{aero} + F_{roll} \quad (\text{I-3})$$

- La force aérodynamique :

La résistance aérodynamique est liée à la résistance de l'air sur la zone frontale et le châssis du véhicule. Elle est proportionnelle à la masse volumique de l'air ρ (kg/m^3), à la surface frontale du

véhicule A_f (m^2), au coefficient de la traînée du véhicule C_D et au carré de la vitesse du véhicule V^2 . L'expression de cette force est [35], [55], [56] :

$$F_{aero} = \frac{1}{2} \rho A_f C_D V^2 \quad (I-4)$$

- La force de frottement de roulement

La force de résistance au roulement est la résistance du véhicule, due au contact des roues avec la chaussée s'écrit comme suit [35], [55], [56]:

$$F_{roll} = M g f_r \cos(\alpha) \quad (I-5)$$

Avec:

f_r : le coefficient de résistance au roulement,

g : l'accélération de la gravité exprimée en (m/s^2),

M : la masse totale du véhicule exprimée en (kg),

α : l'angle de la pente exprimée en (rad),

- La force de gravité :

La force de gravité est la force due à la pente quand le véhicule circule sur une route non horizontale est exprimée de la façon suivante [35], [55], [56] :

$$F_g = M g \sin(\alpha) \quad (I-6)$$

Le couple résistant appliqué au véhicule s'écrit [35], [55], [56] :

$$T_L = F \times \frac{r}{G} \quad (I-7)$$

Où r est le rayon de la roue. G est le rapport de réduction de vitesse.

I.8.2 Modèle de la motorisation électrique

L'étude bibliographique révèle que la modélisation de la machine synchrone a été largement abordée dans la littérature [36], [39], [41], [57], [58], [59], [60], [61], [62]. Malgré la simplicité de sa construction, son modèle mathématique reste complexe, car il implique des phénomènes électriques, magnétiques et mécaniques, avec une structure multivariable fortement non linéaire. Dans le repère triphasé fixe et lié au stator, le modèle de la machine synchrone produit des équations différentielles à coefficients variables en fonction de la position du rotor et du temps. La modélisation est une méthode mathématique utilisée pour simplifier la machine électrique en un système d'équations différentielles. L'élaboration du modèle mathématique de la machine synchrone est une étape nécessaire pour la commande et la simulation de ses différents régimes de fonctionnement. Les équations du modèle sont établies en se basant sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices [59], [61], [63] :

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées.

- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.

I.8.2.1 Mise en équations de la machine dans le repère (abc)

La figure I-16 représente la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) dans l'espace électrique.

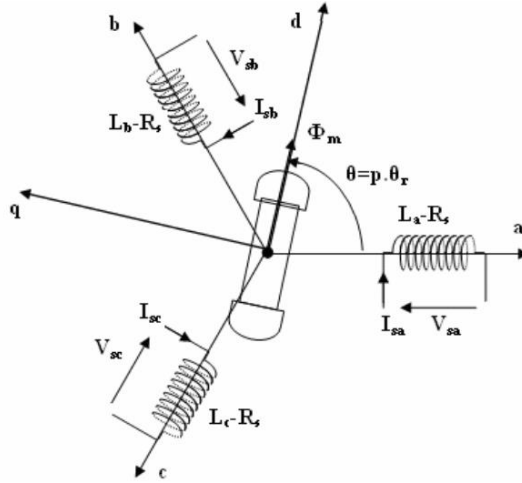


Figure I-16 Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique.

Les enroulements du stator sont le siège de courants alternatifs triphasés. Ces courants créent un champ magnétique tournant à la pulsation :

$$\Omega_{mot} = \frac{\omega}{p} \tag{I-8}$$

Avec :

Ω_{mot} : vitesse de rotation du rotor (rad/s)

ω : pulsation des courants alternatifs (rad/s)

p : nombre de paires de pôles.

Le champ tournant du stator accroche le champ inducteur solidaire du rotor et donc le rotor tourne à la vitesse de synchronisme.

Les tensions triphasées du stator V_s , les courants statoriques i_s sont reliés aux flux magnétique total Φ_s par l'équation différentielle matricielle suivante :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \tag{I-9}$$

Où

$$[V_s] = [V_{sa} \quad V_{sb} \quad V_{sc}]^T, [i_s] = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}]^T, [\Phi_s] = [\Phi_{sa} \quad \Phi_{sb} \quad \Phi_{sc}]^T$$

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

Avec

$$[\Phi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [\Phi_{sf}] \quad (\text{I-11})$$

Où

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

L_a, L_b et L_c sont les inductances propres des trois phases a,b et c.

M_{ab}, M_{bc} et M_{ac} sont les inductances mutuelles entre phases.

Φ_{sf} est flux crée par les aimants permanents supposé à répartition sinusoidale le long de l'entrefer.

$$[\Phi_{sf}] = \begin{bmatrix} \Phi_{af} \\ \Phi_{bf} \\ \Phi_{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_f \cdot \cos p\theta \\ \Phi_f \cdot \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \Phi_f \cdot \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

θ est l'angle électrique désignant la position du rotor par rapport au stator $\left(\frac{d\theta}{dt} = \omega\right)$.

Φ_f est la valeur crête constante du flux créé par l'aimant à travers les enroulements statoriques.

Le couple électromagnétique développé par la machine s'écrit :

$$C_{em} = [i_{sabc}]^T \cdot \left\{ \frac{1}{2} \left[\frac{dL_s}{d\theta} \right] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sf}] \right\} \quad (\text{I-14})$$

Le modèle mathématique du MSAP présente l'inconvénient d'aboutir à des équations différentielles à coefficients variables.

Vu le grand nombre de ces coefficients, on utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles où coefficients constants. La transformation de Park est la plus utilisée et la mieux adaptée dans le cas de la machine synchrone.

I.8.2.2 Transformation de Park

La représentation de Park, traduit la projection des trois phases du moteur sur un repère biphasé orthogonal. En plus des simplifications dans la modélisation triphasée dans le repère de Park, le moteur est supposé électriquement équilibré et on choisit de totaliser les fuites magnétiques au stator. La transformation de Park permet de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles avec une matrice inductance à coefficients constants [31], [32].

Appliquons maintenant la transformée de Park sur le modèle mathématique de la MSAP et introduisons la matrice de transformation A

$$A = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-15})$$

Le passage du système triphasé réel au système (d, q) lié au rotor se fait en utilisant les relations suivantes :

$$\begin{cases} [V_{dgo}] = A.[V_{sabc}] \\ [i_{dgo}] = A.[i_{sabc}] \\ [\Phi_{dgo}] = A.[\Phi_{sabc}] \end{cases} \quad (\text{I-16})$$

Après calcul, on trouve :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \Phi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \Phi_d \\ V_o = R_s i_o + \frac{d\Phi_o}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-17})$$

V_o est la composante homopolaire, elle est nulle pour un système équilibré.

Les flux Φ_d et Φ_q dans les enroulements d et q du système diphasé ont pour expressions :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{I-18})$$

Avec :

L_d , L_q sont les inductances propres des enroulements d et q.

Enfin, on déduit le modèle de Park du MSAP sous la forme suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + p \frac{L_q}{L_d} i_q \Omega_{mot} \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - p \frac{L_d}{L_q} i_d \Omega_{mot} - p \frac{\Phi_f}{L_q} \Omega_{mot} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (I-19)$$

Le couple électromagnétique développé par le MSAP peut s'écrire dans le référentiel de Park (d, q) sous la forme suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \left[(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q \right] \quad (I-20)$$

On peut retrouver les grandeurs réelles en utilisant la transformée inverse qui consiste à utiliser la matrice inverse A^{-1} .

Le modèle du MSAP est complété par l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J_m \dot{\Omega}_{mot} + f_m \Omega_{mot} = C_{em} - C_r \quad (I-21)$$

Le MSAP peut être modéliser sous la forme non linéaire suivante :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L} i_d + p \Omega_{mot} i_q + \frac{1}{L} u_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L} i_q - p \Omega_{mot} i_d + \frac{p\Phi}{L} \Omega_{mot} + \frac{1}{L} u_q \\ \frac{d\Omega_{mot}}{dt} &= \frac{3p\Phi}{2J} i_q - \frac{B}{J} \Omega_{mot} + \frac{T_L}{J} \end{aligned} \quad (I-22)$$

Avec $L_d = L_q = L$

I.8.3 Couplage entre les deux modèle mécanique et électrique

On peut déterminer la relation entre la vitesse angulaire de la roue et la vitesse du moteur [6], [31], [32], [36] par :

$$\Omega_{mot} = G \Omega_{roue} \quad (I-23)$$

Avec la vitesse de véhicule V véhicule est donnée par :

$$V = r \Omega_{roue} \quad (I-24)$$

Donc, la relation entre la vitesse de véhicule V et celle du moteur Ω_{mot} est reformulée comme suit :

$$V = \frac{r}{G} \Omega_{mot} \quad (I-25)$$

La puissance à fournir aux roues en fonction de la vitesse de déplacement peut être formulée comme suit :

$$P_f = V F \quad (I-26)$$

L'énergie consommée du véhicule électrique est estimée en intégrant la puissance de traction demandée dans le temps.

Les équations associées au réducteur de vitesse sont [36], [64] :

$$T_G = G \times T_{mot} \quad (I-27)$$

$$\Omega_G = \frac{\Omega_{mot}}{G} \quad (I-28)$$

Avec T_G et Ω_G respectivement sont le couple et la vitesse de rotation après la réduction.

Le différentiel mécanique permet de répartir la puissance aux roues tout en permettant de faire tourner les roues à des vitesses différentes en virage de sorte que, sur une trajectoire droite les deux roues motrices roulent à la même vitesse. Dans une trajectoire courbée la différence entre les deux vitesses des roues assure la vitesse du véhicule. La réduction du couple est répartie équitablement sur les roues gauche et droite, elle est exprimée de la manière suivante [36], [39], [64]:

$$T_{diff_gauche} = \frac{1}{2} T_{gear} \quad (I-29)$$

$$T_{diff_droite} = \frac{1}{2} T_{gear} \quad (I-30)$$

$$T_{diff_Tot} = T_{diff_droite} + T_{diff_gauche} \quad (I-31)$$

Où T_{diff_gauche} , T_{diff_droite} et T_{diff_Tot} sont respectivement les couples gauche, droit et total après différentiel.

En prenant en compte le rayon de courbure R_r et la largeur du véhicule d (distance inter-roues) les vitesses linéaires au niveau des roues sont donc sont données par les expressions suivantes [31], [32], [36]: (Figure I-17):

$$V_{roue_g} = \left(\frac{R_r - d / 2}{R_r} \right) V_r \quad (I-32)$$

$$V_{roue_d} = \left(\frac{R_r + d / 2}{R_r} \right) V_r \quad (I-33)$$

Aussi :

$$\frac{V_{roue_g}}{R_3} = \frac{V_{roue_d}}{R_4} = \frac{V_r}{R_r} \quad (I-34)$$

Où V_r est la vitesse du centre de l'axe de la roue supposée égale à la vitesse du véhicule V .

D'après le schéma de la figure I-17 :

$$\tan(\delta) = \frac{L_{veh}}{R_r} \quad (I-35)$$

Avec :

$$L_{veh} = l_f + l_r \quad (I-36)$$

L_{veh} est la longueur entre les deux trains avant et arrière du véhicule.

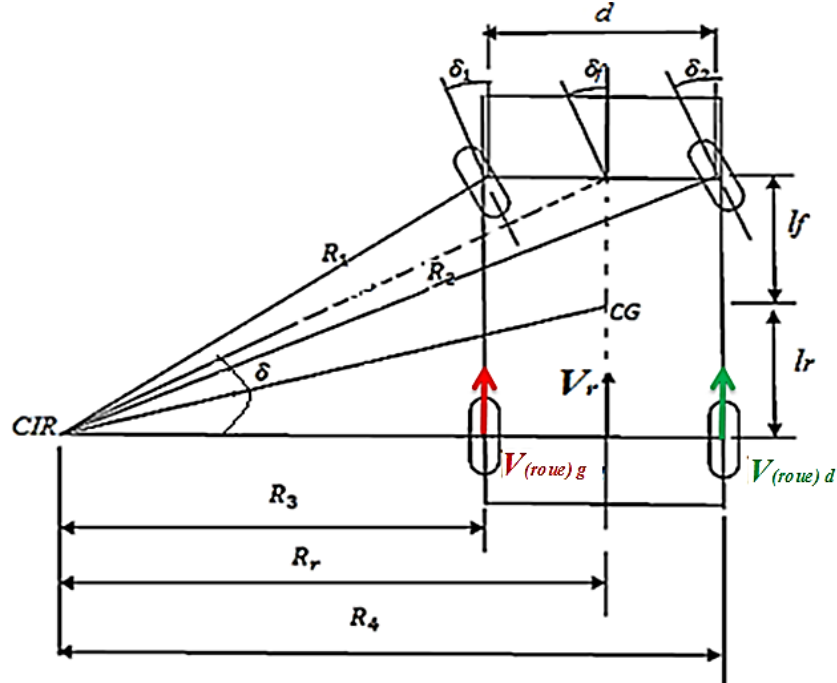


Figure I-17 Modèle d'une trajectoire courbée [32].

D'où :

$$V_{roue_g} = V - \left(\frac{\tan(\delta) d / 2}{L_{veh}} \right) V \quad (I-37)$$

$$V_{roue_d} = V + \left(\frac{\tan(\delta) d / 2}{L_{veh}} \right) V \quad (I-38)$$

Les forces de traction peuvent être calculées à partir du couple du différentiel et la vitesse de rotation des roues à partir de la vitesse de véhicule sont données par les relations suivante [36], [64]:

$$F_{gauche} = \frac{1}{r} T_{diff_gauche} \quad (I-39)$$

$$\Omega_{roue_g} = \frac{1}{r} V_{veh_gauche} \quad (I-40)$$

$$F_{droite} = \frac{1}{r} T_{diff_droite} \quad (I-41)$$

$$\Omega_{roue_d} = \frac{1}{r} V_{veh_droite} \quad (I-42)$$

Où Ω_{roue_g} et Ω_{roue_d} sont les vitesses angulaire des roues gauche et droite, F_{gauche} et F_{droite} sont les forces pour les roues gauche et droite, respectivement.

La sommation des forces de traction dues à chacun des roues est donnée par l'expression suivante :

$$F_{Tot} = F_{droite} + F_{gauche} \quad (I-43)$$

Substituons (I-7) et (I-25) dans (I-22) on aboutit au modèle global non linéaire du véhicule électrique exprimé par :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{R}{L}x_1 + \frac{pG}{r}x_2x_3 + \frac{1}{L}u_d \\ \dot{x}_2 &= -\frac{R}{L}x_2 - \frac{pG}{r}x_1x_3 - \frac{p\Phi G}{Lr}x_3 + \frac{1}{L}u_q \\ \dot{x}_3 &= \frac{1}{J_v} \left[\frac{3p\phi G}{2}x_2 - \frac{BG}{r}x_3 - \frac{r}{G} \left(Mg\sin(\alpha) + Mgf_r\cos(\alpha) + \frac{r^2}{2G^2}\rho A_f C_D x_3^2 \right) \right] \end{aligned} \quad (I-44)$$

Avec

$$i_d = x_1, \quad i_q = x_2, \quad v = x_3$$

$$J_v = \frac{JG^2 + mr^2}{rG}$$

On peut remarquer que les équations s'expriment en fonction de deux courants l'un est direct et l'autre est quadratique ; ce qui implique un couplage entre les grandeurs du stator et du rotor. Ce couplage est à la base des non linéarités du moteur synchrone. Le modèle global du véhicule électrique est non linéaire multi variable et aussi couplé ce qui rend le dimensionnement de sa commande complexe.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une vue d'ensemble sur le véhicule électrique, en commençant par un aperçu historique des différents types de véhicules électriques classifiés selon leur source d'énergie. Ensuite, nous avons examiné l'architecture de la chaîne de traction des VE en mettant l'accent sur les différentes technologies disponibles. Cela nous a permis de faire nos choix en optant pour une solution d'entraînement indirecte (avec réducteur) à deux roues motrices, où un seul moteur synchrone à aimants permanents est utilisé pour la propulsion du véhicule.

Dans le prochain chapitre, nous présenterons quelques outils nécessaires ainsi que les principes théoriques de la synthèse de la loi de commande H_∞ linéaire. Par la suite, nous aborderons l'application de la commande H_∞ linéaire au véhicule électrique, dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents.

CHAPITRE II

COMMANDE ROBUSTE H_∞ LINEAIRE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE

II.1 Introduction

La synthèse de la commande robuste H_∞ linéaire consiste à concevoir une commande assurant la stabilité asymptotique du système bouclé ainsi qu'un certain taux d'atténuation de l'influence des perturbations liées à l'environnement du système sur les sorties du système augmenté ; ce dernier étant composé du système lui-même et de fonction de pondération. La synthèse H_∞ a été initiée par Zames au début des années 80 [65] et développée, en particulier par Doyle, Glover, Khargonekar et Francis [66], [67] consiste à concevoir une commande assurant la stabilité asymptotique du système bouclé ainsi qu'un certain taux d'atténuation de l'influence des perturbations liées à l'environnement du système sur les sorties du système augmenté ; ce dernier étant composé du système lui-même et de fonction de pondération. Les méthodes de résolution de problème H_∞ est basée essentiellement sur la résolution d'inégalités matricielles linéaires ou d'équation de Riccati. Cette dernière méthode, est la solution la plus simple et la plus fiable numériquement connue sous le nom d'algorithme de Glover-Doyle[66].

Dans la première partie de ce chapitre, nous présentons brièvement quelques outils nécessaires à la synthèse de la commande robuste H_∞ linéaire. Cela inclut les valeurs singulières, la norme H_∞ d'un système linéaire et d'autres concepts de base. Ensuite, nous décrivons la formulation utilisée pour prendre en compte les différents critères et exposons la notion de problème H_∞ standard ainsi que sa résolution par l'algorithme de Glover-Doyle.

Dans la seconde partie, nous nous concentrons sur la synthèse des contrôleurs pour corriger la boucle du courant id et la boucle de vitesse. L'objectif est d'appliquer la stratégie de commande robuste H_∞ à un problème spécifique : celui d'un véhicule électrique dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents commandé en vitesse. Enfin, des simulations ont été réalisées pour démontrer et analyser les performances en termes de suivi de vitesse, ainsi que pour évaluer la robustesse de la commande étudiée face aux variations des perturbations externes.

II.2 Rappels mathématiques

II.2.1 Les valeurs singulières

Considérons un système linéaire invariant où $e(t)$ est le vecteur d'entrée de dimension p et $s(t)$ est le vecteur de sortie dimension m et $G(s)$ représente la matrice de transfert du système comme la montre la figure II-1. Les valeurs singulières d'une matrice de transfert sont définies comme les racines carrées des valeurs propres de la matrice multipliée par sa transconjuguée, comme l'indique la formule suivante [68], [69], [70], [71], [74] :

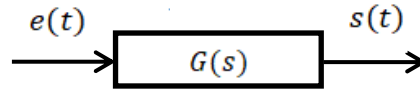


Figure II-1 Système multivariable [71].

$$\sigma_i(G(j\omega)) = \sqrt{\lambda_i(G(j\omega)G^T(-j\omega))} = \sqrt{\lambda_i(G^T(-j\omega)G(j\omega))} \quad (II-1)$$

Où :

λ_i représente la $i^{\text{ème}}$ valeur propre de $G(j\omega)G^T(-j\omega)$ ou de $G^T(-j\omega)G(j\omega)$ et $\sigma_i(G(j\omega))$ les valeurs singulières associées à $G(s)$.

Il est également important de souligner que la plus grande valeur singulière est représentée par $\bar{\sigma}(G(j\omega))$ et la plus petite valeur singulière par $\underline{\sigma}(G(j\omega))$. Ces valeurs sont particulièrement importantes pour évaluer la performance et la robustesse du système. Elles sont des nombres réels, positifs ou nuls, et sont déterminées à l'aide de la formule suivante :

$$\bar{\sigma}(G(j\omega)) = \sigma_1(G(j\omega)) \geq \sigma_2(G(j\omega)) \geq \dots \geq \underline{\sigma}(G(j\omega)) \geq 0 \quad (II-2)$$

La représentation fréquentielle de ces quantités est illustrée dans la figure suivante.

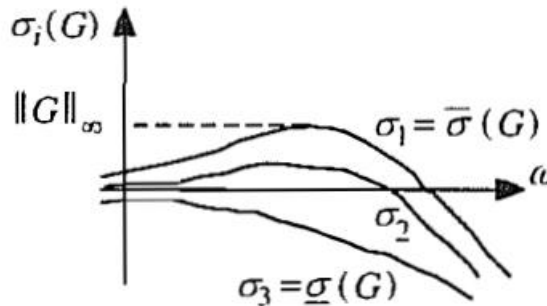


Figure II-2 Valeurs singulières et norme H_∞ d'une matrice de transfert [68].

II.2.2 Norme H_∞

La norme H_∞ est une mesure de la performance d'un système linéaire dynamique, notamment dans le contexte des commandes robustes. Elle est définie comme la valeur maximale de la plus grande valeur singulière de la matrice de transfert du système, évaluée sur l'ensemble des fréquences. Mathématiquement, cela se traduit par la formule [68], [69], [70], [71], [72], [73], [74] :

$$\|G(s)\|_\infty = \sup_{\omega \in R} \bar{\sigma}(G(j\omega)) \quad (II-3)$$

Il s'agit du maximum de la plus grande valeur singulière de la matrice de transfert $G(s)$ (voir la figure II-2). Cette norme permet d'évaluer la capacité du système à maintenir une performance stable en présence de perturbations et d'incertitudes, en réduisant l'impact des variations externes.

Les propriétés fondamentales de la norme H_∞ , essentielles pour l'analyse des systèmes dynamiques interconnectés, se déclinent comme suit :

- **Interconnexion en série**

La norme H_∞ de la mise en série de deux systèmes linéaires $F(s)$ et $G(s)$ satisfait l'inégalité :

$$\|F(s)G(s)\|_\infty \leq \|F(s)\|_\infty \|G(s)\|_\infty \quad (\text{II-4})$$

Cette propriété traduit le fait que le gain maximal du système global en série est borné par le produit des gains individuels. Elle implique que l'amplification critique d'une chaîne de systèmes ne peut dépasser l'effet combiné de leurs pires cas respectifs.

- **Interconnexion en parallèle**

Pour deux systèmes $F(s)$ et $G(s)$ interconnectés en parallèle avec une entrée commune ou une sortie commune, la norme H_∞ vérifie :

$$\left\| \begin{pmatrix} F(s) \\ G(s) \end{pmatrix} \right\|_\infty \geq \sup(\|F(s)\|_\infty, \|G(s)\|_\infty) \quad (\text{II-5})$$

$$\|F(s) \ G(s)\|_\infty \geq \sup(\|F(s)\|_\infty, \|G(s)\|_\infty) \quad (\text{II-6})$$

Ces inégalités établissent que le gain maximal de l'interconnexion parallèle de systèmes est borné inférieurement par le supremum des normes H_∞ individuelles. Par conséquent, la réponse globale reflète nécessairement le comportement du sous-système présentant le gain critique, quelle que soit la configuration structurelle (entrée commune ou sortie combinée). Cette propriété assure qu'un sous-système dominant, en termes de réponse fréquentielle, impose une limite fondamentale sur les performances de l'ensemble interconnecté.

- Si la norme H_∞ d'une matrice de transfert composée de plusieurs blocs est inférieure à une constante γ , alors la norme H_∞ de chaque bloc individuel est également inférieure à γ .

$$\left\| \begin{pmatrix} G_{11}(s) & G_{12}(s) \\ G_{21}(s) & G_{22}(s) \end{pmatrix} \right\|_\infty < \gamma \Rightarrow \begin{cases} \|G_{11}(s)\|_\infty < \gamma \\ \|G_{12}(s)\|_\infty < \gamma \\ \|G_{21}(s)\|_\infty < \gamma \\ \|G_{22}(s)\|_\infty < \gamma \end{cases} \quad (\text{II-5})$$

Cela signifie que la contrainte globale imposée sur la matrice de transfert se répercute sur chacun de ses éléments, garantissant ainsi que chaque sous-système respecte la même borne en termes de performance et de robustesse.

II.2.3 Commande robuste : Analyse des fonctions de sensibilité, compromis performance-robustesse et applications aux systèmes asservis

La synthèse H_∞ s'appuie sur une modélisation rigoureuse des interactions entre les signaux exogènes, les fonctions de sensibilité, et les objectifs de performance-stabilité. Dans le schéma de

contrôle en boucle fermée (figure II-3), la plante $G(s)$ est asservie par un régulateur $K(s)$, avec des entrées exogènes incluant la consigne r , les perturbations w_i (agissant sur la commande) et w_0 (affectant la sortie), ainsi que le bruit de mesure n . La sortie y et la commande u s'expriment via les équations [68], [69], [71], [72] :

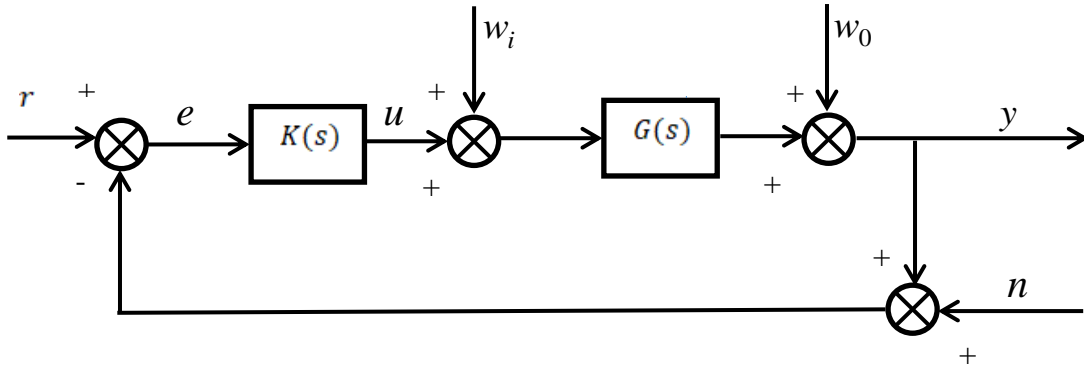


Figure II-3 Représentation des différents transferts d'un système [69], [71].

- **Sortie y :**

$$Y(s) = \frac{GK}{1+GK}(R-N) + \frac{G}{1+KG}W_i + \frac{1}{1+GK}W_0 \quad (\text{II-8})$$

- **Erreur e**

$$E(s) = \frac{1}{1+GK}(R-N-W_0) - \left(\frac{G}{1+KG}\right)W_i \quad (\text{II-9})$$

- **Commande u :**

$$U(s) = \frac{K}{1+GK}(R-N-W_0) - \frac{KG}{1+KG}W_i \quad (\text{II-10})$$

À partir de ces relations, on peut définir les fonctions de transfert fondamentales caractérisant le comportement du système en boucle fermée comme suit :

- Fonction de transfert en boucle ouverte :

$$L(s) = K(s)G(s) \quad (\text{II-6})$$

Pour les systèmes multivariables, ces fonctions diffèrent en raison de la nature matricielle de $G(s)$ et $K(s)$.

- Fonction de sensibilité $S(s)$:

$$S(s) = \frac{1}{1+K(s)G(s)} \quad (\text{II-7})$$

La fonction de sensibilité traduit la relation entre la sortie et l'erreur tout en indiquant l'effet des perturbations sur la sortie.

- Fonction de sensibilité complémentaire $T(s)$:

$$T(s) = \frac{G(s)K(s)}{1 + G(s)K(s)} \quad (\text{II-8})$$

Cette fonction traduit à la fois la fidélité au suivi de la consigne et l'impact du bruit sur la sortie. La relation de complémentarité s'écrit : $T(s) + S(s) = 1$.

- Fonction $K(s)S(s)$:

Reliant les perturbations w_0 et le bruit n à la commande u , cette fonction quantifie l'effort énergétique du contrôleur. Une minimisation de $\|K(s)S(s)\|_\infty$ prévient la saturation des actionneurs et optimise l'efficacité du système.

Les propriétés fréquentielles de ces fonctions guident directement la conception du régulateur $K(s)$.

II.3 Formalisation standard, pondérations et synthèse du contrôleur robuste

La synthèse H_∞ vise à concevoir un contrôleur robuste $K(s)$ pour un système représenté par le schéma généralisé de la Figure II-4. Ce schéma standard inclut [68], [69], [70], [71], [72], [73], [74] :

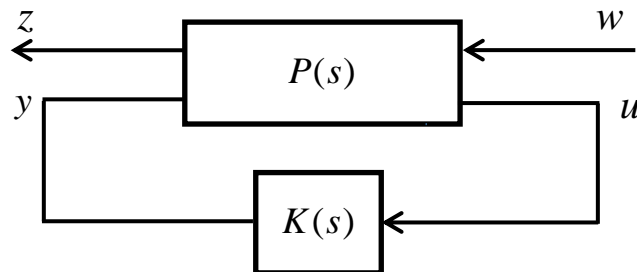


Figure II-4 Formulation standard H_∞ d'un système [68].

Où

- $P(s)$: Modèle généralisé de la plante $G(s)$, intégrant les perturbations et pondérations.
- $K(s)$: Correcteur à concevoir, stabilisant le système et minimisant les critères de performance.
- w : Entrées exogènes (consigne r , perturbations d , bruit b).
- z : Signaux à contrôler (erreurs de suivi, critères de performance).
- y : Sorties mesurables.
- u : Signal de commande généré par $K(s)$.

La synthèse H_∞ permet de traduire mathématiquement les exigences pratiques d'un cahier des charges en contraintes fréquentielles, via une formulation standardisée. Cette méthode est particulièrement adaptée pour concilier des objectifs a priori contradictoires, tels que :

- Suivi de trajectoires de référence : Assurer un suivi précis de la consigne $r(t)$ par la sortie $y(t)$, notamment en basses fréquences.
- Rejet/atténuation des perturbations : Limiter l'impact des perturbations $d(t)$ (agissant sur l'entrée ou la sortie) sur les performances.
- Atténuation du bruit de mesure : Réduire l'influence du bruit $n(t)$ sur la commande $u(t)$ et la sortie $y(t)$.

Ces spécifications sont formalisées à l'aide de fonctions de pondération fréquentielles ($W_1(s)$, $W_2(s)$, $W_3(s)$) intégrées dans un schéma standard (Figure II-4). Le système généralisé $P(s)$, incluant la plante $G(s)$ et les pondérations, s'exprime sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} Z(s) \\ Y(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W(s) \\ U(s) \end{bmatrix} \quad (\text{II-14})$$

La relation entre les entrées exogènes w et les sorties contrôlées z est exprimée via la Transformation Linéaire Fractionnaire (LFT) :

$$F_l(P, K) = P_{11}(s) + P_{12}(s)K(s)(I - P_{22}(s))^{-1}P_{21}(s) \quad (\text{II-15})$$

La synthèse H_∞ a pour objectif de concevoir un contrôleur $K(s)$ capable de stabiliser un système en boucle fermée tout en minimisant la norme H_∞ de la fonction de transfert $F_l(P, K)$, c'est-à-dire garantir que $\|F_l(P, K)\|_\infty \leq \gamma$. Pour atteindre cet objectif, deux approches principales sont envisagées :

- Cette première approche consiste à rechercher, parmi l'ensemble des contrôleurs $K(s)$ stabilisant le système $P(s)$, celui qui minimise $\|F_l(P, K)\|_\infty$. La valeur minimale ainsi obtenue, notée γ_{opt} , est désignée sous le terme de gain H_∞ -optimal. Elle caractérise la meilleure performance atteignable en termes de robustesse et d'atténuation des perturbations.
- Plus couramment utilisée dans les applications pratiques, cette seconde approche vise à déterminer un contrôleur $K(s)$ stabilisant le système tout en satisfaisant la contrainte $\|F_l(P, K)\|_\infty \leq \gamma$, où $\gamma > 0$. L'objectif est alors d'identifier le contrôleur permettant d'atteindre la plus petite valeur possible de γ , qualifié dans ce cas de contrôleur optimal pour la contrainte imposée.

Afin de décrire la procédure de conception d'un contrôleur H_∞ robuste $K(s)$ et de mettre en évidence les pondérations appliquées aux différents signaux, nous nous appuyons sur le schéma présenté à la figure II-5. Ce schéma illustre la structure du système bouclé et introduit les filtres de pondération associés aux signaux clés suivants :

- Erreur ε :

L'erreur ε est pondérée par un filtre $W_1(s)$. L'objectif est de maintenir cette erreur aussi proche de zéro que possible, ce qui traduit une exigence de performance en termes de précision et de suivi de la référence.

- Commande u :

La commande u est pondérée par un filtre $W_2(s)$. Cette pondération reflète la nécessité de limiter l'effort de commande, afin d'économiser l'énergie et d'éviter la saturation des actionneurs.

- Perturbation d :

L'entrée de perturbation d est pondérée par un filtre $W_3(s)$. Cette pondération permet de modéliser l'influence des perturbations externes sur le système et de garantir une robustesse face à ces perturbations.

Ces pondérations jouent un rôle central dans la synthèse H_∞ , car elles permettent de formaliser les compromis entre performance, robustesse et limitation des efforts de commande. Le contrôleur $K(s)$ est alors conçu pour optimiser ces critères tout en assurant la stabilité du système en boucle fermée.

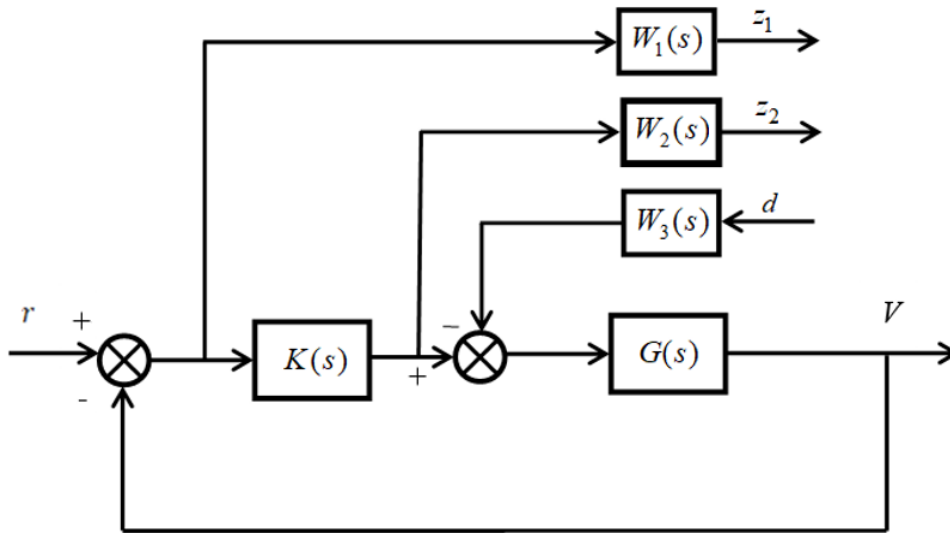


Figure II-5 Mise en place des pondérations [68], [71].

En explicitant la transformation linéaire fractionnaire et en considérant r et d comme entrées, ainsi que z_1 et z_2 comme signaux à surveiller :

$$\begin{aligned} z_1 &= W_1 \varepsilon = W_1 (Sr + SGW_3 d) \\ z_2 &= W_2 u = W_2 (KSr + KSGW_3 d) \end{aligned} \tag{II-16}$$

Ces équations peuvent être exprimées sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_1 S & W_1 W_3 S G \\ W_2 K S & W_2 W_3 K S G \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r \\ d \end{pmatrix} \quad (\text{II-17})$$

Cette représentation correspond à la LFT du système $P(s)$ et du contrôleur $K(s)$, définie par :

$$F_l(P, K) = \begin{pmatrix} W_1 S & W_1 W_3 S G \\ W_2 K S & W_2 W_3 K S G \end{pmatrix} \quad (\text{II-18})$$

L'objectif est de minimiser la norme H_∞ de $F_l(P, K)$, c'est-à-dire :

$$\|F_l(P, K)\|_\infty = \left\| \begin{pmatrix} W_1 S & W_1 W_3 S G \\ W_2 K S & W_2 W_3 K S G \end{pmatrix} \right\|_\infty \leq \gamma \quad (\text{II-19})$$

Où γ est un niveau de performance prédéfini. Lorsque $\gamma \geq 1$, la solution H_∞ sous-optimale est acceptée, et l'inégalité II-19 devient :

$$\|F_l(P, K)\|_\infty = \left\| \begin{pmatrix} W_1 S & W_1 W_3 S G \\ W_2 K S & W_2 W_3 K S G \end{pmatrix} \right\|_\infty \leq 1 \quad (\text{II-20})$$

D'après les propriétés de la norme H_∞ , lorsque l'inégalité ci-dessus est vérifiée, les conditions suivantes sont également satisfaites :

$$\begin{aligned} \|W_1 S\|_\infty \leq 1 &\Leftrightarrow \|S\|_\infty \leq \left| \frac{1}{W_1} \right| \\ \|W_2 K S\|_\infty \leq 1 &\Leftrightarrow \|K S\|_\infty \leq \left| \frac{1}{W_2} \right| \\ \|W_1 W_3 S G\|_\infty \leq 1 &\Leftrightarrow \|S G\|_\infty \leq \left| \frac{1}{W_1 W_3} \right| \\ \|W_2 W_3 K S G\|_\infty \leq 1 &\Leftrightarrow \|K S G\|_\infty \leq \left| \frac{1}{W_2 W_3} \right| \end{aligned} \quad (\text{II-21})$$

Ces conditions montrent que la réponse fréquentielle des fonctions de transfert $K S$, $S G$ et $K S G$ est contrainte par des gabarits définis par les filtres W_i .

Pour résoudre le problème H_∞ standard, il est nécessaire de déterminer les quatre transferts du système augmenté $P(s)$, notés $P_{11}(s)$, $P_{12}(s)$, $P_{21}(s)$, $P_{22}(s)$. Ces transferts sont obtenus en exprimant les signaux z_1 , z_2 et ε en fonction des entrées r , d et u .

$$\begin{aligned} z_1 &= W_1 \varepsilon = W_1 (r + W_3 G d - G u) \\ z_2 &= W_2 u \\ \varepsilon &= r + W_3 G b - G u \end{aligned} \quad (\text{II-22})$$

Ces équations peuvent être réécrites sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \varepsilon \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} W_1 & W_1 W_3 G & -W_1 G \\ 0 & 0 & W_2 \\ 1 & W_3 G & -G \end{bmatrix} \begin{pmatrix} r \\ d \\ u \end{pmatrix} \quad (\text{II-23})$$

$$\equiv \begin{pmatrix} z \\ y \end{pmatrix} = P(s) \begin{pmatrix} w \\ u \end{pmatrix} \quad (\text{II-24})$$

En établissant le lien entre les équations (II.23) et (II.24).

$$\begin{aligned} z &= \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \end{pmatrix} \\ w &= \begin{pmatrix} r \\ d \end{pmatrix} \\ y &= \varepsilon \end{aligned} \quad (\text{II-25})$$

Le système augmenté $P(s)$, incluant les pondérations, s'écrit alors :

$$P(s) = \begin{bmatrix} W_1 & W_1 W_3 G & -W_1 G \\ 0.I & 0.I & W_2 \\ I & W_3 G & -G \end{bmatrix} \quad (\text{II-26})$$

Une fois le système augmenté $P(s)$ défini, il est nécessaire de le mettre sous forme d'état pour appliquer l'algorithme de synthèse H_∞ . Le système est représenté par :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}(t) \\ e(t) \\ y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ w(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \quad (\text{II-27})$$

Où :

- $x(t) \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur d'état,
- $w(t) \in \mathfrak{R}^{n_w}$ regroupe les entrées de perturbation et de référence,
- $u(t) \in \mathfrak{R}^{n_u}$ est la commande,
- $e(t) \in \mathfrak{R}^{n_e}$ est le critère de performance,
- $y(t) \in \mathfrak{R}^{n_y}$ est la sortie mesurée.

Pour garantir l'existence d'une solution au problème H_∞ , les hypothèses suivantes doivent être satisfaites :

H 1 - (A, B_2) est stabilisable et (C_2, A) est détectable : Cette hypothèse assure l'existence d'un contrôleur stabilisant.

H 2 - Les matrices D_{12} et D_{21} sont de rang plein, garantissant que le contrôleur est propre et que les dimensions des entrées et sorties sont compatibles.

H 3 - Pour tout $\omega \in \mathfrak{R}$, la matrice $\begin{pmatrix} A - j\omega I_n & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{pmatrix}$ est de rang $n + n_u$. Cela garantit que le transfert P_{12} n'a pas de zéros sur l'axe imaginaire.

H 4 - Pour tout $\omega \in \mathfrak{R}$, la matrice $\begin{pmatrix} A - j\omega I_n & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{pmatrix}$ est de rang $n + n_y$. Cela garantit que le transfert P_{21} n'a pas de zéros sur l'axe imaginaire.

H 5 - Des conditions supplémentaires simplifient les calculs en imposant : $D_{11} = 0, D_{12}^T [C_1 \ D_{21}] = [0 \ I_{n_u}]$.

La résolution du problème H_∞ standard repose sur l'algorithme de Glover-Doyle, qui nécessite les étapes suivantes :

I. La matrice hamiltonienne $H_\infty = \begin{bmatrix} A & \gamma^{-2} B_1 B_1^T - B_2 B_2^T \\ -C_1 C_1^T & -A^T \end{bmatrix}$ ne doit pas avoir de valeurs propres sur l'axe imaginaire.

II. il existe une matrice symétrique $X_\infty \geq 0$ telle que :

$$A^T X_\infty + X_\infty A + C_1^T C_1 + X_\infty (\gamma^{-2} B_1 B_1^T - B_2 B_2^T) X_\infty = 0.$$

III. La matrice hamiltonienne $J_\infty = \begin{bmatrix} A^T & \gamma^{-2} C_1^T C_1 - C_2^T C_2 \\ -B_1 B_1^T & -A \end{bmatrix}$ ne doit pas avoir de valeurs propres sur l'axe imaginaire.

IV. il existe une matrice symétrique $Y_\infty \geq 0$ telle que :

$$A Y_\infty + Y_\infty A^T + B_1 B_1^T + Y_\infty (\gamma^{-2} C_1^T C_1 - C_2^T C_2) Y_\infty = 0.$$

V. Le produit $\rho(X_\infty Y_\infty)$ doit être inférieur à γ^2 , où γ est le niveau de performance souhaité et $\rho()$ désigne le module de la plus grande valeur propre.

Le contrôleur $K(s)$ stabilisant le système et garantissant $\|F_l(P, K)\|_\infty < \gamma$ est donné par le théorème suivant :

$$K(s) = C_K (sI - A_K)^{-1} B_K \quad (\text{II-28})$$

Avec :

$$A_K = A + \gamma^{-2} B_1 B_1^T X_\infty - B_2 B_2^T X_\infty - (I - \gamma^{-2} Y_\infty X_\infty)^{-1} Y_\infty C_2^T C_2$$

$$B_K = (I - \gamma^{-2} Y_\infty X_\infty)^{-1} Y_\infty C_2^T$$

$$C_K = -B_2^T X_\infty$$

II.4 Application de la commande robuste H_∞ linéaire au véhicule électrique

Le modèle véhicule électrique dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents est multivariable, non linéaire et fortement couplé, à cause des termes : $x_2 x_3, x_1 x_3,$

$Mg \sin(\alpha) + Mgf_r \cos(\alpha) + \frac{r^2}{2G^2} \rho A_f C_D x_3^2$. Ce qui rend sa commande difficile et complexe. Pour contrecarrer cette difficulté et pour un modèle linéaire et découplé qui permet d'améliorer son comportement dynamique, nous linéarisons ce modèle dont nous négligeons les effets non linéaires (les frottements,.....) et nous appliquons la méthode de compensation et la commande par orientation de flux FOC qui permet de simplifier la commande du couple par la linéarisation de la relation entre le couple et le courant et que le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est devenu linéaire et monovariable.

Pour passer au modèle linéaire, premièrement nous négligeons les effets non linéaires tel que la force aérodynamique (F_{aero}), la force de frottement de roulement (F_{roll}) et la force d'inclinaison (F_g) dans le modèle (II-44). Après tout calcul fait le système obtenu s'écrit comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{R}{L} x_1 + \frac{pG}{r} x_2 x_3 + \frac{1}{L} u_d \\ \dot{x}_2 &= -\frac{R}{L} x_2 - \frac{pG}{r} x_1 x_3 - \frac{p\Phi G}{Lr} x_3 + \frac{1}{L} u_q \\ \dot{x}_3 &= \frac{1}{J_v} \left[\frac{3p\phi G}{2} x_2 - \frac{BG}{r} x_3 \right] \end{aligned} \quad (\text{II-29})$$

où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes non linéaires $x_2 x_3, x_1 x_3$. Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation. Cette dernière méthode [32] consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants. Ce qui permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple. Dans de telles conditions, le système devient linéaire.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d, e_q telle que :

$$\begin{aligned} u_d &= u_{d1} - e_d \\ u_q &= u_{q1} + e_q \end{aligned} \quad (\text{II-30})$$

Avec :

$$\begin{aligned} e_d &= \frac{PG}{r} x_2 x_3 \\ e_q &= \frac{LPG}{r} x_1 x_3 + \frac{P\Phi G}{r} x_3 \end{aligned} \quad (\text{II-31})$$

Et

$$\begin{aligned} u_{d1} &= Rx_1 + L\dot{x}_1 \\ u_{q1} &= Rx_2 + L\dot{x}_2 \end{aligned} \quad (\text{II-32})$$

On a donc les courants x_1 et x_2 sont découplés. Le courant x_1 ne dépend que de u_{d1} et x_2 ne dépend que u_{q1} , à partir de l'équation (II-32) les expressions du courant x_1 et x_2 s'écrivent de la façon suivante :

$$x_1 = \frac{u_{d1}}{R + sL} \quad (\text{II-33})$$

$$x_2 = \frac{u_{q1}}{R + sL} \quad (\text{II-34})$$

Ses fonctions de transfert s'écrivent comme suit :

$$G_{i_d}(s) = \frac{1}{R + sL} \quad (\text{II-35})$$

$$G_{i_q}(s) = \frac{1}{R + sL} \quad (\text{II-36})$$

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé et que i_d est maintenu nul, le schéma équivalent de la machine MSAP s'est réduit alors à un schéma équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparé. La fonction de transfert tension – vitesse du véhicule électrique est représentée par la fonction de transfert suivante :

$$G_v(s) = \frac{3p\phi Gr}{(J_v r s + BG)(Ls + R) + 3p^2\phi^2 G^2} \quad (\text{II-37})$$

La figure II-6 représente le schéma bloc globale d'une régulation de vitesse véhicule électrique alimentée en tension, la vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est permet de générer la tension de commande u_q tandis que le courant i_d qui est maintenu à zéro qui génère à son tour la tension de commande u_d .

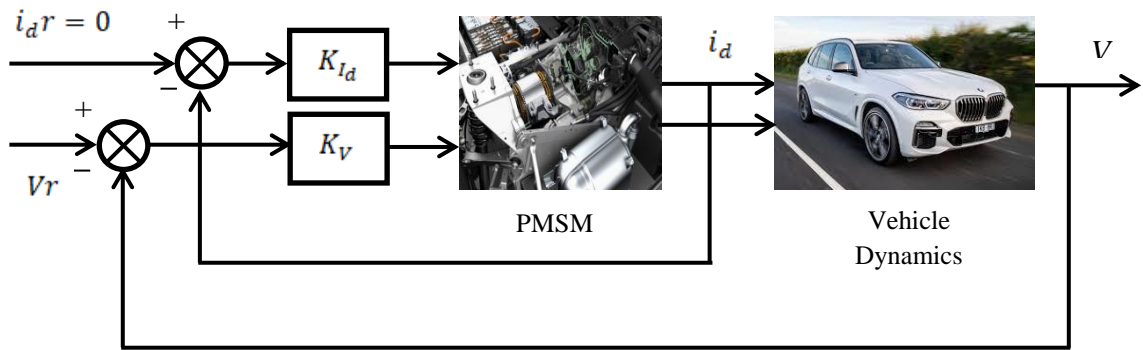


Figure II-6 Schéma bloc d'une régulation de vitesse du véhicule électrique alimentée en tension.

II.4.1 Correction de la boucle du courant i_d

La synthèse du contrôleur nécessite le calcul du système augmenté $P(s)$. Ceci est possible en considérant une représentation d'état pour chaque fonction de transfert $G(s)$, $W_{1i}(s)$, $W_{2i}(s)$ et $W_{3i}(s)$ (figure II-7).

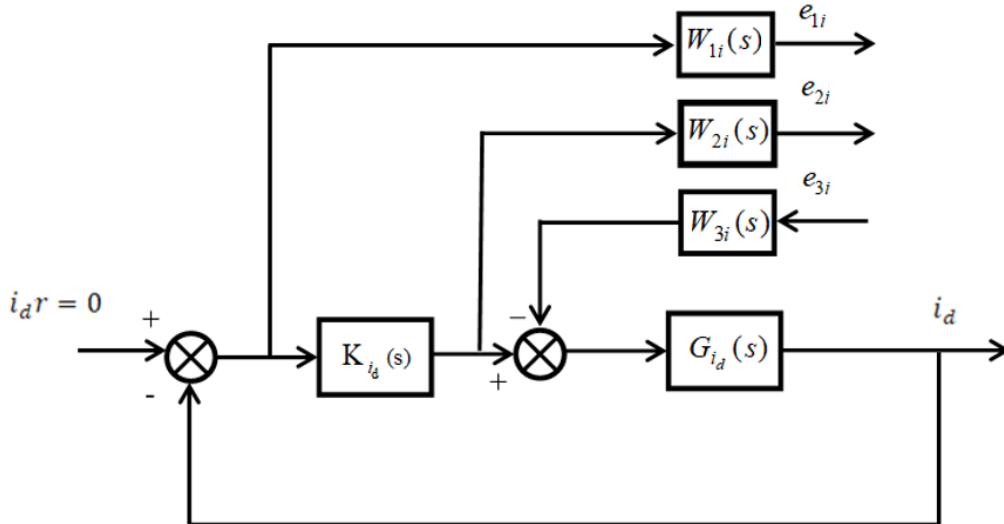


Figure II-7 La structure du courant i_d en boucle fermée.

$$G_{i_d} : (\text{entrée } r - z, \text{ sortie } z) \begin{cases} \dot{x}_{i_d}(t) = A_{i_d} x(t) + B_{i_d} (u - b) \\ z = C_{i_d} x(t) \end{cases}$$

$$W_{1i} : (\text{entrée } u - b, \text{ sortie } e_{1i}) \begin{cases} \dot{x}_{1i}(t) = A_{1i}x_{1i}(t) + B_{1i}(r - z) \\ e_{1i} = C_{1i}x_{1i}(t) + D_{1i}(r - z) \end{cases}$$

$$W_{2i} : (\text{entrée } \mathbf{u}, \text{ sortie } e_{2i}) \begin{cases} \dot{x}_{2i}(t) = A_{2i}x_{2i}(t) + B_{2i}u \\ e_{2i} = C_{2i}x_{2i}(t) + B_{2i}u \end{cases}$$

$$W_{3i} : (\text{entrée } d, \text{ sortie } b) \begin{cases} \dot{x}_{3i}(t) = A_{3i}x_{3i}(t) + B_{3i}d \\ e_{3i} = C_{3i}x_{3i}(t) + B_{3i}d \end{cases}$$

Soit finalement :

$$\begin{pmatrix} \dot{x} \\ x_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{i_d} & 0 & 0 & -B_{i_d} \\ -B_{1i} & A_{1i} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_{2i} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & A_{3i} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -B_{i_d} D_{2i} \\ -B_{1i} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & B_{2i} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r \\ d \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_{i_d} \\ 0 \\ B_{2i} \\ 0 \end{pmatrix} u$$

$$\begin{pmatrix} e_{1i} \\ e_{2i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -D_1 C & C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_2 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} D_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r \\ d \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ D_2 \end{pmatrix} u \quad (\text{II-38})$$

$$e = \begin{pmatrix} -C & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} I & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r \\ d \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \end{pmatrix} u$$

Ainsi :

$$P(s) = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 & -BC_3 & 0 & -BD_2 & B \\ -B_1C & A_1 & 0 & 0 & B_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A_2 & 0 & 0 & 0 & B_2 \\ 0 & 0 & 0 & A_3 & 0 & B_3 & 0 \\ -D_1C & C_1 & 0 & 0 & D_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_2 & 0 & 0 & 0 & D_2 \\ -C & 0 & 0 & 0 & I & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-39})$$

Le calcul des paramètres du correcteur, ainsi que la valeur optimale de γ , est fait sur MATLAB,

Pour réduire l'erreur statique, la forme classiquement utilisée pour le filtre $W_{1i}(s)$ [68], [69], [74], [76] est donnée par :

$$W_{1i}(s) = \frac{\frac{s}{\omega_c} + 1}{s + \omega_c e_0} \quad (\text{II-40})$$

où M représente le maximum du pic de la fonction de sensibilité. et ω_c désigne la bande passante souhaitée. e_0 correspond à l'erreur statique autorisée.

Donc $W_{1i}(s)$ a été choisi comme suit :

$$W_{1i}(s) = \frac{0.5556s + 500}{s + 0.005} \quad (\text{II-41})$$

Dans un premier temps, les filtres W_{2i} et W_{3i} sont choisis constants, avec $W_{3i}(s)$ initialement très faible. Par exemple, on peut fixer $W_{2i} = 0.1$ et $W_{3i} = 0.001$. La valeur de W_{2i} est ensuite ajustée de manière à ce que la fonction de sensibilité $S(s)$ suive au plus près le gabarit $1/|W_{1i}|$. Cette étape est réalisée en effectuant des calculs et des tracés sur Matlab pour vérifier la conformité de $S(s)$ au gabarit souhaité.

Une fois W_{2i} ajusté, la valeur de W_{3i} est augmentée progressivement jusqu'à ce qu'un effet significatif apparaisse sur la sortie y . Il est important de veiller à ce que cet effet ne dépasse pas excessivement la valeur 1, afin de garantir la stabilité et les performances du système.

Ensuite, une atténuation en hautes fréquences est introduite dans le gabarit $1/|W_{2i}|$. L'objectif est de contraindre le gain du correcteur à diminuer dans les hautes fréquences, ce qui permet de réduire l'effet du bruit dans cette zone. Cependant, il est crucial de surveiller la valeur de γ pour s'assurer qu'elle reste dans des limites acceptables, garantissant ainsi la robustesse et les performances du système.

On obtient finalement les fonctions de pondération de la boucle du courant i_d sous la forme :

$$W_{1i}(s) = \frac{0.5556s + 500}{s + 0.005} \quad (\text{II-42})$$

$$W_{2i}(s) = \frac{0.0001375s + 0.825}{0.0001538s + 1} \tag{II-43}$$

$$W_{3i}(s) = 0.01 \tag{II-44}$$

Le choix de ces fonctions de pondération nous assure un temps de réponse rapide, une très faible erreur statique, un bon rejet de perturbations et un bon suivi de consigne.

Après avoir introduit toutes les fonctions de pondération la loi de commande robuste H_∞ linéaire du courant i_d est obtenu en appliquant l'algorithme de Glover-Doyle disponibles sous Matlab. Celui-ci fournit un contrôleur $K_{i_d}(s)$ de fonction de transfert:

$$K_{i_d}(s) = \frac{1.027 \times 10^6 s^2 + 7.244 \times 10^9 s + 3.698 \times 10^{12}}{s^3 + 1.019 \times 10^6 s^2 + 6.382 \times 10^9 s + 3.191 \times 10^7} \tag{II-45}$$

La figure II-8 donne les allures des quatre transferts S_I , $K_I S_I$, $S_I G_I$ et $K_I S_I G_I$ qui interviennent dans le problème H_∞ , comparées à leurs gabarits initialement définis. D'après cette figure, on remarque que le critère (II 21) est respecté.

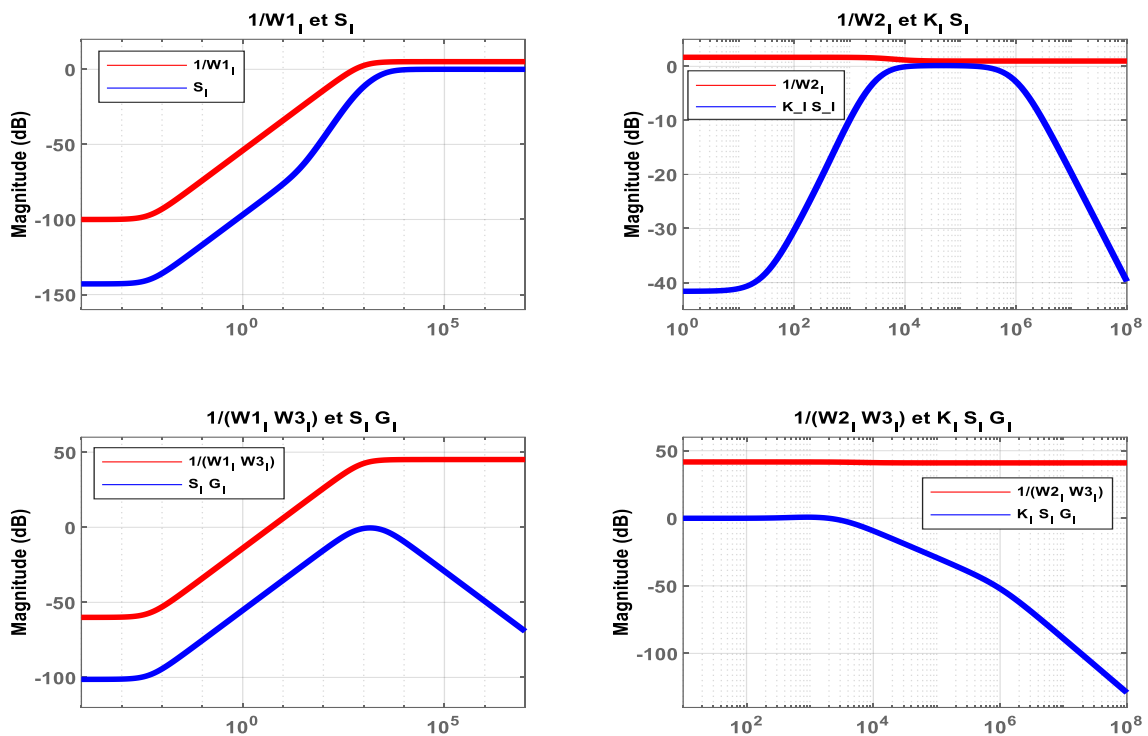


Figure II-8 Les fonctions S_I , $K_I S_I$, $S_I G_I$ et $K_I S_I G_I$ du courant i_d et leurs gabarits.

II.4.2 Correction de la boucle de vitesse

Comme pour la boucle du courant i_d , la correction robuste de la vitesse doit chercher à assurer les critères de stabilité et de performances robustes qui est réduit sous la forme de la figure II-9. Nous choisissons pour la boucle de la vitesse les fonctions de pondération suivantes :

$$W_{1V}(s) = \frac{0.5556s + 500}{s + 0.005} \tag{II-46}$$

$$W_{2V}(s) = \frac{1.378 \times 10^{-7}s + 6.2 \times 10^{-5}}{0.001538s + 1} \tag{II-47}$$

$$W_{3V}(s) = 0.01 \tag{II-48}$$

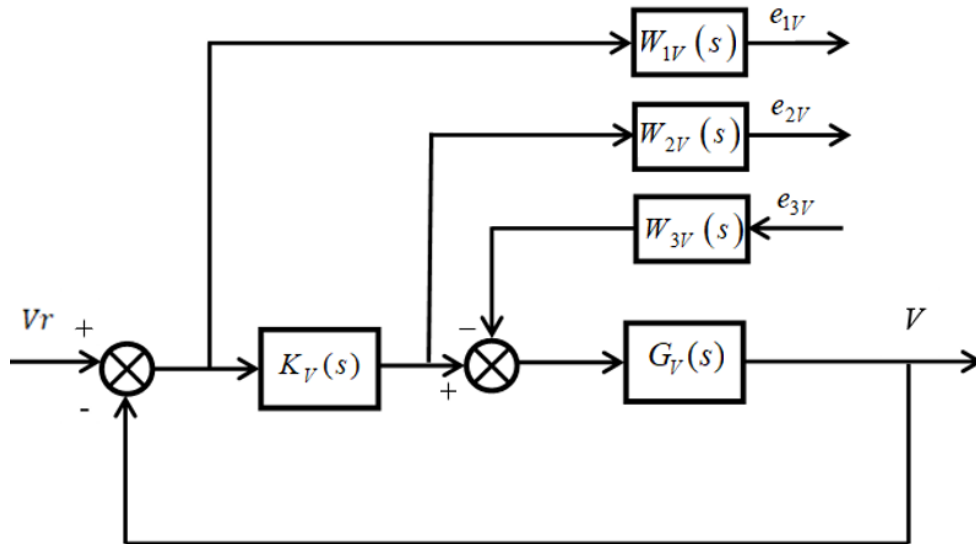


Figure II-9 La structure de la vitesse en boucle fermé.

Après avoir introduit toutes les fonctions de pondération la loi de commande robuste H_∞ linéaire de la vitesse est obtenue en appliquant l'algorithme de Glover-Doyle disponibles sous Matlab. Celui-ci fournit un contrôleur $K_V(s)$ de fonction de transfert :

$$K_V(s) = \frac{5.373 \times 10^8 s^3 + 3.646 \times 10^{11} s^2 + 1.028 \times 10^{13} s + 1.862 \times 10^{14}}{s^4 + 53970s^3 + 3970s^2 + 1.067 \times 10^8 s + 4.759 \times 10^{10} s + 2.38 \times 10^8} \tag{II-49}$$

Figure II-10 présente les courbes des quatre fonctions de transfert $S_V, K_V S_V, S_V G_V$ et $K_V S_V G_V$, qui interviennent dans le problème H_∞ , comparées à leurs gabarits définis initialement. D'après cette figure, on constate que le critère (II-21) est respecté.

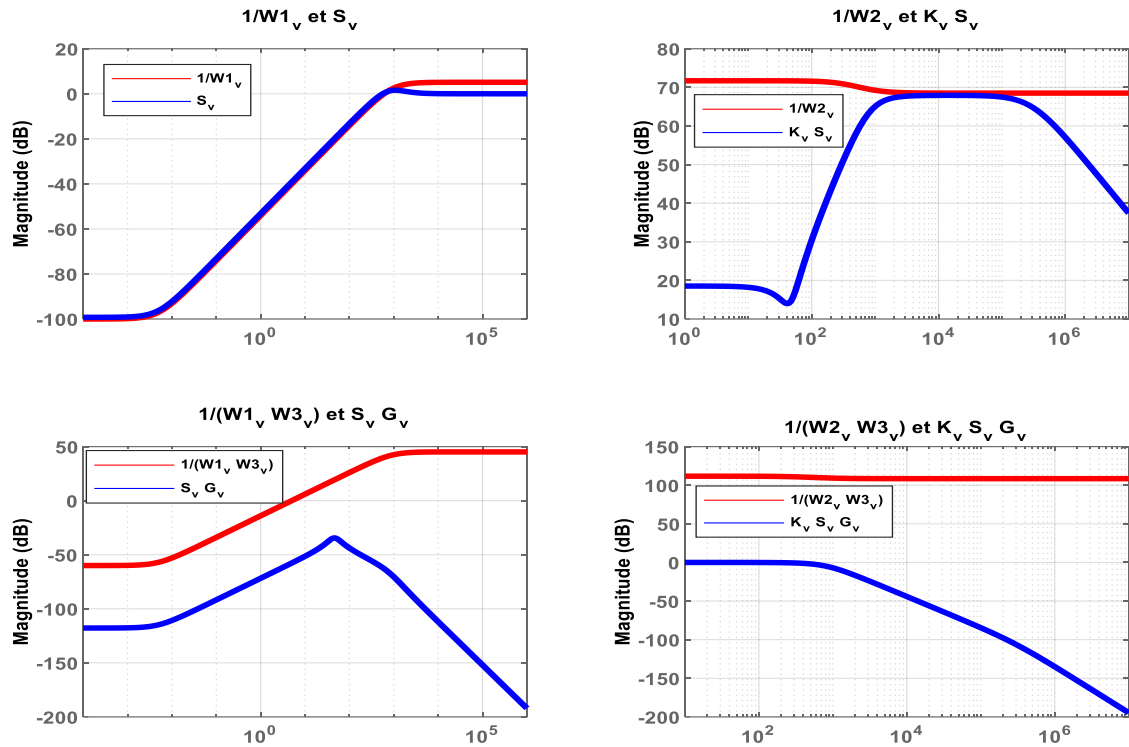


Figure II-10 Les fonctions S_v , $K_v S_v$, $S_v G_v$ et $K_v S_v G_v$ de la vitesse et leurs gabarits.

II.5 Simulation de commande robuste H_∞ linéaire

Les résultats de simulation suivants montrent le contrôle de la vitesse du véhicule à l'aide du contrôleur robuste H_∞ linéaire à travers divers Scénarios. La simulation est réalisée sous l'environnement Matlab-Simulink. Les grandeurs nominales et les différents paramètres du véhicule électrique dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents sont données dans l'annexe .

II.5.1 Scénarios de Simulation

Afin d'analyser le comportement et de vérifier l'efficacité et les performances de la commande appliquée au véhicule électrique, Nous avons réalisé plusieurs séries de simulations numériques sur le véhicule électrique sous différentes contraintes de la route. Ces simulations ont cinq scénarios principaux :

- **Scénario 1** : Parcours rectiligne.

Le véhicule démarre de l'arrêt jusqu'à la stabilisation de sa vitesse de référence fixée à 80 km / h sur une route rectiligne sans contrainte.



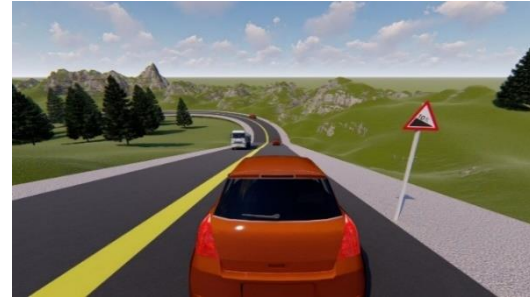
Figure II-11 Topologie de Scénario 1.

- **Scénario 2** : Parcours rectiligne avec une pente de 10% et avec une pente négative de -10%.

Dans la deuxième partie de simulation, Le véhicule démarre de l'arrêt jusqu'à la stabilisation de sa vitesse. À l'instant $t = 50s$, le véhicule monte une route inclinée d'une pente 10% jusqu'à $t = 100s$. Le véhicule est conduit sur une route droite avec une vitesse constante de 80 km/h jusqu'à $t = 150s$. Le véhicule conduit sur une route avec une pente négative de -10%, pendant 50 s puis elle est remise de nouveau à sa trajectoire à $t = 200 s$.



Une route rectiligne avec une pente de 10



Une route rectiligne avec une pente de - 10%

Figure II-12 Topologie de Scénario 2.

- **Scénario 3** : Parcours incurvée deux fois l'un vers la gauche et l'autre vers la droite.

Le véhicule démarre de l'arrêt jusqu'à la stabilisation de sa vitesse sur une route rectiligne. En ce point de fonctionnement, deux virages, l'un vers la gauche et l'autre vers la droite sont imposés au véhicule par la consigne d'angle de braquage.



Virage vers la gauche



Virage vers la droite

Figure II-13 Topologie de Scénario 3.

- **Scénario 4.** Cycle NEDC

Dans cette simulation le véhicule se déroule sous un cycle de conduite qui est le cycle NEDC (New European Driving Cycle) présenté sur la figure II-15 il combine un cycle de conduite urbain répété quatre fois où la vitesse du véhicule n'excède pas les 50 km/h avec un extra-urbain partie qui représente un cycle d'autoroute où une vitesse maximale de 120 km/h est atteinte dans le but de tester le comportement de notre véhicule et d'évaluer clairement les performances des commandes développés. Il est constitué de phases d'accélération et de phases de décélération en palier sur une durée de 20 minutes pour une distance parcourue d'environ 11km.

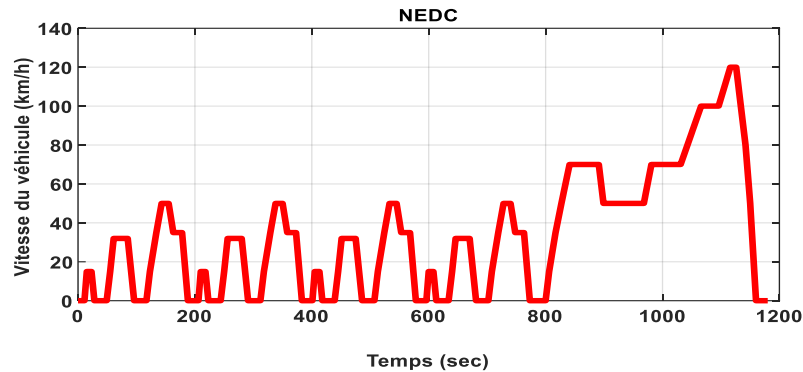


Figure II-14 Cycle NEDC.

- **Scénario 5.** Cycle WLTP3

La figure II-15 présente un test qui simule des cycles proche à la conduite dans la vie réelle. Le WLTP (Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedures) se caractérise par un profil de conduite plus dynamique que le NEDC, 100% de plus de longueur et 50% de plus de temps que la NEDC avec des accélérations plus importantes. La vitesse maximale atteint 131,3 km/h avec une moyenne de 46,5 km/h dans un parcours de 23,25 km durant 1800 secondes de conduite. De plus, le test WLTP se découpe en quatre phases vu la vitesse maximale :

- Basse vitesse : jusqu'à 56,5 km/h
- Moyenne vitesse : jusqu'à 76,6 km/h
- Haute vitesse : jusqu'à 97,4 km/h
- Extra haute vitesse : jusqu'à 131,3 km/h

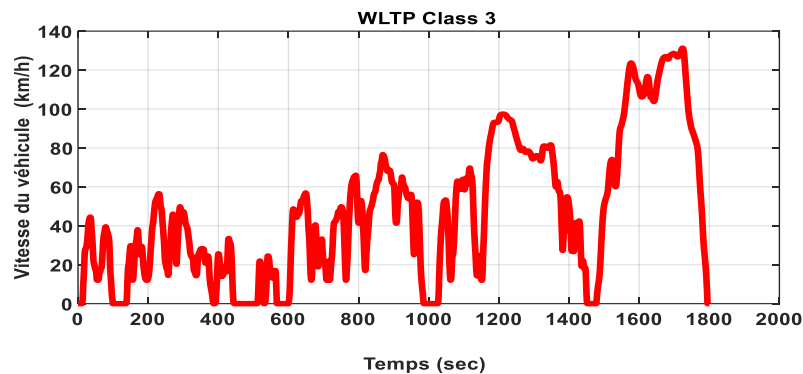


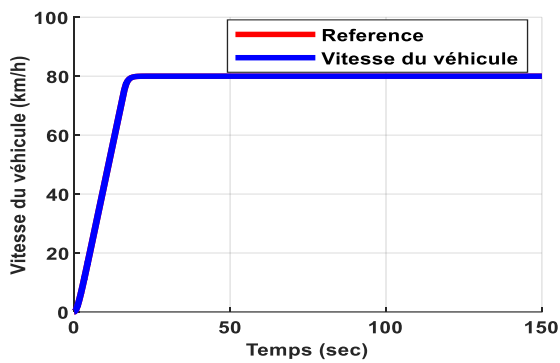
Figure II-15 Cycle WLTP3.

II.5.2 Résultats de Simulations de la commande robuste H_∞ linéaire

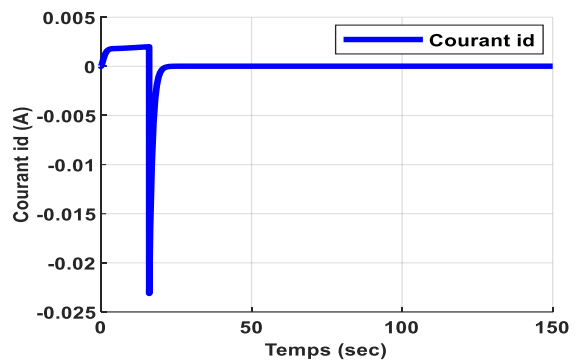
Les résultats obtenus pour les différents scénarios de simulation sont exposés respectivement sur les figures :

- Figure II-16 Pour la topologie de scénario 1.
- Figure II-17 Pour la topologie de scénario 2.
- Figure II-18 Pour la topologie de scénario 3.
- Figure II-19 Pour la topologie de scénario 4.
- Figure II-20 Pour la topologie de scénario 5.

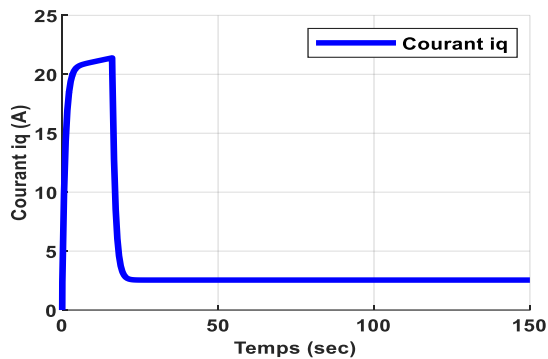
• Scénario 1



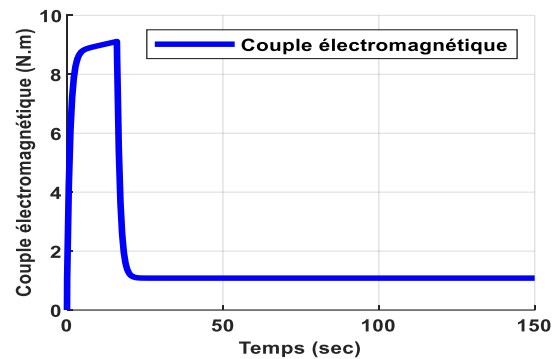
(a)



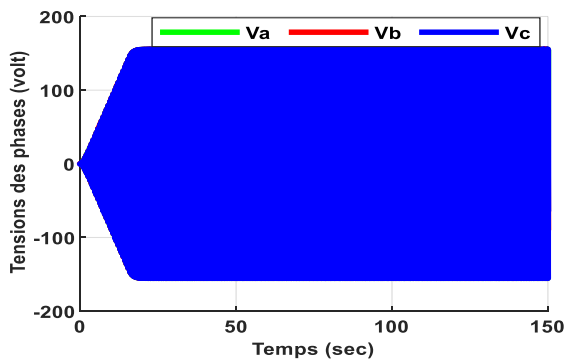
(b)



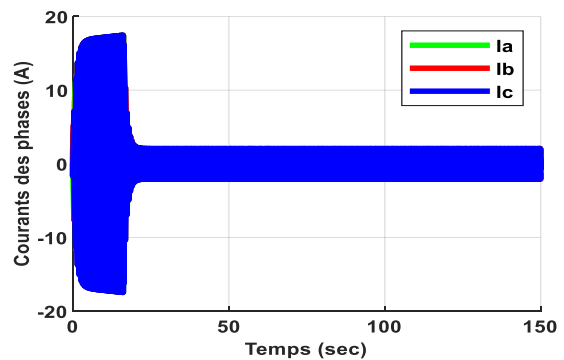
(c)



(d)



(e)



(f)

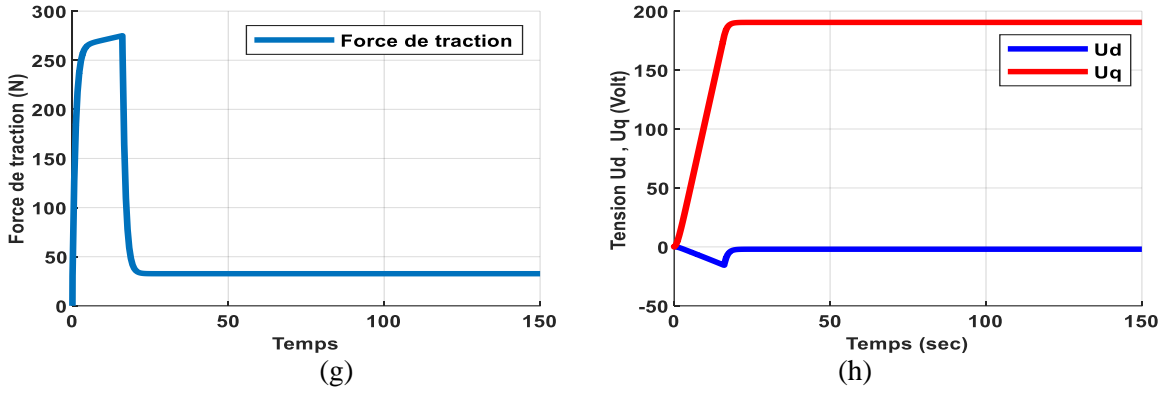
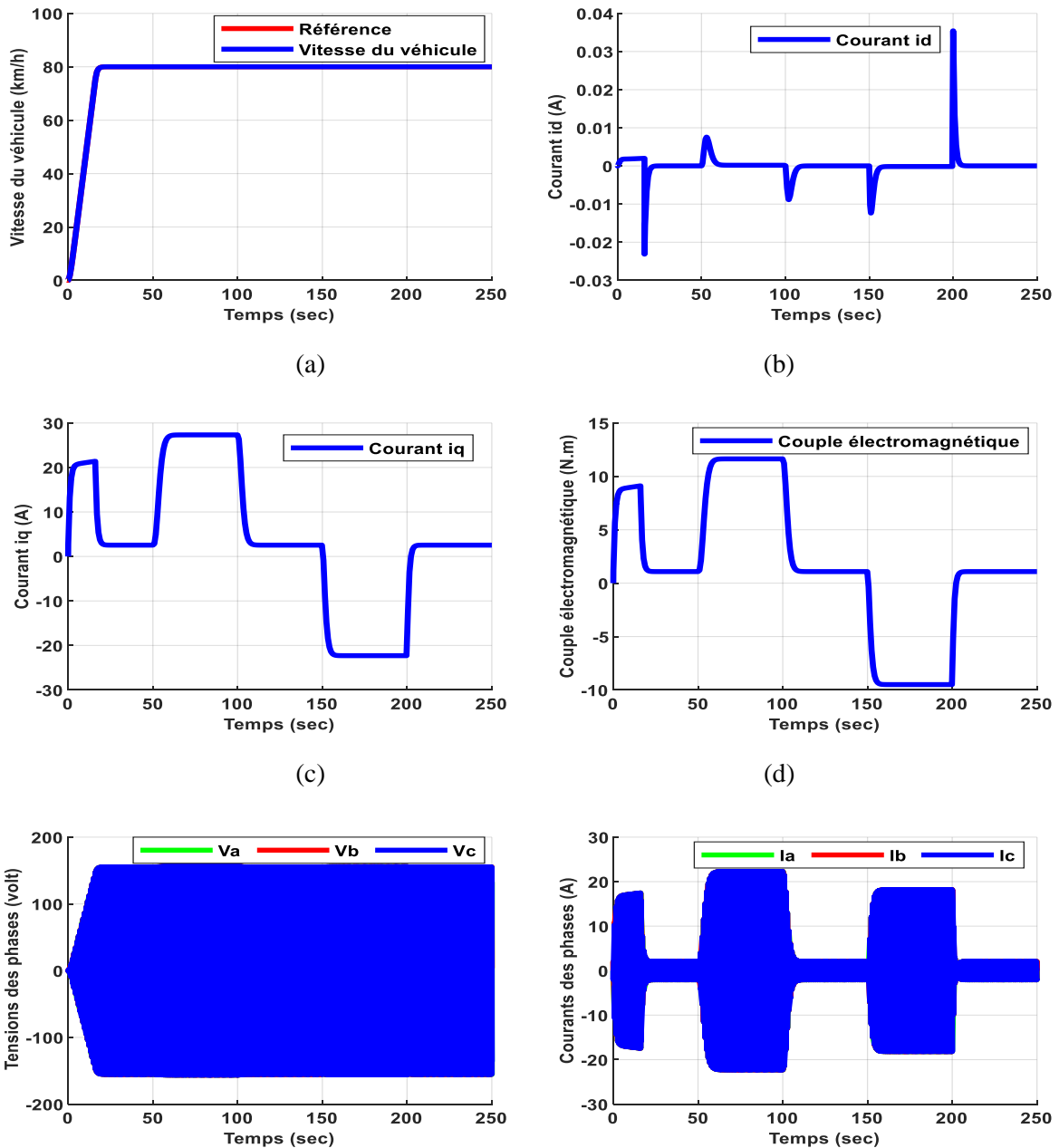


Figure II-16 Résultats de simulations par la commande H^∞ linéaire scénario 1.

• Scénario 2



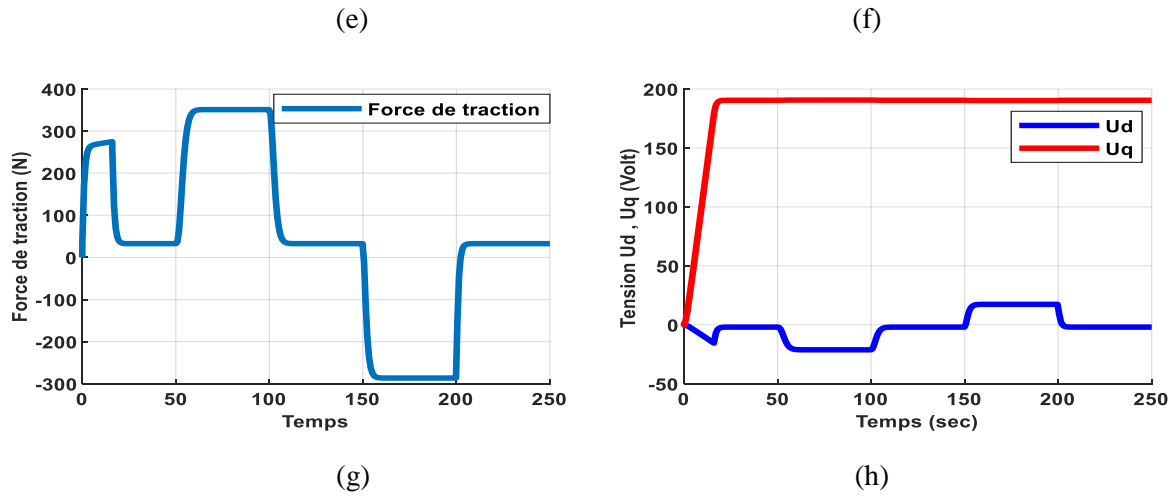
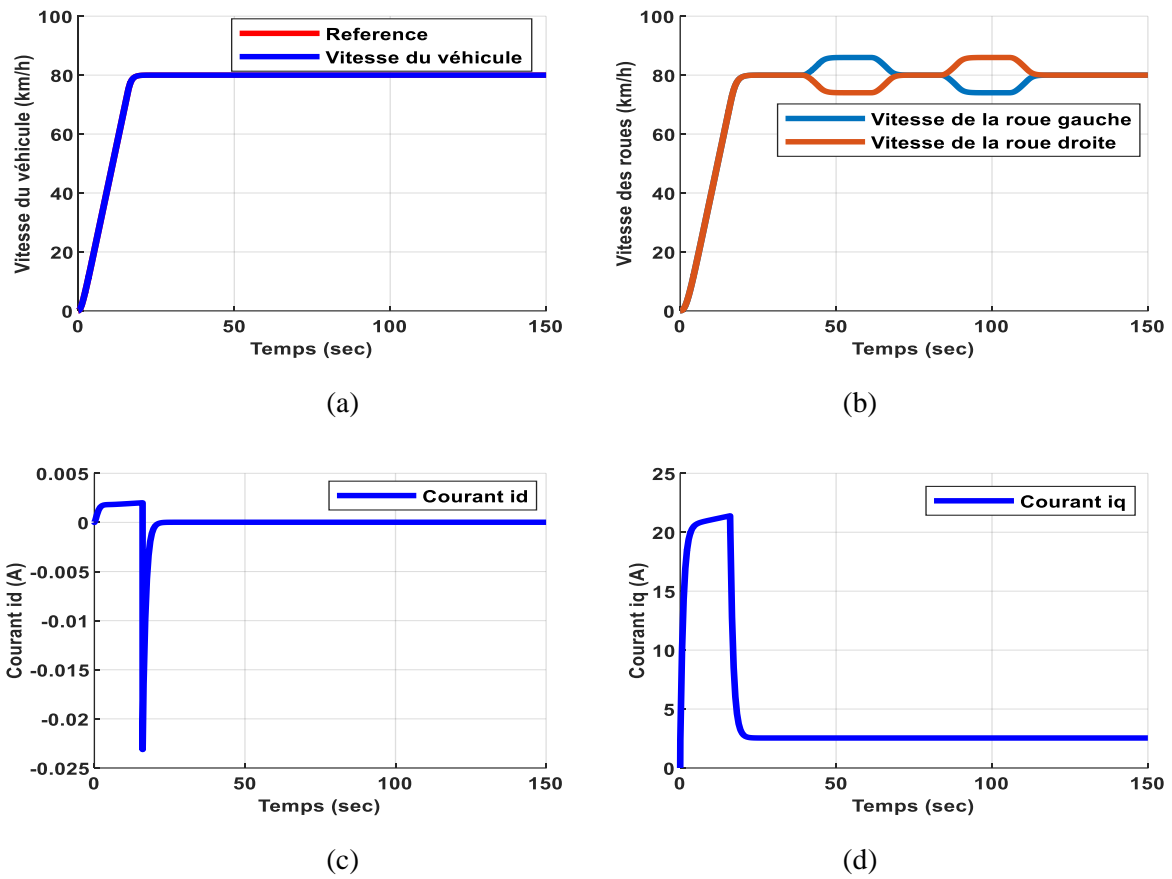
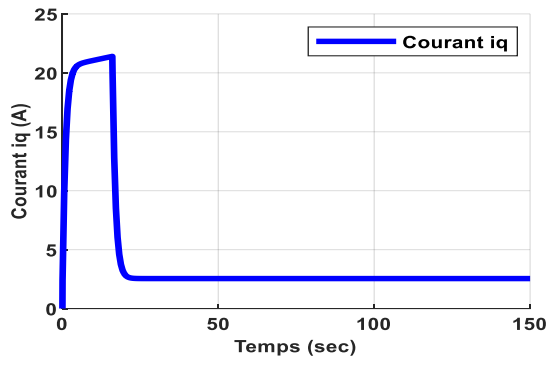


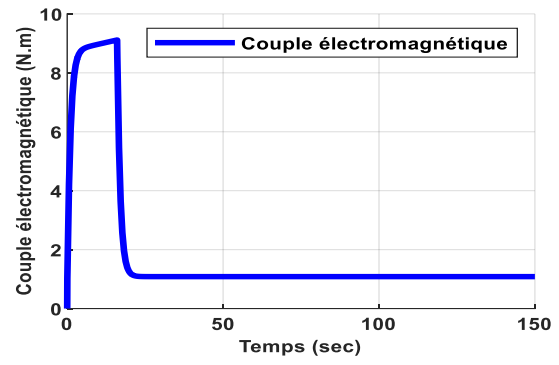
Figure II-17 Résultats de simulations par la commande H_∞ linéaire scénario 2.

• Scénario 3 :

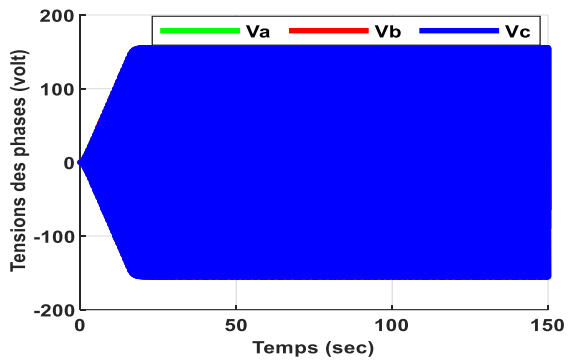




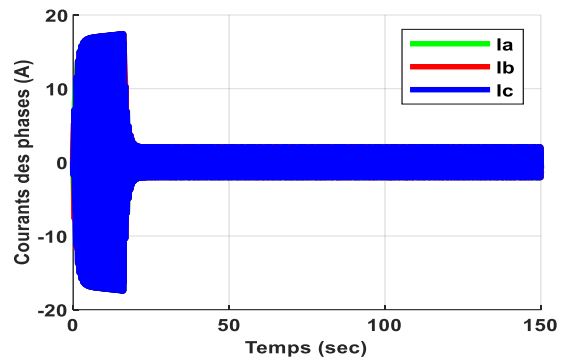
(e)



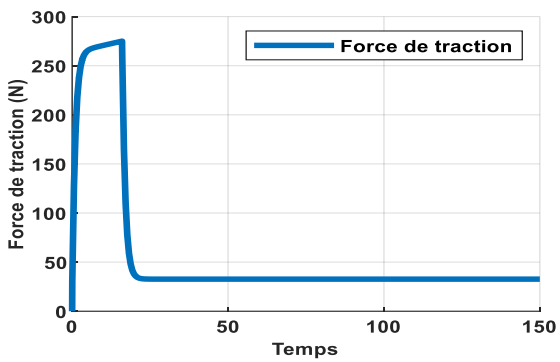
(f)



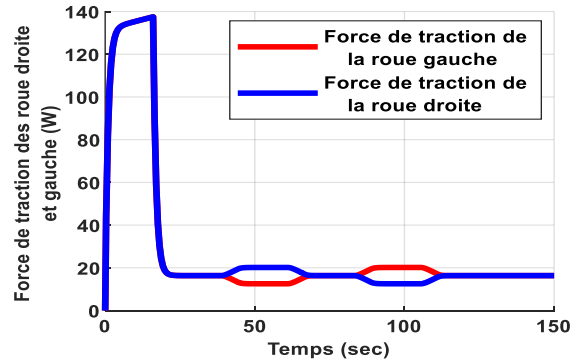
(g)



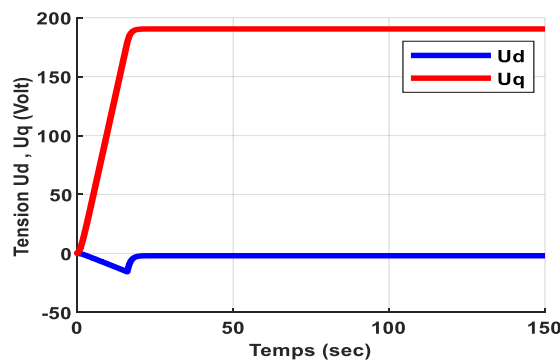
(h)



(i)



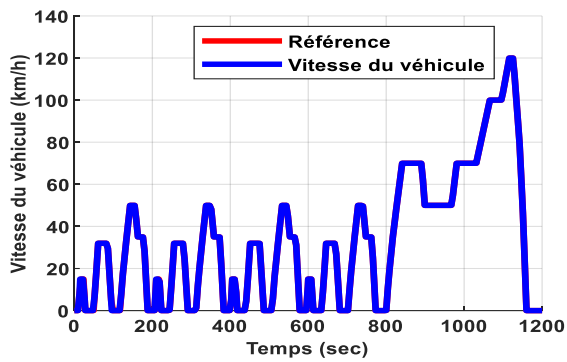
(j)



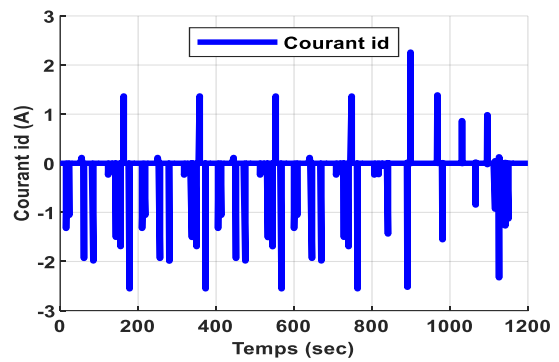
(k)

Figure II-18 Résultats de simulations par la commande H_∞ linéaire scénario 3.

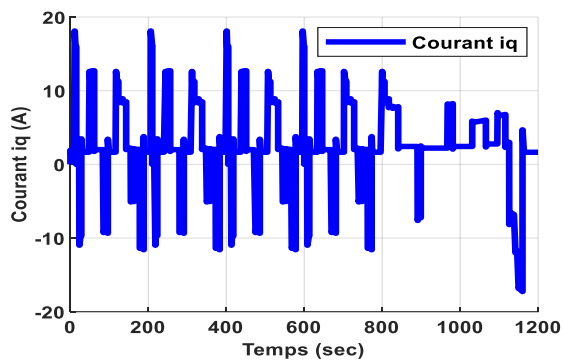
• Scénario 4:



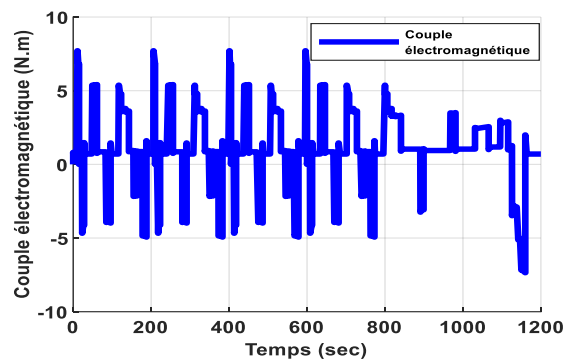
(a)



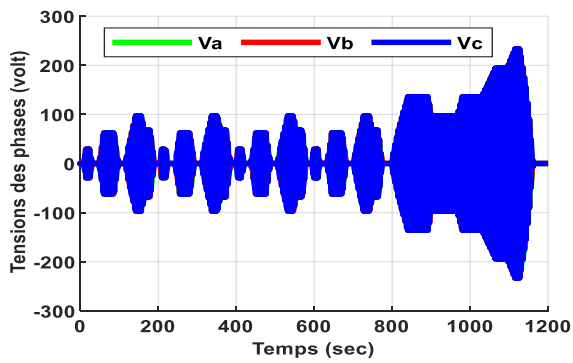
(b)



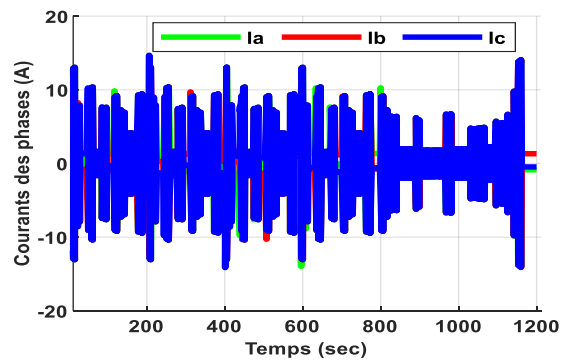
(c)



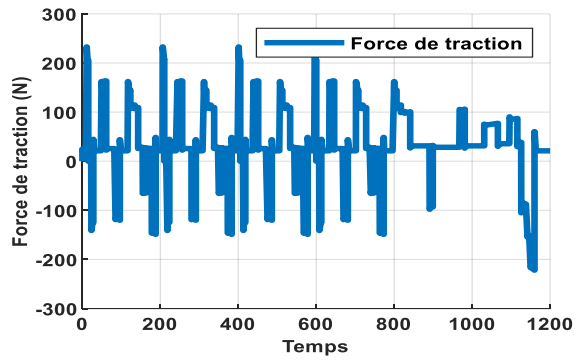
(d)



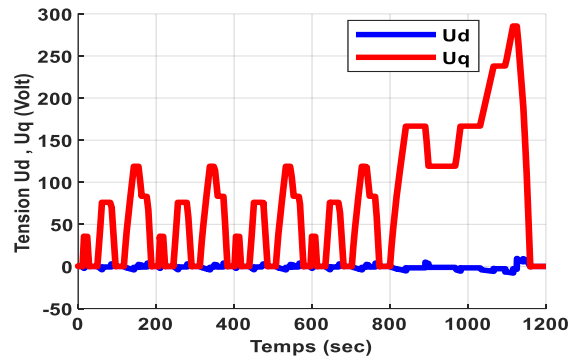
(e)



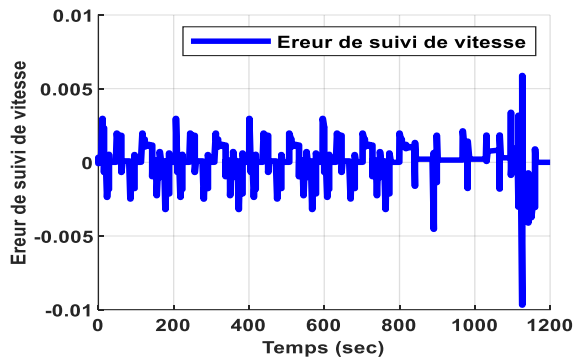
(f)



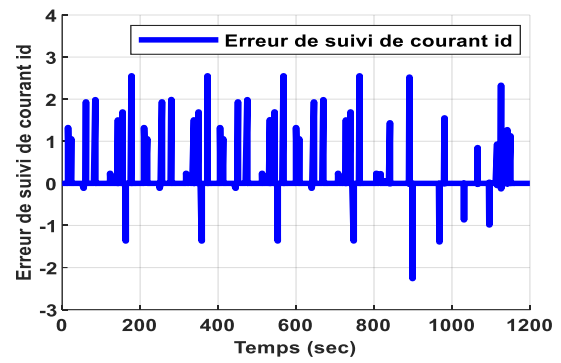
(g)



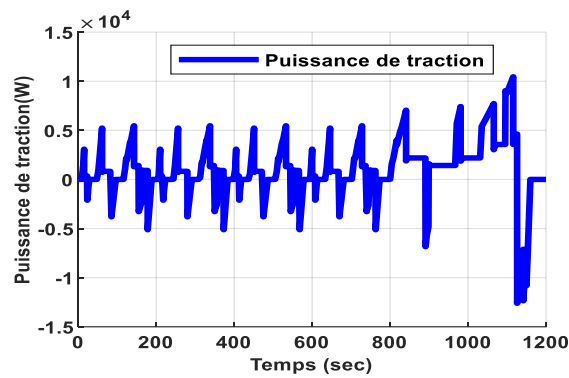
(h)



(i)



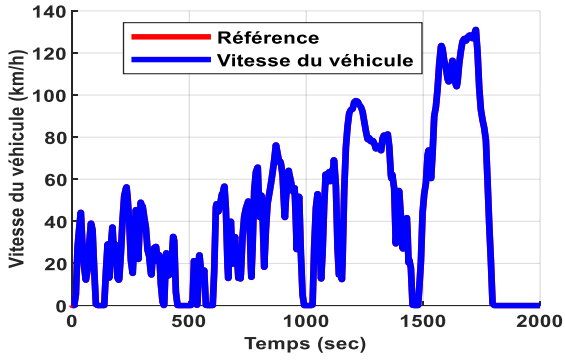
(j)



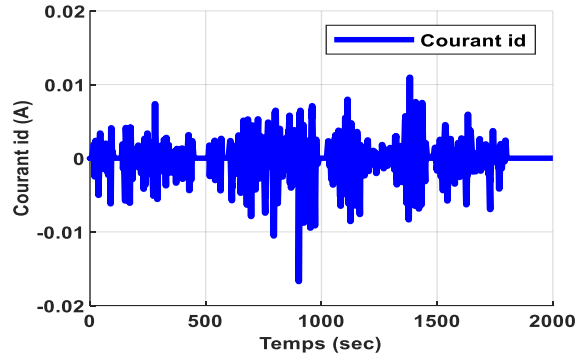
(k)

Figure II-19 Résultats de simulations par la commande H_∞ linéaire scénario 4.

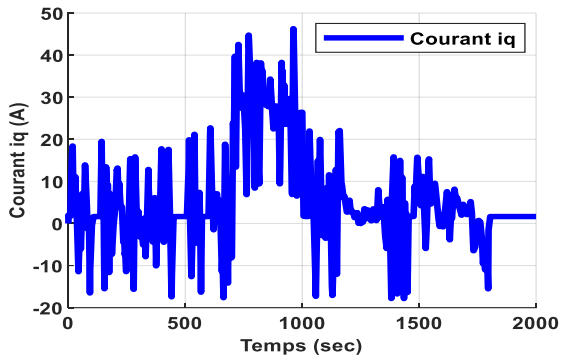
- Scénario 5



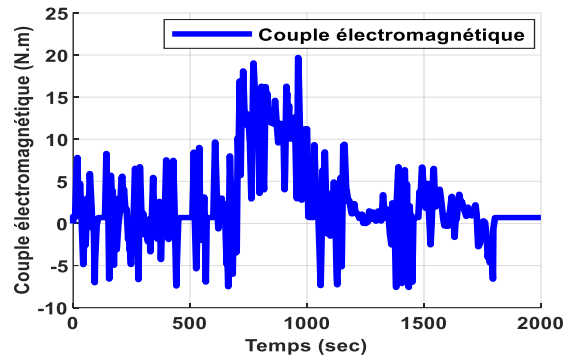
(a)



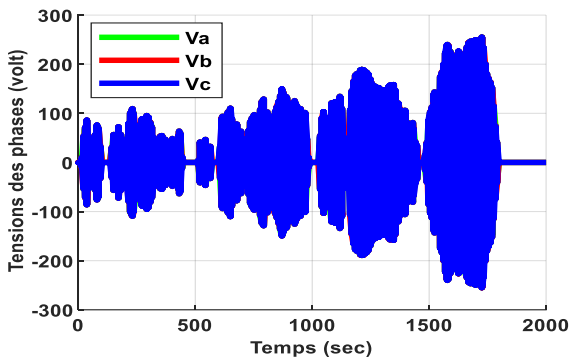
(b)



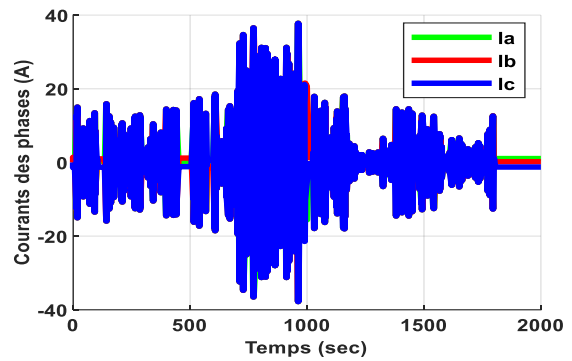
(d)



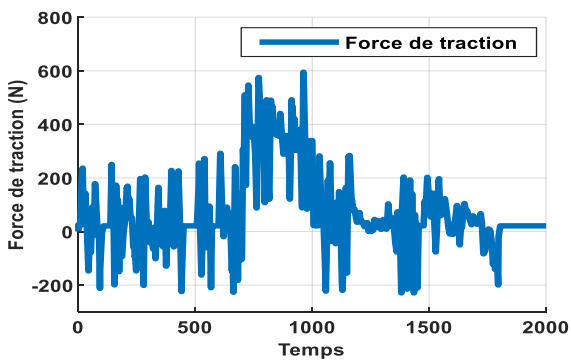
(e)



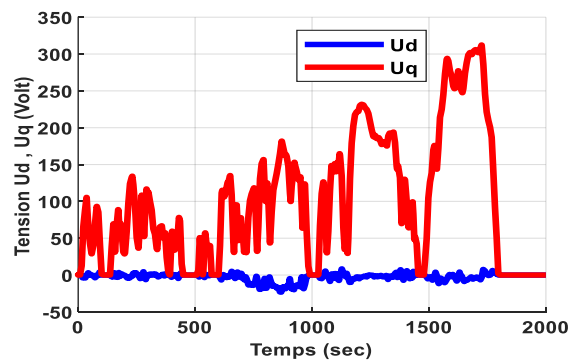
(f)



(g)



(h)



(i)

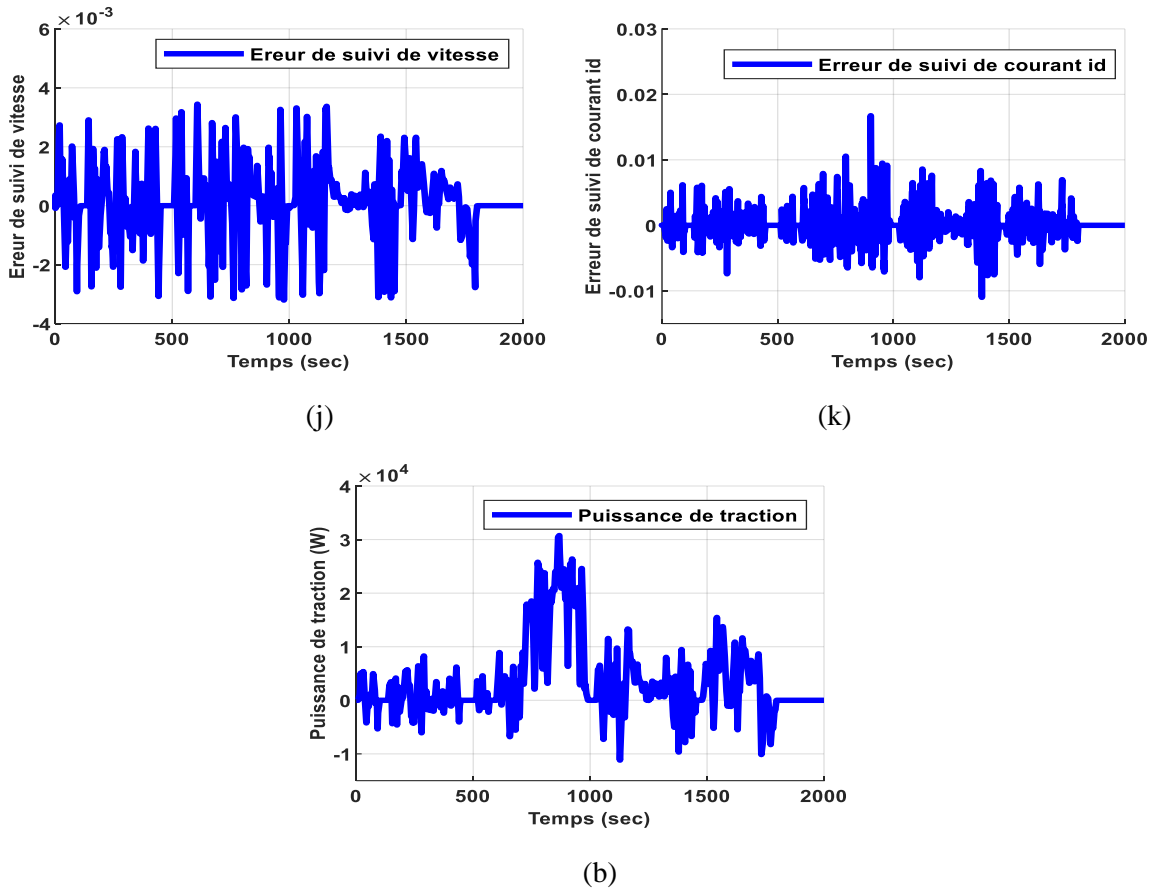


Figure II-20 Résultats de simulations par la commande H_∞ linéaire scénario 5.

II.5.3 Interprétations

- Scénario 1

Le scénario 1 traite le problème de la poursuite de vitesse. Nous considérons que le véhicule démarre de l'arrêt jusqu'à la stabilisation de sa vitesse de référence à 80 km / h sur une route rectiligne. Nous remarquons d'après la figure II-16, que la vitesse du véhicule suit bien la vitesse de référence, sans dépassement et sans erreur statique en régime permanent. La figure II-16 (d) montre la variation du couple électromagnétique, le moteur électrique développe un couple maximal pour assurer la poursuite de vitesse durant le démarrage, ensuite il diminue et se stabilise à une valeur moins importante qui compense le couple résistant total en régime permanent. La figure II-16 (b) et la figure II-16 (c) montrent les résultats des courants direct et quadratique, nous remarquons clairement que le contrôleur robuste H_∞ linéaire maintient le courant direct à zéro et permet uniquement à la composante en quadrature de réagir en fonction du couple charge ce qui prouve les bonnes performances de suivi du contrôleur. Nous remarquons aussi selon ces figures, que le couple électromagnétique est l'image de la composante en quadrature i_q , ce qui valide le découplage introduit par la commande vectorielle entre le couple électromagnétique et le flux magnétique. Les figures II-16 (f), II-16 (g), montrent les variations des courants et des tensions de phase qui ont une forme sinusoïdale, dans lesquelles nous remarquons que les courants de phase sont proportionnels au couple électromagnétique. Les tensions de commande directe et quadrature ont été aussi représentées sur la figure II-16 (h). Nous remarquons que la tension quadrature augmente légèrement, puis il stabilise

pour atteindre une valeur en régime permanent, en suivant l'évolution de la résultante des forces de roulement des roues, et l'aérodynamique de véhicule.

- **Scénario 2**

$0 \leq t \leq 50s$ Dans cet essai, nous allons effectuer la simulation du comportement du véhicule, lors d'un démarrage de l'arrêt jusqu'à la stabilisation de sa vitesse sur une route rectiligne. Nous remarquons d'après la réponse montrée par la figure II-17 (a) que la vitesse est obtenue sans dépassement, sans erreur statique en régime permanent et suit parfaitement la vitesse de référence. La figure II-17 (d) illustre la variation des couples électromagnétique, nous soulignons un couple électromagnétique du moteur élevé pendant le démarrage : Le moteur MSAP maintient son couple électromagnétique élevés au démarrage jusqu'à la stabilisation de leur vitesse. A cet instant, le couple électromagnétique du MSAP commence à diminuer puis il se stabilise autour de 0.7 Nm, Les deux figures II-17 (e) et II-17 (f) illustrent respectivement les variations des courants de la phase et les tensions appliquées sur le MSAP. Ce qui nous permet de dire que les courants de la phase sont élevés pendant le démarrage jusqu'à ce que sa vitesse devienne constante sur la référence en régime permanent. A vitesse constante, elles diminuent puis elles se stabilisent en régime permanent.

$50 \leq t \leq 100s$ Dans ce test, nous avons examiné le comportement du véhicule électrique en présence du couple résistant dû à la pente, le véhicule traverse une route droite avec une vitesse constante et monte une route inclinée avec une pente de 10% à $t=50s$. La vitesse reste la même sans dépassement, sans erreur statique en régime permanent et suit parfaitement la vitesse de référence, la présence de la pente sur le parcours n'affecte pas la vitesse du véhicule électrique cela démontre la précision du contrôleur robuste H_∞ linéaire. En régime permanent et après l'application du couple de charge, le moteur développe de plus en plus de couple électromagnétique pour franchir la pente à la même vitesse imposée puis il se stabilise à leur tour en régime permanent. Le courant i_q est proportionnel au couple électromagnétique. Par ailleurs, le courant direct est maintenu égal à zéro et il suit sa référence pendant tout le cycle de fonctionnement. La présence de la pente entraîne une augmentation des variations des courants augmentent autour de 22,55A pour pouvoir franchir la pente.

$100 \leq t \leq 150s$ Le véhicule est conduit sur une route rectiligne avec une vitesse constante de 80 km/h, une bonne poursuite de la vitesse est observée. Le couple électromagnétique redescend à 0,7 Nm en régime permanent. Les variations des courants de la phase reviennent à sa valeur initiale qui correspond à 1,34A. Les résultats restent les mêmes que le premier test ($0 \leq t \leq 50s$).

$150 \leq t \leq 200s$ Ce test explique l'effet d'une descente (route avec une pente négative) sur le véhicule électrique. Le véhicule est conduit sur une route rectiligne avec une descente de -10%, la vitesse du véhicule reste la même sans dépassement, sans erreur statique et suit parfaitement la vitesse de référence, la présence de la descente sur le parcours n'affecte pas la vitesse du véhicule électrique. De plus, nous constatons une forte diminution du couple électromagnétique puis il se stabilise à leur tour à -9,88 Nm. La présence de la descente entraîne une augmentation des variations des courants qui augmentent autour de 19,93A, le courant en quadrature prend la même allure que celle du couple électromagnétique et le courant direct est maintenu à zéro grâce à la commande robuste H_∞ linéaire appliquée.

A $t = 200s$ le véhicule électrique est conduit sur une route rectiligne avec une vitesse constante de 80 km/h. Nous voyons voit clairement que les résultats restent les même que le premier test ($0 \leq t \leq 50s$). Nous constatons que le contrôleur robuste H_∞ répond avec succès à ce type de test et le découplage entre le flux et le couple est toujours vérifié.

- **Scénario 3.**

Dans ce scénario le véhicule se déplace sur une route rectiligne de l'arrêt jusqu'à la stabilisation de sa vitesse, soit 80km/h. Nous remarquons sur la figure II-18 (a) que la vitesse du véhicule suit bien la vitesse de référence, sans dépassement et sans erreur statique en régime permanent. La figure II-18 (d) illustre la variation de couple électromagnétique du moteur. Nous soulignons d'abord, un couple moteur élevé pendant le démarrage. Le moteur MSAP maintient ce couple électromagnétique élevé de l'arrêt jusqu'à la stabilisation de leur vitesse sur le référence en régime permanent. A ce moment-là, le couple moteur commence à diminuer puis il se stabilise à leur tour. Avant le passage par le virage les vitesses des roues droite et gauche avaient des mêmes valeurs que la vitesse du véhicule. Une fois le véhicule traverse les virages, une différence de vitesses entre les deux roues commence à apparaître, dans le premier virage la roue d'entraînement située à l'extérieur de la courbure de virage (gauche), tourne à une vitesse supérieure à celle de la roue d'entraînement située à l'intérieur de virage (droite). Inversement, on peut constater que la roue droite tourne à vitesse supérieure à celle de la roue gauche dans le deuxième virage. Le contrôleur robuste H_∞ linéaire agit immédiatement sur le moteur MSAP et le différentiel mécanique intervient instantanément sur les deux roues, en réduisant la vitesse de la roue d'entraînement située à l'intérieure de virage, ainsi augmente la vitesse de la roue d'entraînement située à l'extérieure de virage afin de passer le virage sans dérapage, cela est bien claire sur la figure II-18 (b). Les forces de tractions générées par les deux roues sont montrées sur la figure II-18 (g). Nous signalons en premier lieu, de fortes forces de traction fournies par les roues pour faire mouvoir le véhicule au démarrage. Cela nous semble logique car ces forces doivent vaincre les forces de résistance à l'avancement du véhicule. En deuxième lieu, Nous signalons, une divergence entre les deux forces de traction pendant le passage dans les virages. En effet, la roue qui se trouve à l'extérieur de virage produit une force de traction inférieure à celle de la roue qui se trouve à l'intérieur de virage car la roue extérieure au virage à besoin de prendre plus de vitesse puisqu'elle doit parcourir plus de distance pour une même durée. Les deux figures II-18 (e) et II-18 (f), illustrent respectivement les variations des courants et des tensions de phase appliquée sur le MSAP qui ont une forme sinusoïdale. Nous remarquons que les variations des courants ont une variation importante au démarrage, En revanche, elles diminuent dans la zone où le véhicule électrique roule à vitesse constante. Finalement, Nous remarquons clairement, sur la figure II-18 (b) et La figure II-18 (c) que le contrôleur robuste H_∞ linéaire maintient le courant direct à zéro et permet uniquement à la composante en quadrature de réagir en fonction du couple de charge et que le couple électromagnétique est l'image de composante en quadrature i_q , ce qui valide le découplage introduit par la commande vectorielle entre le couple électromagnétique et le flux magnétique. Nous notons que le contrôleur robuste H_∞ linéaire a donné les performances souhaitées et il a assuré une stabilité au véhicule avant et après le virage.

- **Scénario 4.**

Les résultats de ce scénario sont réalisés avec différentes conditions de conduites on a recours au cycle de vitesse européen normalisé NEDC (New European Driving Cycle) (figure II 14), pour connaître les capacités de notre véhicule électrique par la commande robuste H_∞ linéaire proposée. La figure II-19 (a) montre, l'évolution de la vitesse du véhicule en fonction du temps. Nous voyons qu'il y a une bonne dynamique de poursuite lors du passage d'une référence de vitesse à une autre référence qui est atteinte très rapidement, sans dépassement et sans erreur statique en régime permanent, ce qui permet au véhicule de mieux s'intégrer dans la circulation sans difficultés. Le moteur MSAP développe un couple maximal pour assurer la poursuite de vitesse durant le démarrage, ensuite il se

diminue et se stabilise à leur tour. Suite à la variation de la vitesse, le moteur MSAP doit développer le couple électromagnétique nécessaire pour atteindre les différentes étapes de la référence de vitesse comme il est indiqué par la figure II-19 (d). La figure II-19 (b) et La figure II-19 (c) représentent les résultats des courants directs et en quadrature, nous voyons clairement que le contrôleur robuste H_∞ linéaire maintient le courant direct à zéro et permet uniquement à la composante en quadrature de réagir en fonction du couple charge ce qui prouve les bonnes performances de suivi du contrôleur robuste H_∞ linéaire. Le couple électromagnétique est l'image de composante en quadrature i_q , ce qui montre le découplage introduit par la commande vectorielle entre le couple électromagnétique et le flux magnétique. L'évolution temporelle des courants et des tensions de la phase lors de la variation de vitesse ont une forme sinusoïdale représentée par les figures II-19 (e) et II-19 (f). L'amplitude des courants de la phase ainsi que la fréquence s'adaptent suite à la variation de la vitesse. Sur la figure II-19 (g) nous illustrons les forces de traction générées par le moteur, leurs comportements est le même que celui des couples électromagnétiques. L'erreur de suivi de vitesse est pratiquement nul pendant toute la simulation du cycle de conduite NEDC et l'erreur sur le courant id est varié légèrement lorsqu'on applique la variation de la référence de la vitesse cela démontre la précision du contrôleur robuste H_∞ linéaire proposé à une meilleure stabilité lorsque la vitesse varie. La puissance de traction demandée lors de l'application de cycle NEDC peut être extraite comme représenté dans la figure II-19 (k) ; La puissance de propulsion est présentée comme positive alors que la puissance récupérée lors du freinage par récupération est négative, cela démontre la puissance de régulateur H_∞ linéaire à faire face à la variation de vitesse.

- **Scénario 5.**

Dans cet essai, nous allons effectuer la simulation du comportement du véhicule pour vérifier la robustesse de la conduite en cycle WLTP (Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedures) ce cycle permet d'obtenir des résultats plus proches de ceux d'une conduite réelle (Figure II-15). Nous remarquons d'après la figure II-20 (a), que la vitesse du véhicule suit bien la vitesse de référence, avec une bonne dynamique de poursuite, sans dépassement et sans erreur statique en régime permanent pendant toute la simulation du cycle de conduite WLTP, le contrôleur robuste H_∞ linéaire de vitesse compense rapidement la perturbation et il n'y a pas de déformation du signal de vitesse. En outre, la figure II-20 (b) et la figure II-20 (c) montrent les résultats du courant direct et en quadrature, nous voyons clairement que le contrôleur robuste H_∞ linéaire maintient le courant direct à zéro quelles que soient les variations de vitesse et permet uniquement à la composante en quadrature de réagir en fonction de la variation de la vitesse, ce qui prouve les bonnes performances de suivi du contrôleur robuste H_∞ linéaire. Le moteur MSAP développe un couple maximal pour assurer la poursuite de vitesse durant le démarrage, ensuite il se diminue et se stabilise à leur tour. Suite à la variation de la vitesse, le moteur MSAP doit développer le couple électromagnétique nécessaire pour atteindre les différentes étapes du cycle de conduite WLTP comme il est indiqué par la figure II-20 (d). Nous remarquons aussi selon ces figures, que le couple électromagnétique est l'image de composante en quadrature i_q , ce qui valide le découplage introduit par la commande vectorielle entre le couple électromagnétique et le flux magnétique. D'après les figures II-20 (e) et (f), nous remarquons que le courant et de la tension triphasée du stator ont une forme sinusoïdale et indique le bon fonctionnement du moteur MSAP. L'amplitude du courant et de la tension sont proportionnelle aux différentes étapes du cycle de conduite WLTP. Nous remarquons que, la force de traction (figure II-20 (g)) et les tensions de commande (figure II-20 (h)) sont proportionnelles à la variation de vitesse du cycle de conduite WLTP, Les figures II-20 (i) et II-20 (j) montre l'erreur de suivi de vitesse et l'erreur de suivi de courant id. Nous observons que l'erreur de suivi de vitesse et du courant id varié légèrement pendant

toute la simulation du cycle de conduite WLTP. La puissance de traction demandée lors de l'application de cycle WLTP est illustrée sur la figure II-20 (k), La puissance de propulsion est présentée comme positive alors que la puissance récupérée lors du freinage par récupération est négative. Les résultats montrent le bon comportement du véhicule électrique dans les modes d'accélération et de décélération. Après ce test, on peut dire que la loi de commande robuste H_∞ linéaire a réussi à faire face à la variation de vitesse tout en maintenant l'erreur de la vitesse et du courant dans des petites plages.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'application de la commande robuste H_∞ linéaire au contrôle du véhicule électrique équipé d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). Notre approche a démontré une régulation précise de la vitesse de référence et un contrôle optimal du couple électromagnétique du MSAP, grâce à cette commande robuste.

La commande robuste H_∞ linéaire a été choisie pour sa capacité à stabiliser le système en boucle fermée et à garantir des performances satisfaisantes, même en présence de perturbations externes ou de dynamiques non modélisées. Les courants direct et en quadrature ont été maintenus sous contrôle, assurant une régulation efficace du couple électromagnétique, confirmant ainsi la robustesse de notre approche.

De plus, notre contrôleur a assuré une stabilité exemplaire lors du démarrage et de la stabilisation de la vitesse, même dans des conditions telles que des fortes pentes. Les courants de phase ont été ajustés pour répondre aux exigences de la conduite, ce qui a contribué à une expérience de conduite fluide et sécurisée.

Lors de la conduite à travers des virages, notre système a réagi rapidement pour ajuster le couple du MSAP et la vitesse des roues, maintenant ainsi une conduite stable et sûre. Le découplage entre le flux et le couple a été maintenu, avec une réponse dynamique optimale du système, renforçant ainsi la robustesse de notre approche.

Les résultats obtenus lors de l'utilisation des cycles de conduite NEDC et WLTP ont confirmé la résilience et la précision de notre commande robuste H_∞ linéaire. Notre système a démontré une dynamique de poursuite de vitesse exemplaire, sans dépassement ni erreur statique en régime permanent, même face à des variations importantes de la vitesse.

En conclusion, notre étude a validé l'efficacité de la commande robuste H_∞ linéaire dans différentes conditions de conduite, soulignant ainsi son potentiel à garantir une conduite précise, stable et sûre du véhicule électrique équipé du MSAP. Nous avons démontré que notre approche est capable de maintenir une régulation précise de la vitesse et un contrôle optimal du couple électromagnétique, même face à des scénarios de conduite variés.

Pour répondre aux exigences croissantes de la régulation des véhicules électriques, le prochain objectif consistera à explorer une synthèse de contrôleur basée sur la commande robuste H_∞ non linéaire. Cette approche permettra de prendre en compte les aspects non linéaires du véhicule électrique, ce qui ouvrira de nouvelles perspectives dans le domaine de la commande des systèmes dynamiques complexes. En relevant ces nouveaux défis, nous visons à étendre les capacités de régulation du véhicule électrique équipé du MSAP et à assurer une adaptation optimale aux conditions variables de la conduite.

CHAPITRE III COMMANDE H_∞ NON LINEAIRE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE

III.1 Introduction

La commande H_∞ non linéaire a été étudiée et développée depuis la fin des années 80 par Ball, Helton et Walker [50], qui ont présenté la théorie de la commande H_∞ non linéaire, en la reliant à la théorie des systèmes différentiels. Van der Shaft [48], [49] a défini le gain L2 et fourni la solution du problème de la commande H_∞ non linéaire, calculée à partir de la solution de l'équation de Hamilton-Jacobi, qui remplace l'équation de Riccati dans le cas de la commande H_∞ linéaire. Ainsi, il établit une relation entre la commande H_∞ des systèmes non linéaires et celle des systèmes linéarisés. Isidori et Astolfi [52] ont démontré la condition suffisante pour l'existence de la commande H_∞ non linéaire et la stabilité asymptotique d'un système grâce au principe d'invariance de Salle. Doyle et al. Başar et al. et van der Shaft ont montré que la solution de la commande H_∞ non linéaire peut être obtenue par deux approches : la théorie différentielle [66], [77] et la théorie basée sur le concept de la dissipation d'énergie [47].

Il est bien établi, depuis les travaux précédents, que l'objectif de la commande H_∞ non linéaire est de concevoir un correcteur assurant la stabilité asymptotique du système en boucle fermée tout en minimisant le rapport entre l'énergie des sorties à réguler et l'énergie des entrées exogènes, telles que les signaux de consigne et les perturbations environnementales. Ce rapport est communément appelé L2-gain [47]. Sa minimisation n'est pas globale mais relative à un niveau d'atténuation spécifique, ce qui reflète la nature de la commande H_∞ non linéaire, axée principalement sur l'analyse des performances dans des conditions de fonctionnement extrêmes.

Dans ce chapitre, nous examinons la commande d'un véhicule électrique en utilisant la méthode H_∞ non linéaire. Nous commençons par rappeler les principes fondamentaux de cette approche. Ensuite, nous décrivons l'application de la méthode pour résoudre le problème spécifique de la commande H_∞ non linéaire.

III.2 La commande H_∞ non linéaire

III.2.1 Formulation mathématique du problème

En général, pour un système non linéaire décrit par l'équation d'état suivante [46], [47], [78] :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= F(x, \omega, u) \\ z &= Z(x, \omega, u) \\ y &= Y(x, \omega) \end{aligned} \tag{III-1}$$

Avec $x \in \mathfrak{R}^n$ est le vecteur d'état, $u \in \mathfrak{R}$ est le vecteur de commande, $y \in \mathfrak{R}^p$ est la sortie de mesure, $z \in \mathfrak{R}^s$ est la variable de pénalité pouvant inclure les erreurs de poursuite ainsi que la

commande u et $\omega \in \mathfrak{R}^r$ est le vecteur d'entrée exogène qui peut englober les perturbations, les bruits de mesures et les consignes.

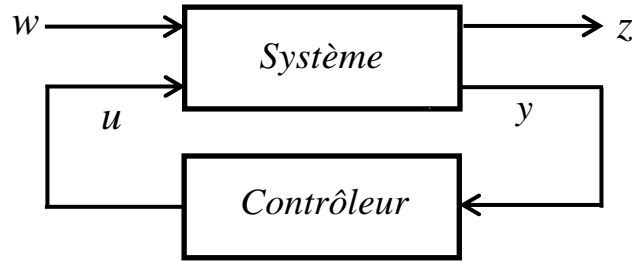


Figure III-1 Problème standard H_∞ non linéaire [46].

Les fonctions $\dot{x} = F(x, \omega, u)$, $z = Z(x, \omega, u)$ et $y = Y(x, \omega)$ sont supposées lisses (fonctions de classe C^k , avec k suffisamment grand) et définies au voisinage de l'origine de $\mathfrak{R}^n \times \mathfrak{R}^n \times \mathfrak{R}^n$

III.2.2 La problématique de la commande H_∞ non linéaire

Le problème de la commande H_∞ non linéaire consiste à trouver une loi de commande sous la forme [79][80] :

$$\begin{aligned} \dot{\zeta} &= \eta(\zeta, y) \\ u &= \theta(\zeta) \end{aligned} \tag{III-2}$$

où :

- ζ est le vecteur d'état du correcteur,
- y est le vecteur de sortie du système,
- u représente la commande appliquée.

Le gain L_2 d'un tel système est défini comme suit [47], [49]:

$$\text{gain } L_2 = \frac{\int_0^T \|z(t)\|^2 dt}{\int_0^T \|\omega(t)\|^2 dt} \tag{III-3}$$

Le système non linéaire sous la forme standard représentée sur la figure III-1 est asymptotiquement stable en boucle fermée avec L_2 gain inférieur ou égale à $\gamma > 0$, c.à.d. pour tout $T \geq 0$ et $\omega \in L_2(0, T)$ si :

$$\int_0^T \|z(\tau)\|^2 d\tau \leq \gamma^2 \int_0^T \|\omega(\tau)\|^2 d\tau \tag{III-4}$$

Le problème d'atténuation des entrées exogènes ω sur la variable de pénalité z d'un système non linéaire est équivalent à trouver une commande qui rend ce système dissipatif. Si le système (III-1) est localement asymptotiquement stable et localement dissipatif s'il existe une fonction de stockage $S(x)$ non négative telle que $S(0) = 0$, et

$$s(\omega, z) = \gamma^2 \|\omega\|^2 - \|z\|^2 \quad (\text{III-5})$$

Pour une entrée suffisamment petite et $x(0) = 0$, sa réponse satisfait

$$\int_0^t (\gamma^2 \|\omega(\tau)\|^2 - \|z(\tau)\|^2) d\tau \geq S(x(t)) \geq 0 \quad (\text{III-6})$$

pour tout $t > 0$. D'où (III.1) ait un L_2 gain inférieur ou égale γ .

Donc Le problème de commande H_∞ non linéaire est équivalent à trouver un correcteur de la forme (III.2) qui :

- Stabilise le système (III.1)

$$\bullet \text{ Minimise } \text{gain } L_2 = \frac{\int_0^T \|z(t)\|^2 dt}{\int_0^T \|\omega(t)\|^2 dt} \quad (\text{III-7})$$

III.2.3 Hypothèses d'existence de la commande H_∞ non linéaire

Le développement de la commande H_∞ non linéaire obéit aux hypothèses simplificatrices suivantes [46], [79]:

- **Hypothèse 1**

$(0,0,0)$ est dit point ou état d'équilibre du système (III-1) si: $F(0,0,0) = 0$, $Z(0,0,0) = 0$ et $Y(0,0,0) = 0$. Si ce n'est pas le cas, le point d'équilibre peut être ramené à l'origine par un simple changement de variable pour vérifier cette hypothèse.

- **Hypothèse 2** La matrice

$$D_{11} = \left. \frac{dZ(x, \omega, u)}{d\omega} \right|_{(0,0,0)} \quad (\text{III-7})$$

satisfait $\overline{\sigma}(D_{11}) < \gamma$ avec $\overline{\sigma}$ est la plus grande valeur singulière de D_{11} .

Ceci garanti la solvabilité du problème de la commande par retour d'état statique. Cette hypothèse n'est guère un problème car la définition de la variable de pénalité z est de l'essor du cahier de charge prédéfinie.

- **Hypothèse 3** La matrice

$$D_{12} = \left. \frac{dZ(x, \omega, u)}{du} \right|_{(0,0,0)} \quad (\text{III-8})$$

est telle que $D_{12}^T D_{12}$ est inversible elle permet la solvabilité du problème de la commande par retour d'état.

- **Hypothèse 4** La matrice

$$D_{21} = \left. \frac{dY(x, \omega)}{d\omega} \right|_{(0,0)} \quad (\text{III-9})$$

est telle que $D_{21}^T D_{21}$ est inversible elle permet la solvabilité du problème de la commande par retour des sorties mesurées.

- **Hypothèse 5**

Pour toute trajectoire bornée du système (III-1) avec comme entrée exogène $\omega = 0 \forall t$.

$Z(x, 0, u) = 0 \quad \forall t \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0$ Cette hypothèse permet de garantir la stabilité asymptotique du point d'équilibre.

III.2.4 Commande H_∞ des systèmes non linéaires affines

Dans la littérature [46], [47], [79], [81], [82], [83], [84], la commande par retour d'état les états sont accessible en mesure, c.à.d. $y = x$. Le système sera donc décrit par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g_1(x)\omega + g_2(x)u(x) \\ z &= h_1(x) + k_{11}(x)\omega + k_{12}(x)u(x) \end{aligned} \quad (\text{III-10})$$

Les fonctions $f(x)$, $g_1(x)$ et $g_2(x)$ sont non linéaires lisses de dimensions appropriées. Le système (III-11) est supposé avoir un point d'équilibre à l'origine de \mathfrak{R}^n , donc, sans perdre de généralité, nous supposons que $f(0) = 0$ et $h_1(0) = 0$.

Les hypothèses suivantes sont imposées pour le but de simplifier l'analyse de la commande H_∞ non linéaire [47], [49], [52], [85] :

$$\begin{aligned} k_{11}(x) &= 0 \\ h_1^T(x)k_{12}(x) &= 0 \\ k_{12}^T(x)k_{12}(x) &= I \end{aligned} \quad (\text{III-11})$$

La variable de pénalité z écrite sous la forme suivante ;

$$z = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ u \end{bmatrix}$$

et sa norme sera $\|z\|^2 = z^T z = \|h_1(x)\|^2 + \|u\|^2$

Le problème de la commande H_∞ optimal par retour d'état est de trouver la plus petite valeur $\gamma_* \geq 0$ et une loi de commande par retour d'état associée $u_*(x)$, telle que pour toute valeur de $\gamma > \gamma_*$, le système décrit par (III-11) est asymptotiquement stable et possédé un L_2 -gain inférieur ou égale à $\gamma > 0$. Le principe de la commande H_∞ sous-optimal par retour d'état est mis en évidence par le théorème suivant :

Théorème 3.1 : Soit $\gamma > 0$. S'il existe une fonction $V(x)$, définie positive, solution de l'équation de Hamilton-Jacobi-Isaacs (HJI) suivante

$$V_x(x)f + h_1^T h_1 + \frac{1}{4} V_x(x) \left(\frac{1}{\gamma^2} g_1 g_1^T - g_2 g_2^T \right) V_x^T(x) = 0, \quad V_x(x_0) = 0 \quad (\text{III-12})$$

Alors, avec la loi de commande suivante

$$u_*(x) = -\frac{1}{2} g_2^T V_x^T(x) \quad (\text{III-13})$$

Le système en boucle fermée (III-11)-(III-14) est asymptotiquement stable et possédé un $L_2 \leq \gamma$.

Avec la pire perturbation qui peut affecter le système décrit par l'équation suivante :

$$\omega_*(x) = -\frac{1}{2\gamma^2} g_1^T V_x^T(x) \quad (\text{III-14})$$

III.3 Exemple d'application

Dans cette section, nous illustrons l'efficacité de la commande H_∞ non linéaire à travers un exemple concret. L'objectif est de concevoir cette commande, d'étudier sa convergence et d'évaluer les résultats obtenus.

Considérons le système non linéaire décrit par l'équation d'état suivante [93] :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_1 x_2 \\ \dot{x}_2 &= x_1^2 + d + u \end{aligned} \quad (\text{III-15})$$

Le point d'équilibre du système est $(0, 0)$

Avec

$$f(x) = \begin{bmatrix} x_1 x_2 \\ x_1^2 \end{bmatrix}, \quad g_1(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad z = \begin{bmatrix} x_2 - x_1^2 \\ u \end{bmatrix}.$$

Pour concevoir la commande H_∞ non linéaire, la fonction de $V(x)$ est donnée par l'expression suivante:

$$V(x) = ax_1^2 + bx_2^2 \quad \text{Avec} \quad a, b > 0 \quad (\text{III-16})$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\frac{\partial V(x)}{\partial x} = [2ax_1 \quad 2bx_2] \quad (\text{III-17})$$

En substituant l'expression de la dérivée $\frac{\partial V(x)}{\partial x}$ dans l'inégalité de Hamilton-Jacobi-Isaacs (HJI) (III-13), Après calcul, on obtient la relation suivante :

$$H_*(x) = x_1^4 + (2a + 2b - 2)x_1^2 x_2 + (1 + (\frac{1}{\gamma^2} + 1)b^2)x_2^2 \leq 0 \quad (\text{III-18})$$

On voit qu'on ne peut pas résoudre (III-19) à cause du coefficient positif de x_1^4 . Nous proposons donc une autre solution de la forme :

$$V(x) = ax_1^2 + bx_2^2 + cx_1^2 x_2 \quad \text{Avec } a, b, c > 0 \quad (\text{III-20})$$

En remplaçant l'expression de la dérivée $\frac{\partial V(x)}{\partial x}$ dans l'inégalité de Hamilton-Jacobi-Isaacs (HJI) (III-13), Après calcul, on obtient la relation suivante :

$$H_*(x) = (1 + c + (\frac{1}{\gamma^2} + 1)\frac{c^2}{4})x_1^4 + 2cx_1^2 x_2 + (2a + 2b - 2 + (\frac{1}{\gamma^2} + 1)bc)x_1^2 x_2 + (1 + (\frac{1}{\gamma^2} + 1)b^2)x_2^2 \leq 0 \quad (\text{III-21})$$

Les solutions locales de l'équation (III-21) peuvent varier selon les ensembles de coefficients utilisés, différentes combinaisons de coefficients peuvent conduire à des solutions équivalentes tels que :

$$\begin{aligned} 1 + c + (\frac{1}{\gamma^2} + 1)\frac{c^2}{4} &\leq 0 \\ 2a + 2b - 2 + (\frac{1}{\gamma^2} + 1)bc &= 0 \\ (1 + (\frac{1}{\gamma^2} + 1)b^2) &\leq 0 \\ \gamma &> 1 \end{aligned} \quad \text{Avec } a, b, c > 0$$

Après calcul, on obtient les coefficients suivants :

$$a = 16, \quad b = 10, \quad c = 10$$

Les expressions correspondantes pour $V(x)$, $H_*(x)$ et $u_*(x)$ sont données par

$$V(x) = 16x_1^2 + 10x_2^2 + 10x_1^2 x_2$$

$$H_*(x) = -\frac{3}{2}x_1^4 + 20x_1^2 x_2^2 - 49x_2^2$$

$$u_*(x) = -10x_2 - 5x_1^2$$

La simulation du système pour la condition initiale $x = [50 \ 30]$, montre la convergence du point d'équilibre vers 0. La figure III-2, illustre les états du système (III.15).

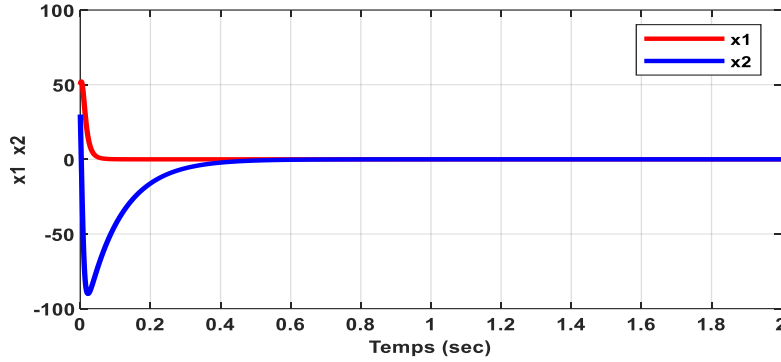


Figure III-2 Évolution d'état par la commande H_∞ non linéaire.

III.4 Application de la commande H_∞ non linéaire au moteur synchrone à aimants permanents

Nous avons appliqué la technique de la commande H_∞ non linéaire à la commande de la vitesse de la MSAP. Le modèle du MSAP est multivariable, couplé et non linéaire, peut être modéliser sous la forme non linéaire suivante :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R}{L}i_d + p\Omega_{mot}i_q + \frac{1}{L}u_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R}{L}i_q - p\Omega_{mot}i_d + \frac{p\Phi}{L}\Omega_{mot} + \frac{1}{L}u_q \\ \frac{d\Omega_{mot}}{dt} &= \frac{3p\Phi}{2J}i_q - \frac{B}{J}\Omega_{mot} + \frac{T_L}{J} \end{aligned} \tag{III-22}$$

Avec : $L_d = L_q = L$

Les équations dynamiques d'erreur du MSAP pour avoir un point d'équilibre à l'origine sont données par [86], [87], [88] :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= -\frac{R}{L}e_1 + \frac{1}{L}u_{ds} \\ \dot{e}_2 &= -\frac{R}{L}e_2 - \frac{p\Phi}{L}e_3 + \frac{1}{L}u_{qs} \\ \dot{e}_3 &= \frac{3p\phi}{2J}e_2 - \frac{B}{J}e_3 + d \end{aligned} \tag{III-23}$$

Avec u_d et u_q sont composée de deux grandeurs ; une première concernant le contrôle de compensation et une deuxième stabilisante (Figure III-4), Nous posons donc :

$$u_d = u_{ds} + u_{dc} \quad (\text{III-24})$$

$$u_q = u_{qs} + u_{qc} \quad (\text{III-25})$$

Pour concevoir la commande H_∞ non linéaire à la commande de la vitesse de la MSAP, la fonction de $V(e)$ est donnée par l'expression suivante :

$$V(e) = ae_1^2 + be_2^2 + ce_3^2 \quad \text{avec } a, b, c > 0 \quad (\text{III-26})$$

Sa dérivée est donnée par : $\frac{\partial V(e)}{\partial e} = [2ae_1 \ 2be_2 \ 2ce_3]$ (III-27)

En remplaçant l'expression de la dérivée $\frac{\partial V(e)}{\partial e}$ dans l'inégalité de Hamilton-Jacobi-Isaacs (HJI) (III-13), Après calcul, on obtient la relation suivante :

$$\begin{aligned} H_*(e) = & \left(-\frac{1}{L^2}a^2 - 2\frac{R}{L}a + 1\right)e_1^2 + \left(-\frac{1}{L^2}b^2 - 2\frac{R}{L}b + 1\right)e_2^2 + \left(\frac{1}{\gamma^2}c^2 - 2\frac{B}{J}c\right)e_3^2 \\ & + \left(\frac{3p\phi}{J}c - 2\frac{p\Phi}{L}b\right)e_2e_3 \leq 0 \end{aligned} \quad (\text{III-28})$$

Les solutions locales de l'équation (III-28) ne sont pas uniques et peuvent être représentées par n'importe quel ensemble de coefficients tels que :

$$\begin{aligned} -\frac{1}{L^2}a^2 - 2\frac{R}{L}a + 1 &\leq 0 \\ -\frac{1}{L^2}b^2 - 2\frac{R}{L}b + 1 &\leq 0 \\ \frac{1}{\gamma^2}c^2 - 2\frac{B}{J}c &\leq 0 \\ \frac{3p\phi}{J}c - 2\frac{p\Phi}{L}b &= 0 \end{aligned}$$

Après calcul, on obtient les coefficients suivants :

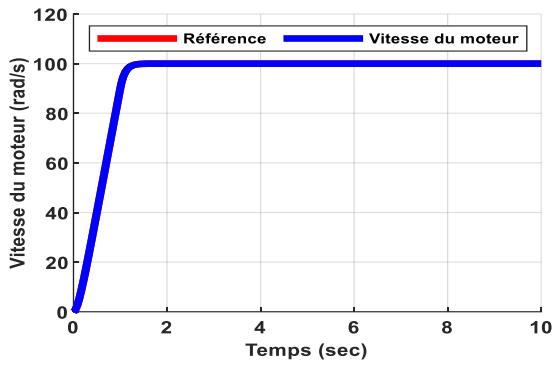
$$a = 3 \times 10^{-4}, \quad b = 3 \times 10^{-4}, \quad c = 0.0614$$

L'expression de la commande $u_*(e)$ est donnée par :

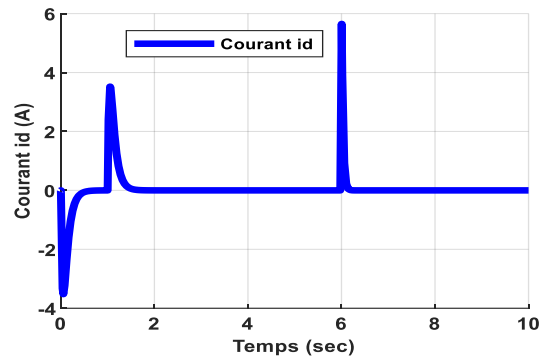
$$u_*(e) = \begin{bmatrix} -(30e_1)/29 - (30e_2)/29 - (6140e_3)/29 \\ -(30e_1)/29 - (30e_2)/29 - (6140e_3)/29 \end{bmatrix}$$

Pour simuler le comportement des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP, on démarre la machine à vide puis on insère une perturbation du couple de charge (3 N.m) à t=6 s pour une

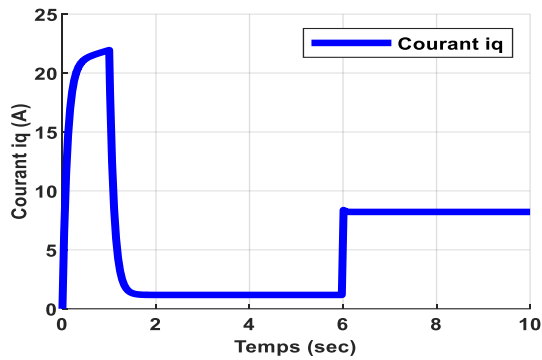
consigne de vitesse de 100rd/s. La figure III-3 présente les résultats de simulation obtenus de la commande H_∞ non linéaire.



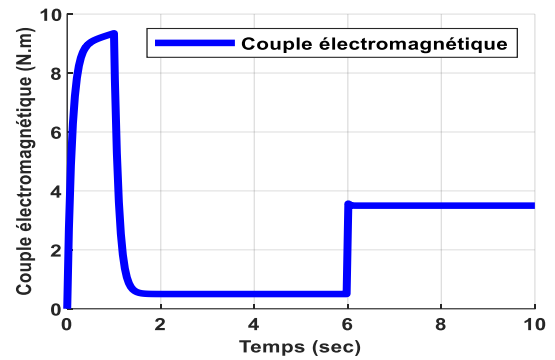
(a)



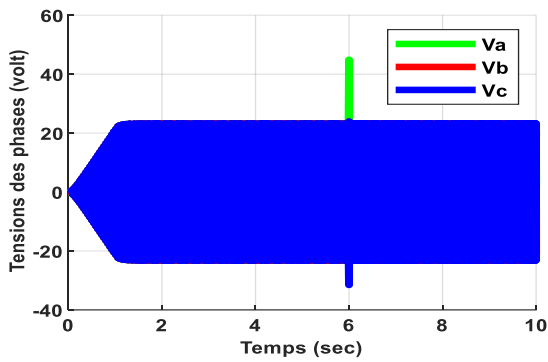
(b)



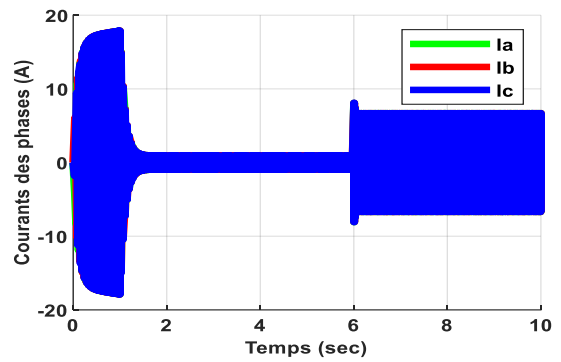
(c)



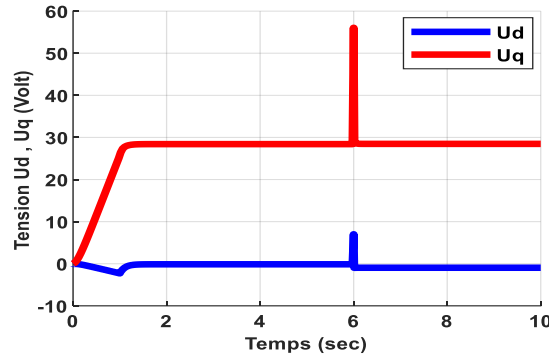
(d)



(e)



(f)



(f)

Figure III-3 Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivie d'une perturbation du couple de charge à $t=6s$ pour une consigne de vitesse de 100rd/s par la commande H_∞ non linéaire.

Les résultats de simulation montrent des meilleures performances, nous remarquons que l'allure de vitesse suit bien leur vitesse de référence, sans dépassement et sans erreur statique en régime permanent. La perturbation due à l'application du couple de charge est rapidement éliminée, et le couple électromagnétique compense rapidement le couple de charge (3N.m). Le couple électromagnétique répond très rapidement aux variations de la charge. Les résultats montrent que le couple électromagnétique est l'image de composante en quadrature i_q , ce qui valide le découplage introduit par la commande vectorielle entre le couple et le flux. Le courant i_d suit bien sa référence nulle et peu affecté par les perturbations de la charge. Ceci montre aussi le découplage introduit par la commande vectorielle ; Le courant i_d reste nul et le couple répond suivant le courant i_d . Ces tests montrent la robuste de la commande vis-à-vis la perturbation du couple de charge.

III.5 Application de la commande H_∞ non linéaire au véhicule électrique

Dans cette partie, nous nous concentrerons sur l'application de la technique de la commande robuste H_∞ non linéaire au véhicule électrique, équipé d'un moteur synchrone à aimants permanents pour sa propulsion. Nous nous appuyerons sur le modèle du véhicule électrique établi au chapitre I (I-44), tout en vérifiant les hypothèses simplificatrices nécessaires au développement de la commande H_∞ optimale non linéaire en vue d'obtenir un point d'équilibre à l'origine. À cet effet, nous procéderons à un changement des variables suivantes :

- L'erreur de courant direct i_d est : $e_1 = x_1 - x_{1d}$.
- L'erreur de courant en quadrature i_q est : $e_2 = x_2 - x_{2d}$.
- L'erreur de vitesse est : $e_3 = x_3 - x_{3d}$.

Où

x_{1d} est l'état désiré du courant i_d , x_{2d} est l'état désiré du courant i_q et x_{3d} est l'état désiré de vitesse du véhicule V tel que :

$$x_{1d} = i_{dref} = 0 \quad (\text{III-29})$$

$$x_{2d} = \frac{2J_v}{3p\phi G} \dot{x}_{3d} + \frac{r^3 \rho A_f C_D}{3J_v p \phi G^4} x_{3d}^2 + \frac{2BG}{3p\phi Gr} x_{3d} + \frac{r}{3J_v p \phi G^2} (Mg \sin(\alpha) + Mgf_r \cos(\alpha)) \quad (\text{III-30})$$

$$x_{3d} = V_{ref} \quad (\text{III-31})$$

Par conséquent, les commandes u_d et u_q sont composées de deux grandeurs : une première concernant la loi de commande de découplage non linéaire pour compenser la dynamique non linéaire de PMSM et une deuxième pour la stabilisation. . Nous posons donc :

$$u_d = u_{ds} + u_{dc} \quad (\text{III-32})$$

$$u_q = u_{qs} + u_{qc} \quad (\text{III-33})$$

Où

u_{ds} et u_{dc} sont les termes de contrôle de stabilisation et de compensation de l'axe d , u_{qs} et u_{qc} sont les termes de contrôle de stabilisation et de compensation de l'axe q respectivement.

les termes de contrôle de compensation u_{dc} and u_{qc} sont définis comme:

$$u_{qc} = -\frac{LpG}{r} x_2 x_3 \quad (\text{III-34})$$

$$u_{dc} = -\frac{LpG}{r} x_{2d} x_{3d} \quad (\text{III-35})$$

A partir des équations précédentes le schéma bloc correspondant aux termes de contrôle de stabilisation et de compensation est donné par la figure III-4.

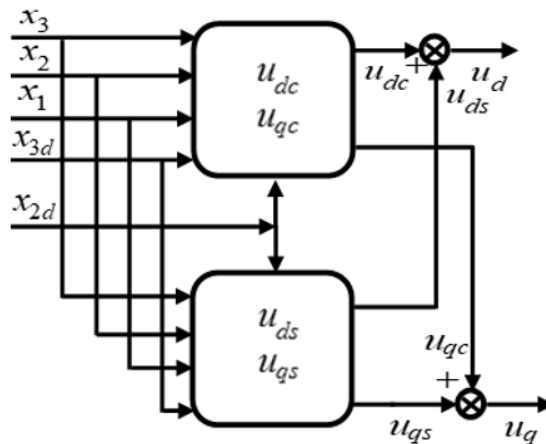


Figure III-4 Termes de contrôle de stabilisation et de compensation.

Nous utilisons les équations (III.29) à (III.35), Nous obtenons donc les équations dynamiques d'erreur du véhicule électrique suivante :

$$\begin{aligned}
\dot{e}_1 &= -\frac{R}{L}e_1 + \frac{1}{L}u_{ds} \\
\dot{e}_2 &= -\frac{R}{L}e_2 - \frac{p\Phi G}{Lr}e_3 + \frac{1}{L}u_{qs} \\
\dot{e}_3 &= \frac{1}{J_v} \left[\frac{3p\phi G}{2}e_2 - \frac{\rho A_f C_D r^3}{2G^3}e_3^2 - \left(\frac{BG}{r} + \frac{\rho A_f C_D r^3}{G^3}x_{3d} \right) e_3 \right]
\end{aligned} \tag{III-36}$$

Pour concevoir la commande H_∞ non linéaire, la fonction de $V(e)$ est donnée par l'expression suivante :

$$V(e) = ae_1^2 + be_2^2 + ce_3^2 \quad \text{Avec } a, b, c > 0 \tag{III-37}$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\frac{\partial V(e)}{\partial e} = [2ae_1 \quad 2be_2 \quad 2ce_3] \tag{III-38}$$

En remplaçant l'expression de la dérivée $\frac{\partial V(e)}{\partial e}$ dans l'inégalité de Hamilton-Jacobi-Isaacs (HJI) (III-13), Après calcul, on obtient la relation suivante :

$$\begin{aligned}
H_*(e) &= \left(-\frac{1}{L^2}a^2 - 2\frac{R}{L}a + 1\right)e_1^2 + \left(-\frac{1}{L^2}b^2 - 2\frac{R}{L}b + 1\right)e_2^2 \\
&+ \left(\frac{1}{\gamma^2}c^2 - 2\frac{1}{J_v} \frac{\rho A_f C_D r^3}{2G^3}c\right)e_3^2 + \left(2\frac{1}{J_v} \frac{3p\phi G}{2}c - 2\frac{p\Phi G}{Lr}b\right)e_2e_3 \\
&- 2\frac{1}{J_v} \left(\frac{BG}{r} + \frac{\rho A_f C_D r^3}{G^3}x_{3d} \right) ce_3^3 \leq 0
\end{aligned} \tag{III-39}$$

Nous constatons clairement que (III-39) est analytiquement difficile, voire même impossible à résoudre à cause des coefficients $\left(2\frac{1}{J_v} \left(\frac{BG}{r} + \frac{\rho A_f C_D r^3}{G^3}x_{3d} \right) c > 0 \neq 0 \right)$ du e_3^3 qui est strictement positif.

Pour remédier à ce handicap, en choisissant une autre $V(e)$ et en considérant l'expression suivante :

$$V(e) = ae_1^2 + be_2^2 + ce_3^2 + de_2e_3^2 \quad \text{avec } a, b, c, d > 0 \tag{III-40}$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\frac{\partial V(e)}{\partial e} = [2ae_1 \quad 2be_2 + de_3^2 \quad 2ce_3 + 2de_2e_3] \tag{III-41}$$

En remplaçant l'expression de la dérivée $\frac{\partial V(e)}{\partial e}$ dans l'inégalité de Hamilton-Jacobi-Isaacs (HJI) (III-13), Après calcul, on obtient la relation suivante :

$$\begin{aligned}
H_*(e) = & \left(-\frac{1}{L^2}a^2 - 2\frac{R}{L}a + 1\right)e_1^2 + \left(-\frac{1}{L^2}b^2 - 2\frac{R}{L}b + 1\right)e_2^2 \\
& + \left(\frac{1}{\gamma^2}c^2 - 2\frac{1}{J_v}\frac{\rho A_f C_D r^3}{2G^3}c\right)e_3^2 + \left(2\frac{1}{J_v}\frac{3p\phi G}{2}c - 2\frac{p\Phi G}{Lr}b\right)e_2e_3 \\
& + \left(-d\frac{R}{L} - 2d\frac{1}{J_v}\left(\frac{BG}{r} + \frac{\rho A_f C_D r^3}{G^3}x_{3d}\right) - 2bd\frac{1}{L^2} + \frac{1}{\gamma^2}dc\right)e_3^2e_2 \\
& + \left(2d\frac{1}{J_v}\frac{3p\phi G}{2}\right)e_3e_2^2 + \left(-d\frac{p\Phi G}{Lr} + 2c\frac{1}{J_v}\frac{\rho A_f C_D r^3}{2G^3}\right)e_3^3 \\
& + \left(-2d\frac{1}{J_v}\frac{\rho A_f C_D r^3}{2G^3}\right)e_2e_3^3 + \left(-\frac{d^2}{4}\frac{1}{L^2}\right)e_3^4 + \left(\frac{1}{\gamma^2}d^2\right)e_2^2e_3^2 \leq 0
\end{aligned} \tag{III-42}$$

Nous constatons clairement que (III-42) est impossible à résoudre à cause des coefficients $\left(\frac{1}{\gamma^2}d^2\right)$ du $e_2^2e_3^2$ qui est strictement positif.

Nous pouvons constater que le problème majeur qui revient à chaque fois que nous abordons le problème H_∞ non linéaire est les équations de HJI dont la solution exacte est soit très difficile soit impossible à calculer, en plus il faut prendre en considération la condition sur l'inégalité de HJI doit être négative.

III.6 Conclusion

Dans la première partie, nous avons exploré la problématique de la stratégie de commande robuste H_∞ non linéaire d'un point de vue théorique. Notre objectif était d'assurer la stabilité asymptotique du système en boucle fermée tout en minimisant le rapport entre l'énergie des sorties à réguler et l'énergie des entrées exogènes perturbatrices, à l'instar du cas linéaire.

La seconde partie a été consacrée au développement de la commande H_∞ non linéaire, avec des simulations effectuées sur une gamme de systèmes dynamiques non linéaires. Cette section visait à illustrer la difficulté inhérente à la résolution analytique de l'équation de Hamilton-Jacobi-Isaacs (HJI) pour différents types de systèmes dynamiques non linéaires. Nous avons constaté que la résolution analytique était réalisable avec succès pour les deux premiers systèmes, mais elle s'est avérée impossible dans le cas du véhicule électrique.

Face à cette problématique, nous avons proposé d'appliquer la méthode de Galerkin pour résoudre le problème de la commande robuste H_∞ non linéaire par retour d'état, notamment dans le contexte du modèle non linéaire du véhicule électrique utilisant un moteur synchrone à aimants permanents comme source de propulsion. Cette approche vise à contourner les difficultés analytiques rencontrées avec les équations de Hamilton-Jacobi, offrant ainsi une alternative pour la conception de commandes robustes dans des systèmes dynamiques non linéaires complexes.

CHAPITRE IV METHODE DE GALERKIN APPLIQUEE A LA COMMANDE H_∞ NON LINEAIRE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE

IV.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous nous attaquons au problème de la commande H_∞ non linéaire de manière itérative. Nous abordons la résolution des équations de Hamilton-Jacobi-Isaacs (HJI) résultantes de la commande par retour d'état continu à l'aide de la méthode de Galerkin.

La résolution du problème de la commande H_∞ non linéaire se révèle être très difficile, voire même analytiquement impossible. Pour cette raison, certains travaux font appel à des méthodes numériques permettant d'intégrer de telles équations, telles que les approximations de Galerkin et les séries de Taylor [23], [89]. Dans ce chapitre, nous présentons la méthode de Galerkin appliquée à la synthèse d'une commande continue par retour d'état, comme décrite dans [23], [89], suivie d'un exemple de simulation.

Nous procéderons ensuite à la simulation des dynamiques d'un véhicule électrique dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents, en utilisant l'outil Matlab/Simulink. Nous présenterons les résultats obtenus pour diverses situations.

IV.1.1 Méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H_∞ non linéaire

Soit le système non linéaire décrit par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u + k(x)w \\ z &= \begin{bmatrix} h(x) \\ u \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{IV-1}$$

L'équation HJI dans le cas de la commande H_∞ non linéaire par retour d'état du système est donnée par [46], [79], [81], [82], [84], [90] :

$$V_x (f(x) + g_1(x)\omega_* + g_2(x)u_*) + \|h_1\|^2 + \|u_*\|^2 - \gamma^2 \|\omega_*\|^2 = 0 \tag{IV-2}$$

Avec

$$u_*(x) = -\frac{1}{2} g_2^T V_x^T(x) \tag{IV-3}$$

$$\omega_*(x) = -\frac{1}{2\gamma^2} g_1^T V_x^T(x) \tag{IV-4}$$

L'équation (IV-2) peut être réécrite sous la forme suivante :

$$H(x, V_x, \omega_*, u_*) = 0 \tag{IV-5}$$

Sa solvabilité analytiquement est souvent très difficile, et même impossible. Cependant, on essaye de la résoudre numériquement en utilisant la méthode de Galerkin.

L'idée la plus importante de cette méthode est de transformer (IV-2) en une équation linéaire à dérivée partielle dite équation HJI généralisée (GHJI) [23], [46], [81], [84], [89], [90] donnée par :

$$V_x (f + g_1 \omega + g_2 u) + \|h_1\|^2 + \|u\|^2 - \gamma^2 \|\omega\|^2 = 0 \quad (IV-6)$$

Le concept générale de résolution propose de représenter $V(x)$, solution de (IV-6) par sa projection dans un sous-espace de dimension finie N , dont la base est déterminée par les N fonctions $\phi_i(x)$ [46], c.à.d.

$$V_N(x) = \sum_{k=1}^N c_k \phi_k(x) \quad (IV-7)$$

Les composantes scalaires c_k deviennent les inconnues du problème et les fonctions de base $\phi_k(x)$ sont choisies a priori en fonction de la connaissance qu'on peut avoir sur la solution exacte $V(x)$.

Les méthodes de résolution numériques sont donc des techniques qui permettent le calcul des composantes c_k de la solution approchée dans le sous espace de recherche. Il est bien évident que si la solution exacte du problème appartient à ce sous-espace, la technique de calcul des composantes c_k doit donner la solution exacte.

Les fonctions de base $\phi_k(x)$ seront choisies polynomiales paires. En plus si l'ordre du système dont le problème H_∞ est issu est n et l'ordre de l'approximation est M , alors ces fonctions seront les termes du développement du polynôme suivant :

$$\sum_{j=1}^{M/2} \left(\sum_{k=1}^n x_k \right)^{2j} \quad (IV-8)$$

Dans le cas où $n = 2$ et $M = 2$, les fonctions de base seront :

$$\Phi = \{x_1^2, x_2^2, x_3^2, x_1 x_2, x_1 x_3, x_2 x_3\} \quad (IV-9)$$

On appelle le résidu, la différence qui reste entre l'équation généralisée de HJI (GHJI) pour $V_N(x)$, l'approximation de V aux étapes (i, j) (des mises à jour de ω et u) et l'équation GHJI pour $V(x)$, nous le écrivons par R et est donné par :

$$R(c, x) = GHJI(V_N^{(i,j)}(x)) - GHJI(V(x)) \quad (IV-10)$$

Avec :

$$GHJI(V_N^{(i,j)}(x)) = \sum_{k=1}^N c_k \phi_{k,x}(x) \left(f(x) + g_1(x) \omega^{(i,j)} + g_2(x) u^{(i)} \right) + \|h_1(x)\|^2 + \|u^{(i)}\|^2 - \gamma^2 \|\omega^{(i,j)}\|^2 \quad (IV-11)$$

$$GHJI(V(x)) = V_x(f + g_1\omega + g_2u) + \|h_1\|^2 + \|u\|^2 - \gamma^2 \|\omega\|^2 \quad (IV-12)$$

Et

$$\phi_{k,x}(x) = \frac{\partial \phi_k}{\partial x} \quad (IV-13)$$

Si la solution approximative (IV-7) est une solution exacte donc le résidu est égal à 0, sinon nous devons trouver les coefficients c_k en imposant le résidu à être nul au sens des intégrales normales pondérées suivantes :

$$\oint_{\Omega} R(c, x) \omega_l d\Omega = 0, \quad l = 1, \dots, N \quad (IV-14)$$

D'une manière intuitive, nous remarquons que les équations (IV-10) et (IV-14) sont équivalentes quel que soit les fonctions de pondération ω_l . Il mettre en œuvre d'une projection de l'équation (IV-10) sur les fonctions ω_l . En alliant (IV-10) et (IV-14) nous obtiendrons :

$$\begin{aligned} & \sum_{k=1}^N c_k \oint_{\Omega} \phi_{k,x}(x) \left(f(x) + g_1(x)\omega^{(i,j)} + g_2(x)u^{(i)} \right) \omega_l d\Omega \\ & = - \oint_{\Omega} \left(\|h_1(x)\|^2 + \|u^{(i)}\|^2 - \gamma^2 \|\omega^{(i,j)}\|^2 \right) \omega_l d\Omega \end{aligned} \quad (IV-15)$$

Une forme matricielle plus condensé est donnée comme suit

$$\sum_{k=1}^N B_{kl} c_k = d_l \quad (IV-16)$$

Avec

$$B_{kl} = \oint_{\Omega} \phi_{k,x}(x) \left(f(x) + g_1(x)\omega^{(i,j)} + g_2(x)u^{(i)} \right) \omega_l d\Omega \quad (IV-17)$$

$$d_l = - \oint_{\Omega} \left(\|h_1(x)\|^2 + \|u^{(i)}\|^2 - \gamma^2 \|\omega^{(i,j)}\|^2 \right) \omega_l d\Omega \quad (IV-18)$$

Puisque les fonctions de base $\phi_l(x)$ sont connues et les poids ω_l sont définies ci-dessous, alors les B_{kl} et d_l peuvent être facilement obtenues donnant la solution approximative (IV-7).

Une des méthodes d'approximation les plus connues est celle proposée par l'ingénieur russe Galerkin en 1915. Les fonctions de pondération sont, tout simplement, les fonctions de base, c.à.d.

$$\omega_l = \phi_l(x) \quad (IV-19)$$

Soit $u^{(0)} : \Omega \longrightarrow \mathfrak{R}^m$ une loi de commande stabilisante asymptotiquement le système non linéaire (IV-1) dans le domaine Ω . Soit $\phi_k(x)$; $k = 1, \dots, N$ un ensemble de fonctions de base. La solution approximative de (IV-6) donnée par (IV-7) sous la forme

$$V_N(x) = \sum_{k=1}^N c_k \phi_k(x) = c^T \Phi(x) \quad (IV-20)$$

Avec

$$c^T = [c_1 \dots c_N] \text{ et } \Phi(x) = [\Phi_1(x) \dots \Phi_N(x)]^T \quad (IV-21)$$

Avec le choix des fonctions de pondération donné par (IV-19), l'équation (IV-15) devient :

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^N c_k \oint_{\Omega} \Phi_{k,x}(x) (f(x) + g_1(x)\omega^{(i,j)} + g_2(x)u^{(i)}) \Phi_l(x) d\Omega = \\ - \oint_{\Omega} \left(\|h_1(x)\|^2 + \|u^{(i)}\|^2 - \gamma^2 \|\omega^{(i,j)}\|^2 = 0 \right) \Phi_l(x) d\Omega \end{aligned} \quad (IV-22)$$

Ou sous forme matricielle plus compacte

$$(A_1 + A_2(\omega^{(i,j)}) + A_3(u^{(i)}))c = b_1 + \gamma^2 b_2(\omega^{(i,j)}) + b_3(u^{(i)}) \quad (IV-23)$$

Avec :

$$A_1 = \oint_{\Omega} \Phi f^T(x) \nabla \Phi^T d\Omega \quad (IV-24)$$

$$A_2(\omega^{(i,j)}) = \oint_{\Omega} \Phi \omega^{(i,j)T} g_1^T(x) \nabla \Phi^T d\Omega \quad (IV-25)$$

$$A_3(u^{(i)}) = \oint_{\Omega} \Phi u^{(i)T} g_2^T(x) \nabla \Phi^T d\Omega \quad (IV-26)$$

Et

$$b_1 = - \oint_{\Omega} \Phi \|h_1(x)\|^2 d\Omega \quad (IV-27)$$

$$b_2(\omega^{(i,j)}) = - \oint_{\Omega} \Phi \|\omega^{(i,j)}\|^2 d\Omega \quad (IV-28)$$

$$b_3(u^{(i)}) = - \oint_{\Omega} \Phi \|u^{(i)}\|^2 d\Omega \quad (IV-29)$$

Ou

$$\nabla \Phi = [\Phi_{1,x} \dots \Phi_{N,x}] = \left[\frac{d\Phi_{1,x}}{dx} \dots \frac{d\Phi_{N,x}}{dx} \right] \quad (IV-30)$$

La solution devient :

$$c = \left(A_1 + A_2(\omega^{(i,j)}) + A_3(u^{(i)}) \right)^{-1} \left(b_1 + \gamma^2 b_2(\omega^{(i,j)}) + b_3(u^{(i)}) \right) \quad (IV-31)$$

Beard et McLain dans [89] propose une méthode de calcul des intégrales dans $A_2(\omega)$; $A_3(u)$, $b_2(\omega)$ et $b_3(u)$ réduisant ainsi le temps de calcul de ces derniers. En effet, en utilisant le point-selle de l'équation HJI (IV-6) donnée par le couple (ω_*, u_*) suivant :

$$\omega_* = \frac{1}{2\gamma^2} g_1^T(x) V_{x,N}^T(x) = \frac{1}{2\gamma^2} g_1^T(x) \sum_{k=1}^N c_k \phi_{x,k} = \frac{1}{2\gamma^2} g_1^T(x) \nabla \Phi^T c \quad (\text{IV-32})$$

$$u_* = -\frac{1}{2} g_2^T(x) V_{x,N}^T(x) = -\frac{1}{2} g_2^T(x) \sum_{k=1}^N c_k \phi_{x,k} = -\frac{1}{2} g_2^T(x) \nabla \Phi^T c \quad (\text{IV-33})$$

Avec

$$V_{x,N}(x) = \frac{\partial V_N(x)}{\partial x} \quad (\text{IV-34})$$

Les formules donnés dans (IV-25), (IV-26), (IV-28) et (IV-29) se transforment comme suit:

$$\begin{aligned} A_2(c) &= \frac{1}{2\gamma^2} \oint_{\Omega} c^T \nabla \Phi g_1 g_1^T \nabla \Phi^T \Phi d\Omega \\ &= \frac{1}{2\gamma^2} \sum_{k=1}^N c_k \underbrace{\oint_{\Omega} \frac{\partial \phi_k}{\partial x} g_1 g_1^T \nabla \Phi^T \Phi d\Omega}_{G_{1k}} \end{aligned} \quad (\text{IV-35})$$

$$= \frac{1}{2\gamma^2} \sum_{k=1}^N c_k G_{1k}$$

$$\begin{aligned} A_3(c) &= -\frac{1}{2} \oint_{\Omega} c^T \nabla \Phi g_2 g_2^T \nabla \Phi^T \Phi d\Omega \\ &= -\frac{1}{2} \sum_{k=1}^N c_k \underbrace{\oint_{\Omega} \frac{\partial \phi_k}{\partial x} g_2 g_2^T \nabla \Phi^T \Phi d\Omega}_{K_k} \end{aligned} \quad (\text{IV-36})$$

$$= -\frac{1}{2} \sum_{k=1}^N c_k K_k$$

de même on obtient

$$b_2(c) = \frac{1}{4\gamma^2} \sum_{k=1}^N c_k K_k c \quad (\text{IV-37})$$

$$b_3(c) = \frac{1}{4} \sum_{k=1}^N c_k K_k c \quad (\text{IV-38})$$

Les intégrales $A_2(c)$, $A_3(c)$, $b_2(c)$ et $b_3(c)$ peuvent être calculées de manière itérative une fois les matrices G_{1k} et K_k obtenues.

L'algorithme de Galerkin pour la synthèse de la commande H_∞ par retour d'état donné par l'Algorithme 1 [46], [80], [81], [82], [84], [89], [91] suivant:

Input : N un entier positif , ε un nombre suffisamment petit

Input : $u^{(0)}(x)$ commande initiale

Input : $A_1, A_3(u^{(0)}(x)), b_1, b_3(u^{(0)}(x)), \{G_j\}_{j=0}^\infty, \{K_j\}_{j=0}^\infty, i = 0, \dots, N$

Input : $\Phi(x)$ vecteur des fonctions de base

- 1 Fixer γ un niveau d'atténuation initiale
- 2 Fixer c^{old}_1, c^{old}_2 suffisamment grand;
- 3 *for* $i = 0$ to ∞ *do*
- 4 Fixer $\omega^{(i,0)} = 0$
- 5 *if* $i == 0$ *then*
- 6 $A^{(i)} = A_1 + A_2(u^{(0)}(x))$
- 7 $b^{(i)} = b_1 + b_2(u^{(0)}(x))$
- 8 *else*
- 9 $A^{(i)} = A_1 - \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N c_k^{(i-1,\infty)} G_k$
- 10 $b^{(i)} = b_1 - \frac{1}{4} \sum_{k=1}^N c_k^{(i-1,\infty)} G_k c_k^{(i-1,\infty)}$
- 11 *end*
- 12 *for* $j = 0$ to ∞ *do*
- 13 *if* $j == 0$ *then*
- 14 $A = A^{(i)} \quad b = b^{(i)}$
- 15 *else*
- 16 $A^{(i)} = A_1 - \frac{1}{2\gamma^2} \sum_{k=1}^N c_k^{(i,j-1)} G_k$
- 17 $b^{(i)} = b_1 - \frac{1}{4\gamma^2} \sum_{k=1}^N c_k^{(i,j-1)} G_k c_k^{(i,j-1)}$
- 18 *end*
- 19 $c^{(i,j)} = A^{-1}b$
- 20 *if* $\left\| c^{(i,j)} - c^{old}_1 \right\| \leq \varepsilon$ *then*
- 21 $j = \infty$
- 22 *else*

```

23          $c^{old}_1 = c^{(i,j)}$ 
24     end
25 end
26     if  $\|c^{(i,\infty)} - c^{old}_2\| \leq \varepsilon$  then
27          $i = \infty$ 
28     else
29          $c^{old}_2 = c^{(i,\infty)}$ 
30     end
31 end
32 S'il y'a convergence de  $c$ , alors réduire  $\gamma$  et retour à l'étape 3 avec

$$u^{(0)}(x) = -\frac{1}{2} g_2^T(x) \nabla \Phi^T c^{(\infty,\infty)}$$

33 Sauvegarder  $c^{(\infty,\infty)}$ 

```

Algorithme.1 Algorithme de la méthode de Galerkin pour la commande H_∞ non linéaire par retour d'état.

Remarque 1 : Les conditions suivantes guident le choix du domaine :

1. Le système $\dot{x} = f(x) + g(x)u^{(0)}(x)$ doit être asymptotiquement stable.
2. Le domaine Ω doit être fermé, continu et entourant le point d'équilibre du système.

La commande $u^{(0)}(x)$ est dite une commande faisable

Remarque 2 : Les conditions suivantes guident le choix du domaine :

1. Choisir une commande initiale $u^{(0)}(x)$ et fixer γ .
2. Dans le cas où le problème H_∞ non linéaire est solvable, réduire γ et prendre

$$u^{(0)}(x) = u^{(1)}(x) \quad (u^{(1)}(x) \text{ est la commande résultante}) \text{ puis refaire la deuxième étape}$$

(Algorithme 1) sinon aller à la première étape en augmentant γ .

La commande résultante est appelée commande H_∞ non linéaire sous optimale.

IV.2 Méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H_∞ non linéaire au moteur synchrone à aimants permanents

Dans cette section nous nous intéressons à l'application de l'algorithme de Galerkin dans le cas de la commande par retour d'état au système IV-8 de la commande de la vitesse de la MSAP.

La commande initiale utilisée pour débiter l'algorithme de Galerkin est obtenue par :

$$\begin{aligned} u_{ds0}(e) &= -0.7066e_1 - 0.6993e_2 + 0.1986e_3 \\ u_{qs0}(e) &= -0.6993e_1 - 0.7062e_2 + 0.0810e_3 \end{aligned} \tag{IV-39}$$

Son application au système dynamiques d'erreur du MSAP doit être au voisinage du point d'équilibre. Nous sélectionnons $\Omega = [-0.5, 0.5]^3$. Avec l'objectif de réguler $e_1e_2e_3$ au point d'équilibre $(0, 0, 0)$, la variable de pénalité z est défini comme suit :

$$z = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ u \end{bmatrix} \tag{IV-40}$$

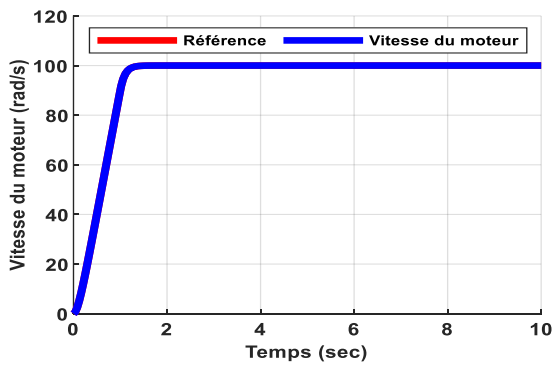
Les fonctions de base utilisées dans l'algorithme de Galerkin sont choisies sous la forme suivante :

$$\Phi = [e_1^2, e_2^2, e_3^2, e_1e_2, e_1e_3, e_2e_3] \tag{IV-41}$$

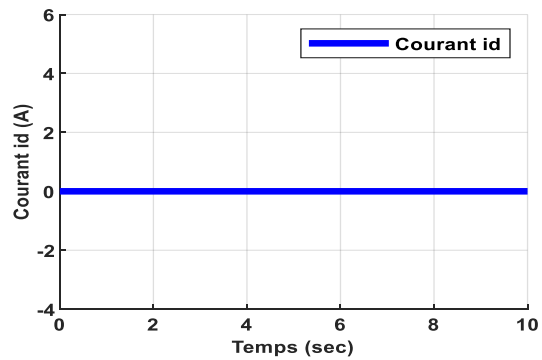
La loi de commande H^∞ non linéaire obtenue par la méthode de Galerkin est donnée par :

$$\begin{aligned} u_{dsNL}(e) &= -0.9917e_1 + 1.437910^{-7}e_2 - 3.273510^{-8}e_3 \\ u_{qsNL}(e) &= -1.4379 \times 10^{-7}e_1 - 0.9917e_2 + 0.0114e_3 \end{aligned} \tag{IV-42}$$

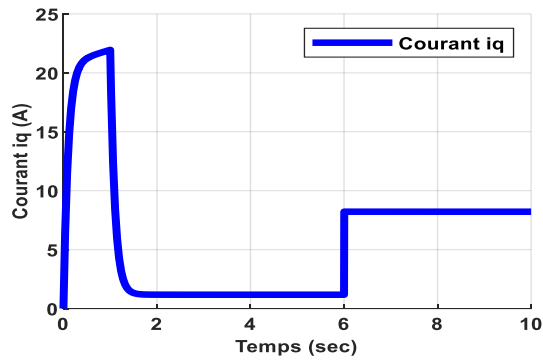
Pour simuler le comportement des grandeurs électriques et mécaniques de la MSAP, on démarre la machine à vide puis on insère une perturbation du couple de charge (3 N.m) à $t=6$ s pour une consigne de vitesse de 100rd/s. La figure IV-1 présente les résultats de simulation obtenus de la méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H^∞ non linéaire.



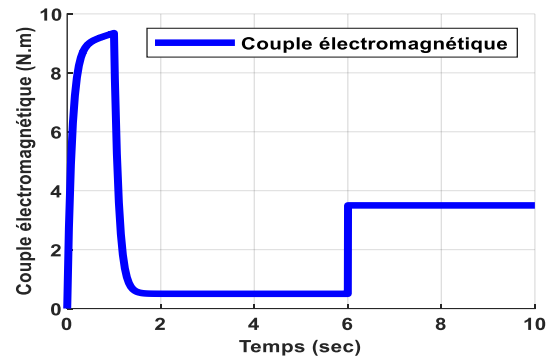
(a)



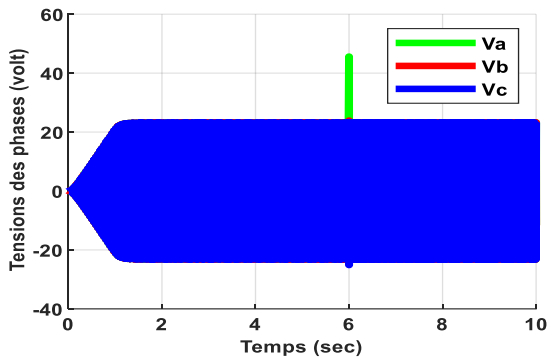
(b)



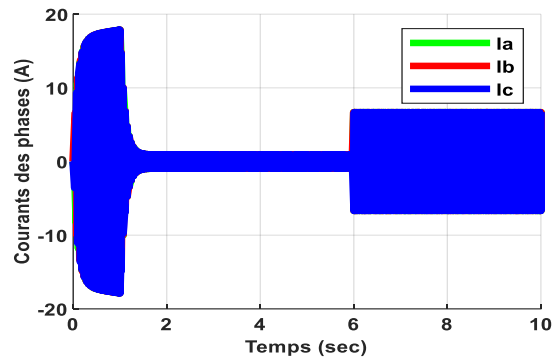
(c)



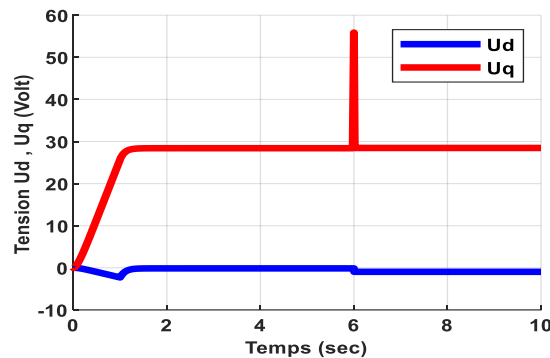
(d)



(e)



(f)



(g)

Figure IV-1 Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivie d'une perturbation du couple de charge à $t=0.5s$ pour une consigne de vitesse de 100rd/s par la méthode de Galerkin.

Les résultats de simulation montrent que l'allure de vitesse suit bien leur vitesse de référence, sans dépassement et sans erreur statique en régime permanent. La perturbation due à l'application du couple de charge est rapidement éliminée, et le couple électromagnétique compense rapidement le couple de charge (3N.m) donc, l'influence de cette charge sur la vitesse est négligeable, Le couple électromagnétique répond très rapidement aux variations de la charge. Les résultats montrent que le couple électromagnétique est l'image de composante en quadrature i_q son allure présente des pics au démarrage puis se stabilise à la valeur désirée, ce qui valide le découplage introduit par la commande vectorielle entre le couple et le flux. Le courant i_d suit bien sa référence nulle et peu affecté par les perturbations de la charge. Ceci montre aussi le découplage introduit par la commande vectorielle ; Le

courant i_d reste nul et le couple répond suivant i_q . Ces tests montrent la robuste de la commande vis-à-vis la perturbation du couple de charge.

IV.3 Méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H_∞ non linéaire du véhicule électrique

Dans cette partie nous nous contenterons sur l'application de la méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H_∞ non linéaire du véhicule électrique dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents.

En s'appuyant sur le modèle véhicule électrique dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents établi au chapitre I. Nous utilisons les équations dynamiques d'erreur du véhicule électrique (III-36) suivante :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= -\frac{R}{L}e_1 + \frac{1}{L}u_{ds} \\ \dot{e}_2 &= -\frac{R}{L}e_2 - \frac{p\Phi G}{Lr}e_3 + \frac{1}{L}u_{qs} \\ \dot{e}_3 &= \frac{1}{J_v} \left[\frac{3p\phi G}{2}e_2 - \frac{\rho A_f C_D r^3}{2G^3}e_3^2 - \left(\frac{BG}{r} + \frac{\rho A_f C_D r^3}{G^3}x_{3d} \right) e_3 \right] \end{aligned}$$

La commande $u_0(e)$ utilisée pour débiter l'algorithme des approximations successives de Galerkin est choisi comme étant une commande H infini linéaire donnée par :

$$u_0(e) = [u_{ds0}(e), u_{qs0}(e)]$$

Avec

$$\begin{aligned} u_{ds0}(e) &= -0.6897e_1 - 0.6897e_2 + 5.8621e_3 \\ u_{qs0}(e) &= -0.6897e_1 - 0.6897e_2 + 2.4138e_3 \end{aligned} \tag{IV-43}$$

Son application au dynamiques d'erreur du véhicule électrique doit être au voisinage du point d'équilibre. Nous choisissons. $\Omega = [-1.2, 1.2]^3$ avec l'objectif de réguler $e_1 e_2 e_3$ au point d'équilibre $(0, 0, 0)$, nous définissons la variable de pénalité z comme suit :

$$z = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ u \end{bmatrix} \tag{IV-44}$$

Les fonctions de base utilisées dans l'algorithme de Galerkin sont choisies, dans un premier temps, sous la forme suivante avec $N = 6$ ($M = 2$) :

$$\Phi = [e_1^2, e_2^2, e_3^2, e_1 e_2, e_1 e_3, e_2 e_3] \tag{IV-45}$$

La valeur initiale de γ est prise égale à 520, sa valeur réduite garantissant la convergence de l'algorithme est choisie égale à $\gamma = 53$, La loi de commande H_∞ non linéaire sous optimale obtenue est donnée par :

$$\begin{aligned} u_{dsNL}(e) &= -0.9917e_1 - 1.3104e-18e_2 + 2.3701e-17e_3 \\ u_{qsNL}(e) &= -1.3104e-18e_1 - 0.9917e_2 - 0.0191e_3 \end{aligned} \tag{IV-46}$$

L'atténuation (gain $L_2 = \int_0^T \|z(t)\|^2 dt / \int_0^T \|\omega(t)\|^2 dt$) converge vers $L_2 = 19.3323$ qui est largement inférieur à la valeur de $\gamma^2 = 53^2$. Donc la propriété du L_2 est vérifiée, ce qui assure un bon rejet des perturbations.

Dans un deuxième les fonctions de base utilisées dans l'algorithme de Galerkin sont choisies sous la forme suivante avec $N = 21$ ($M = 4$) :

$$\Phi = \left[\begin{array}{l} e_1^2, e_2^2, e_3^2, e_1e_2, e_1e_3, e_2e_3, e_1^4, e_2^4, e_3^4, e_1^2e_2^2, e_1^2e_3^2, e_2^2e_3^2, e_1^2e_2e_3 \\ e_1e_2^2e_3, e_1e_2e_3^2, e_1^3e_2, e_1^3e_3, e_1e_2^3, e_1e_3^3, e_2e_3^3, e_2^3e_3 \end{array} \right] \tag{IV-47}$$

La valeur de γ initiale était choisie égale à 1600, sa valeur réduite garantissant la convergence de l'algorithme est égale à $\gamma = 42$, La loi de commande H_∞ non linéaire sous optimale obtenue est donnée par :

$$\begin{aligned} u_{dsNL}(e) &= -3.1738 \times 10^{-15} e_1^3 + 7.6591 \times 10^{-26} e_1^2 e_2 - 4.7211 \times 10^{-25} e_1^2 e_3 \\ &\quad - 7.4620 \times 10^{-16} e_1 e_2^2 + 2.3850 \times 10^{-15} e_1 e_2 e_3 + 1.8091 \times 10^{-14} e_1 e_3^2 \\ &\quad - 0.9917 e_1 - 1.5709 \times 10^{-26} e_2^3 + 1.4846 \times 10^{-25} e_2^2 e_3 - 7.4215 \times 10^{-24} e_2 e_3^2 \\ &\quad - 1.3104 \times 10^{-8} e_2 + 3.1217 \times 10^{-24} e_3^3 + 2.3694 \times 10^{-17} e_3 \end{aligned} \tag{IV-48}$$

$$\begin{aligned} u_{qsNL}(e) &= 2.5530 \times 10^{-26} e_1^3 - 7.4620 \times 10^{-16} e_1^2 e_2 + 1.1925 \times 10^{-15} e_1^2 e_3 \\ &\quad - 4.7127 \times 10^{-26} e_1 e_2^2 + 2.9693 \times 10^{-25} e_1 e_2 e_3 - 7.4215 \times 10^{-24} e_1 e_3^2 \\ &\quad - 1.3104 \times 10^{-18} e_1 - 3.6366 \times 10^{-23} e_2^3 - 2.9923 \times 10^{-14} e_2^2 e_3 \\ &\quad + 1.1228 \times 10^{-21} e_2 e_3^2 - 0.9917 e_2 - 7.5704 \times 10^{-15} e_3^3 + 0.0398 e_3 \end{aligned}$$

La figure IV-2 illustre la simulation de la dynamique d'erreur du véhicule électrique pour les conditions initiales $e = [0.02 \ 0.03 \ -27]$ pour différentes valeurs de N . On remarque la stabilité asymptotiquement du point d'équilibre (les états convergent asymptotiquement vers le point d'équilibre $e = (0,0,0)$) et ceci malgré l'introduction au début de simulation de la perturbation $\omega = 20 \sin(t)$. Le rejet de perturbation est meilleure dans le cas où $M = 4$ ($L_2 = 19.3287$).

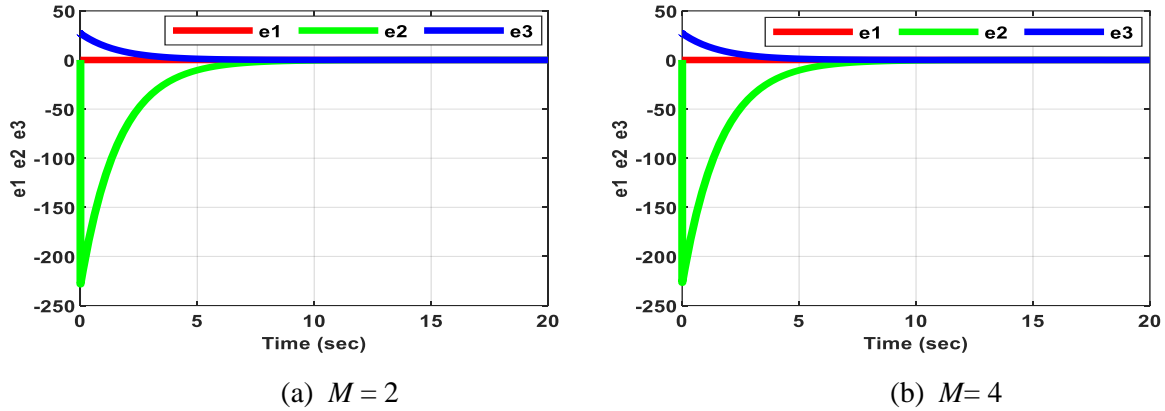


Figure IV-2 Évolution des erreurs du véhicule électrique par la méthode de Galerkin.

Le schéma bloc de la commande véhicule électrique dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents par la méthode de Galerkin est représenté sur la figure IV-3 :

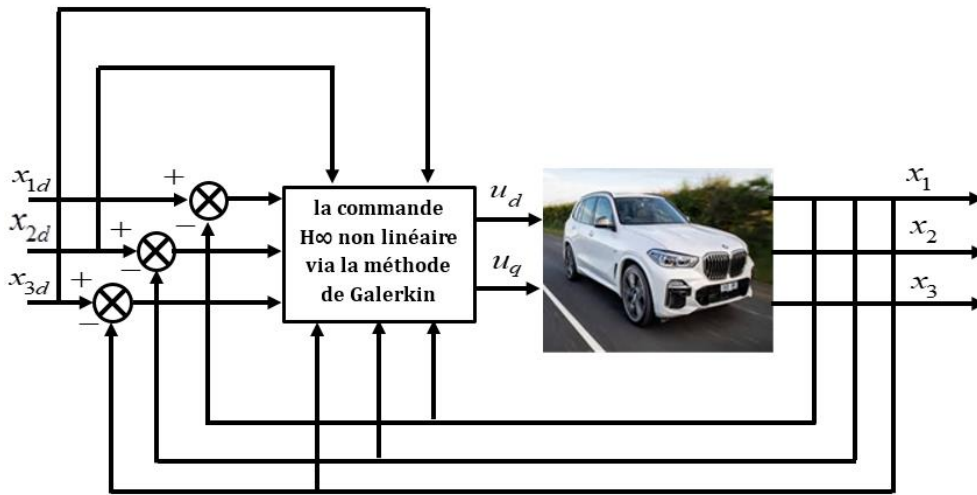


Figure IV-3 Schéma de principe de la commande véhicule électrique par la méthode de Galerkin.

IV.4 Simulation de la méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H_∞ non linéaire au véhicule électrique

Les résultats de simulation suivants montrent le contrôle de la vitesse du véhicule à l'aide de contrôleur de la méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H_∞ non linéaire au véhicule électrique à travers divers Scénarios. La simulation est réalisée sous l'environnement Matlab-Simulink. Les grandeurs nominales et les différents paramètres du véhicule électrique dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents sont citées dans l'annexe B.

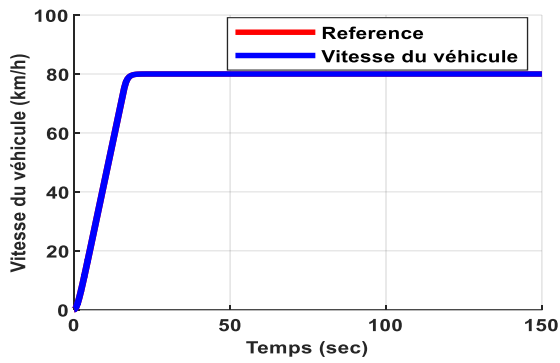
IV.4.1 Scénarios de simulation de la méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H_∞ non linéaire au véhicule électrique

Afin d'analyser le comportement et de vérifier l'efficacité et les performances de la méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H_∞ non linéaire au véhicule électrique, Nous avons réalisé plusieurs séries de simulations numériques identiques à celle retenues dans les chapitre précédent (choix des profils sont identiques).

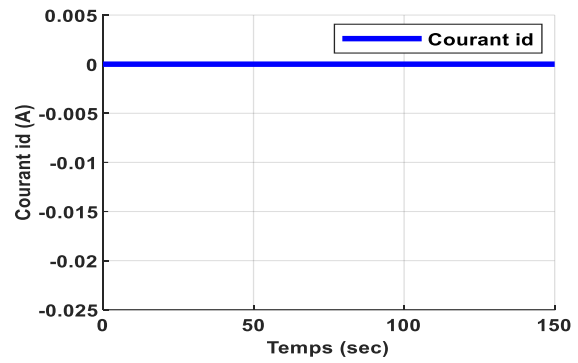
IV.4.2 Résultats de Simulations de la Méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H_∞ non linéaire au véhicule électrique

Les résultats obtenus par la méthode de Galerkin appliquée à la synthèse de la commande H_∞ non linéaire au véhicule électrique pour les différents scénarios de simulation sont exposés respectivement sur les figures IV-4, IV-5, IV-6, IV-7, IV-8.

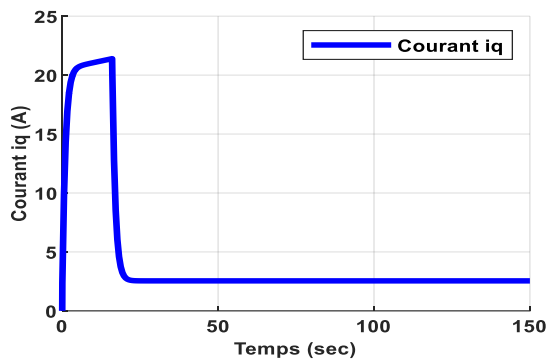
- Scénario 1 :



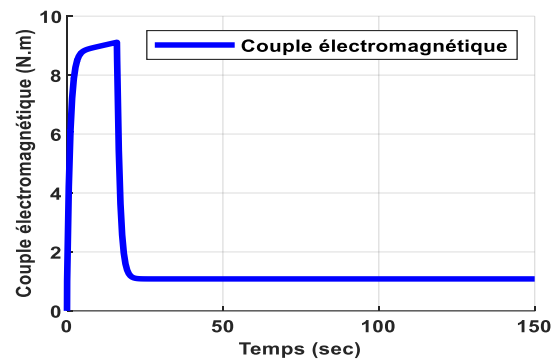
(a)



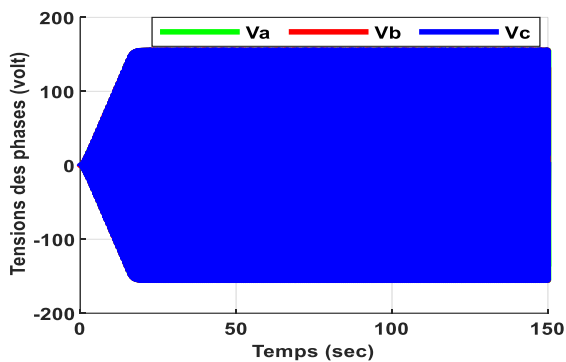
(b)



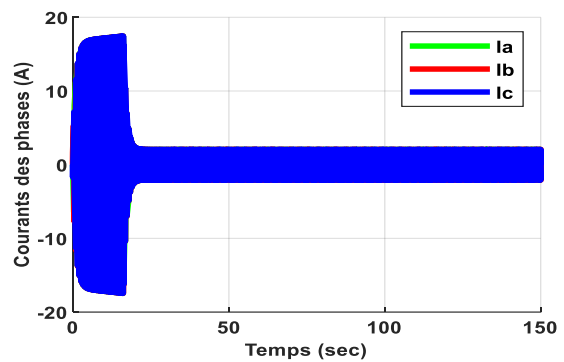
(c)



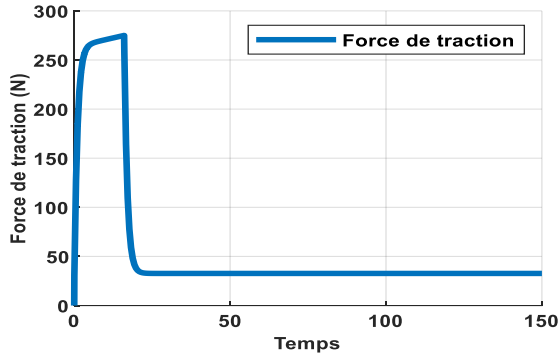
(d)



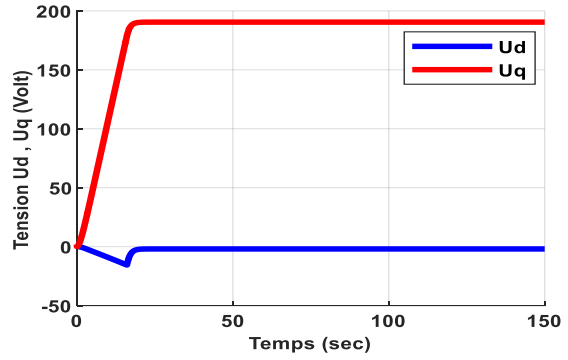
(e)



(f)



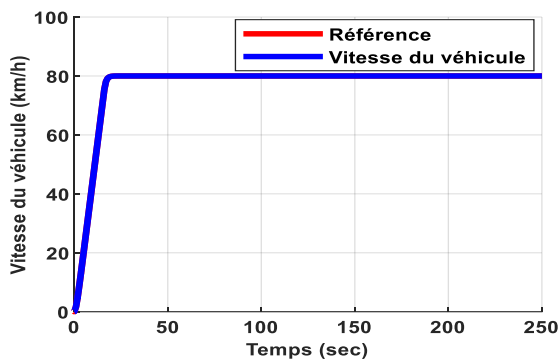
(g)



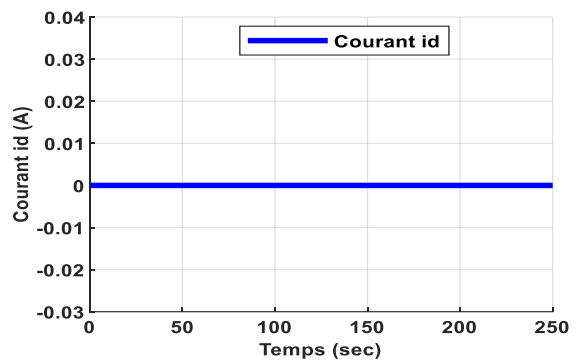
(h)

Figure IV-4 Résultats de simulations par la méthode de Galerkin scénario 1.

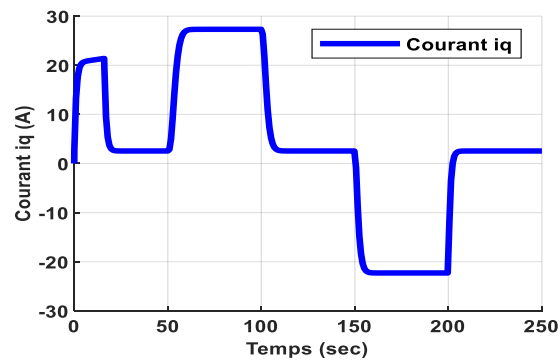
• Scénario 2 :



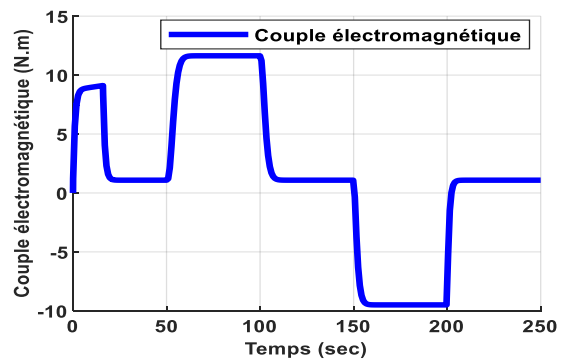
(a)



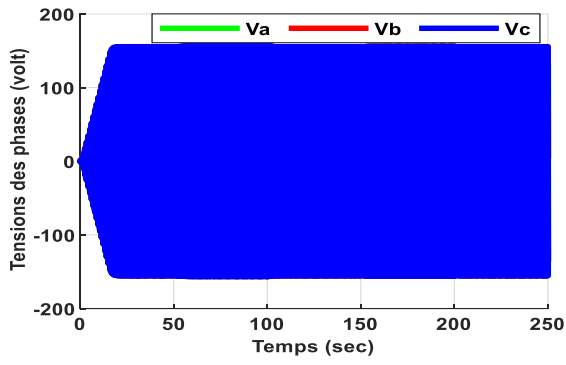
(b)



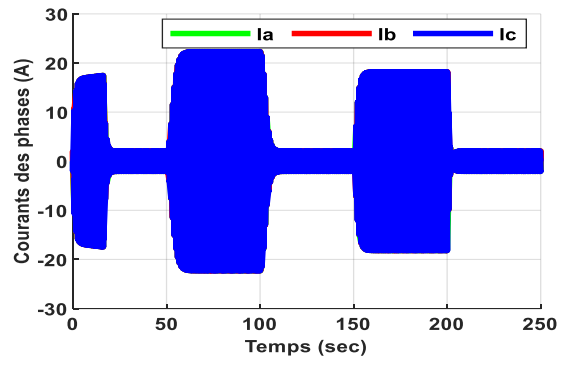
(c)



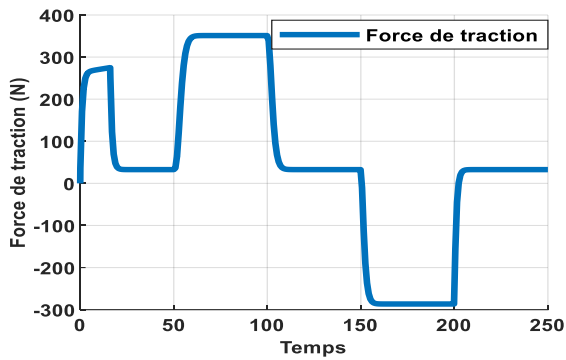
(d)



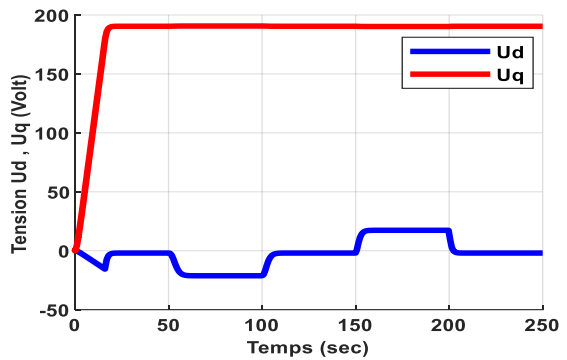
(e)



(f)



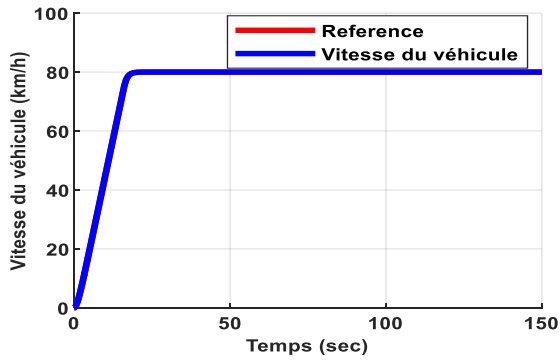
(g)



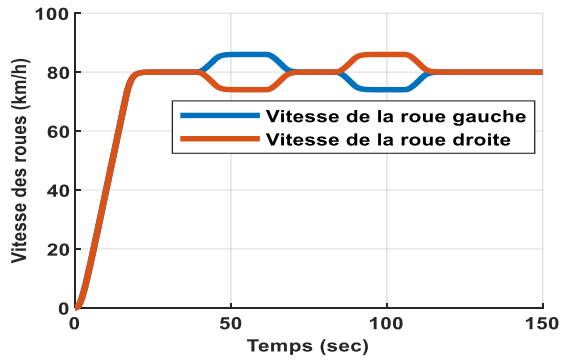
(h)

Figure IV-5 Résultats de simulations par la méthode de Galerkin scénario 2.

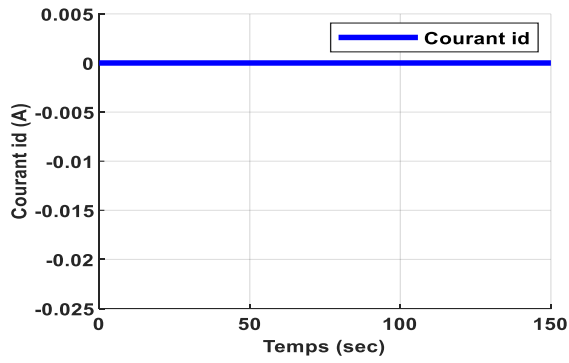
• Scénario 3 :



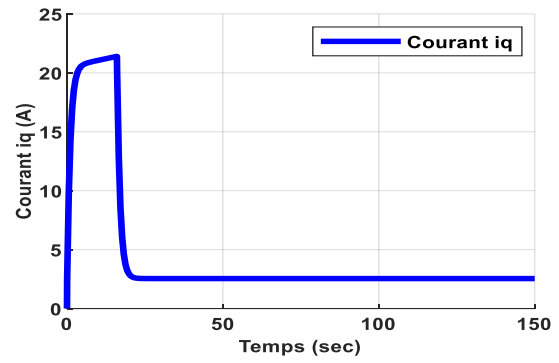
(a)



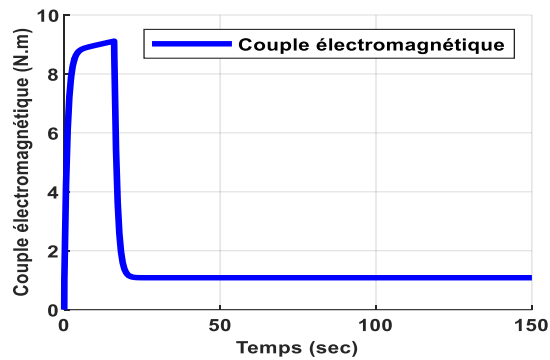
(b)



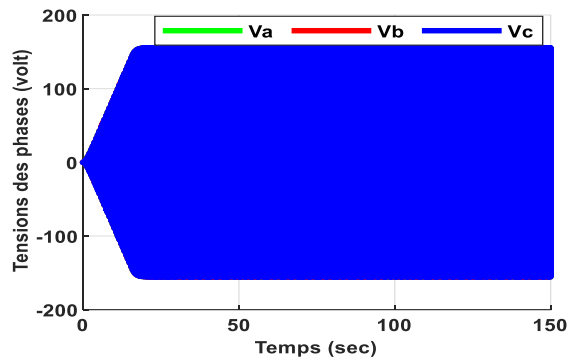
(c)



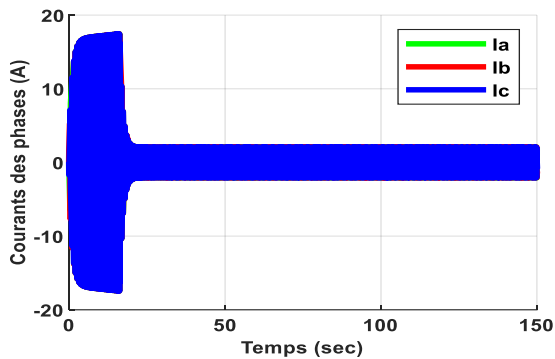
(d)



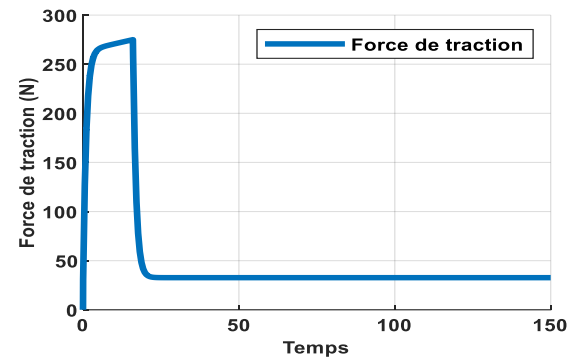
(e)



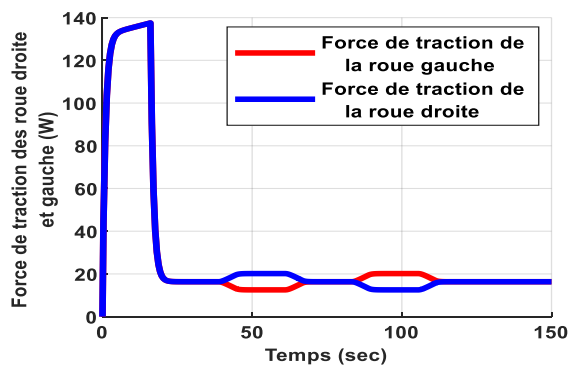
(f)



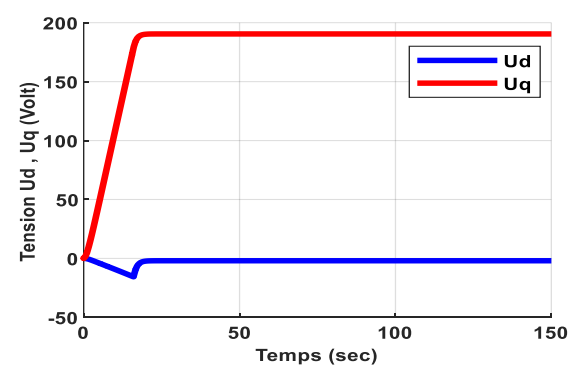
(g)



(h)



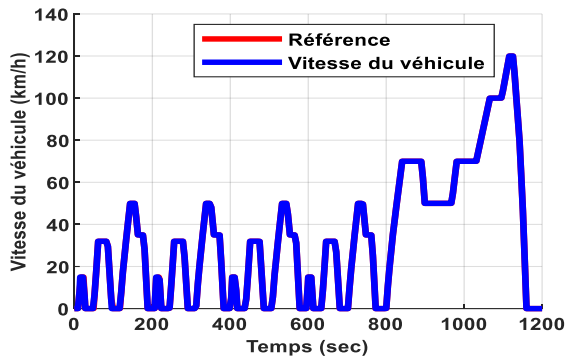
(i)



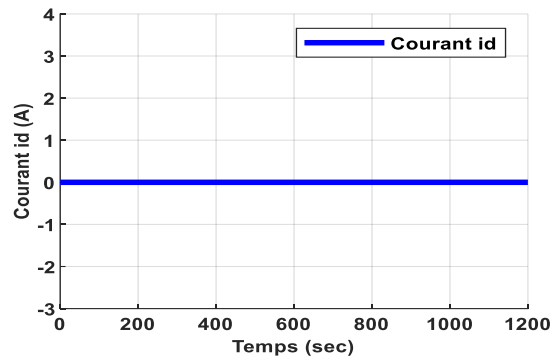
(j)

Figure IV-6 Résultats de simulations par la méthode de Galerkin scénario 3.

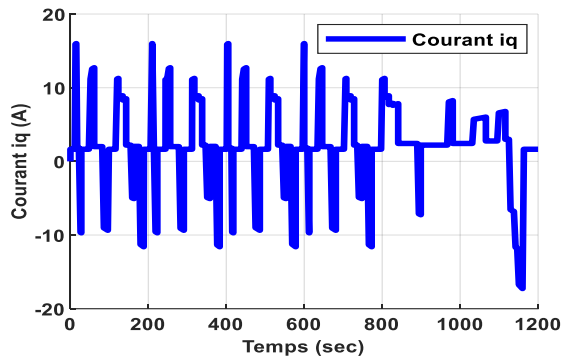
• Scénario 4:



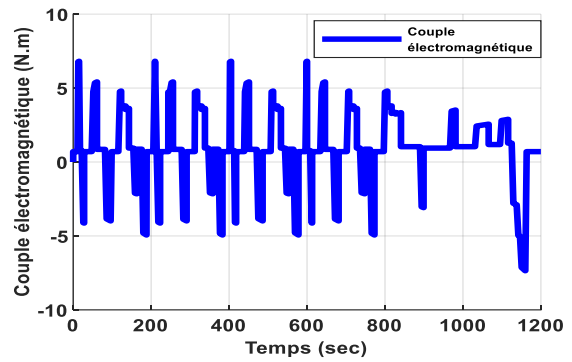
(a)



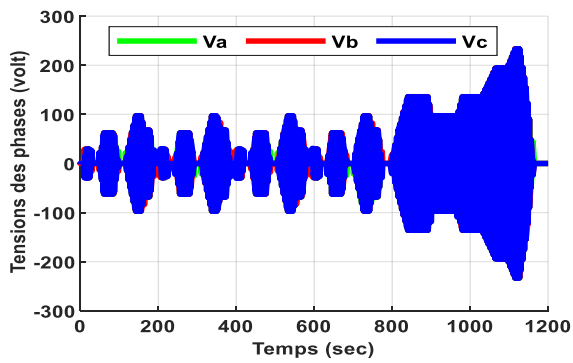
(b)



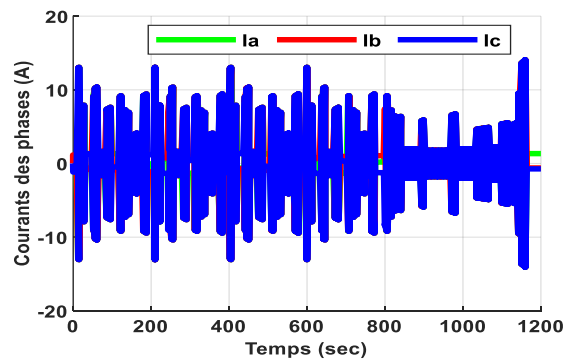
(c)



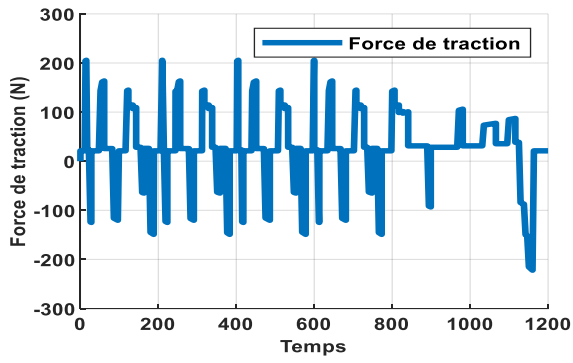
(d)



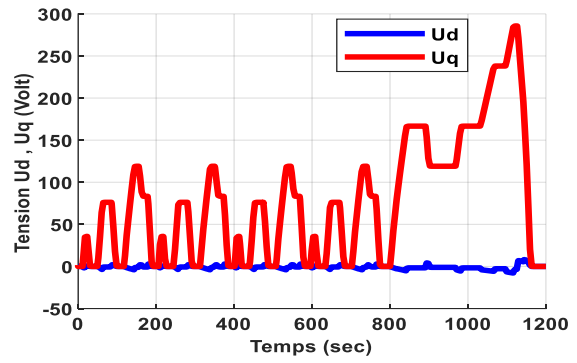
(e)



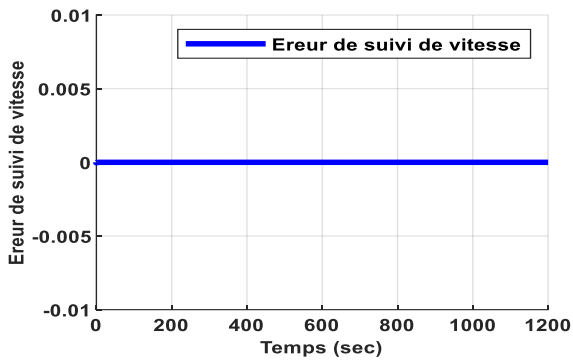
(f)



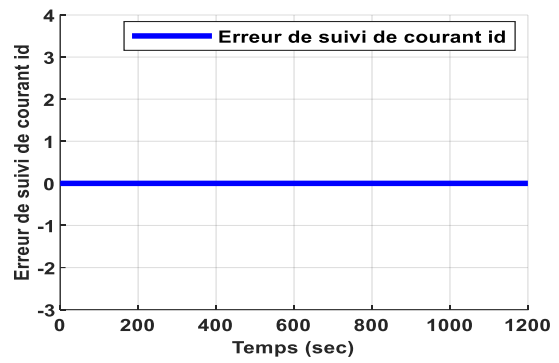
(g)



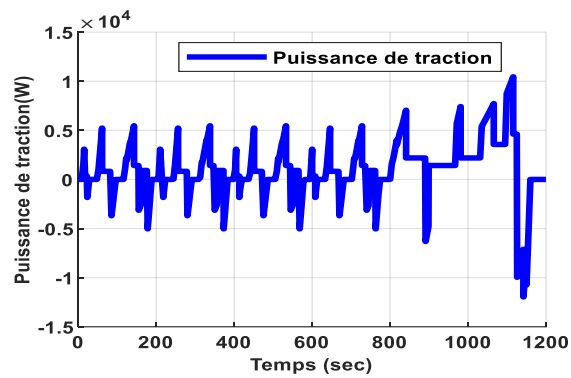
(h)



(i)



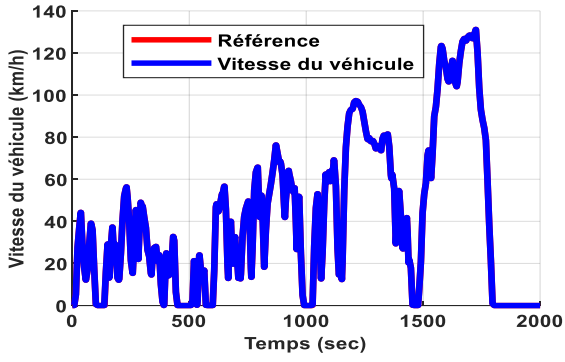
(j)



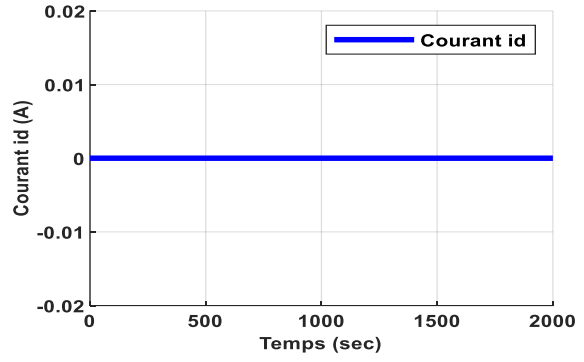
(k)

Figure IV-7 Résultats de simulations par la méthode de Galerkin scénario 4.

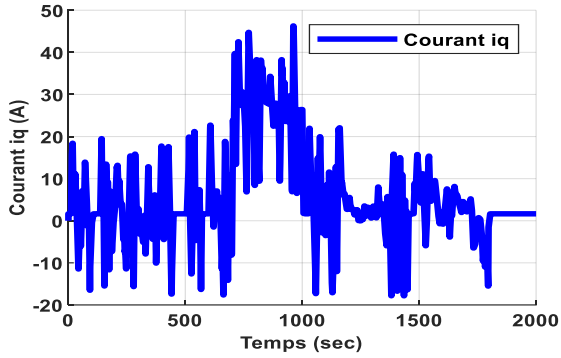
- Scénario 5 :



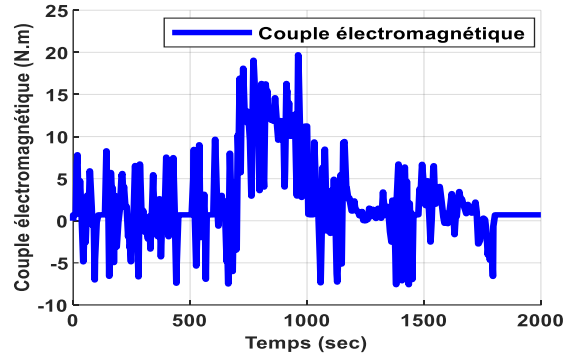
(a)



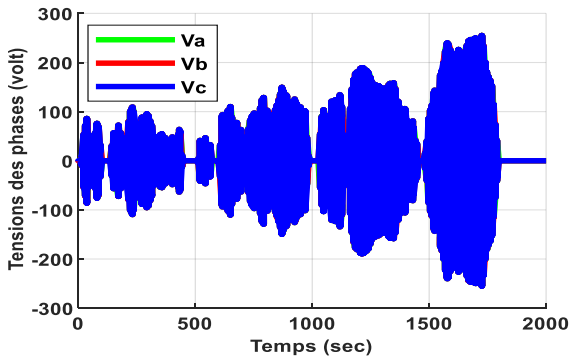
(b)



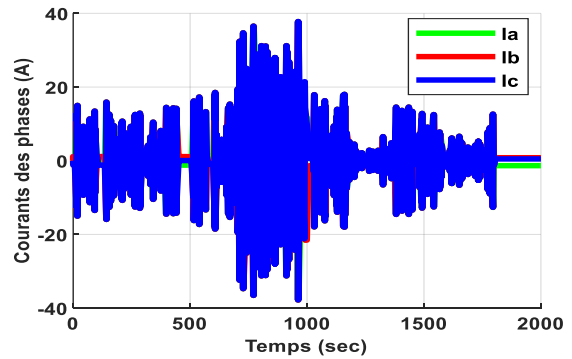
(c)



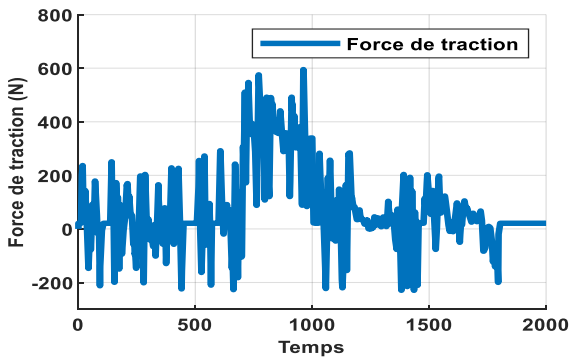
(d)



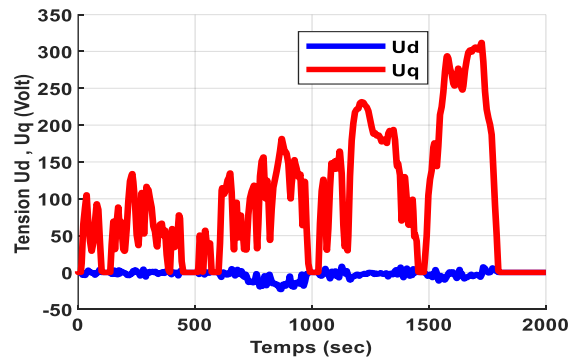
(e)



(f)



(g)



(h)

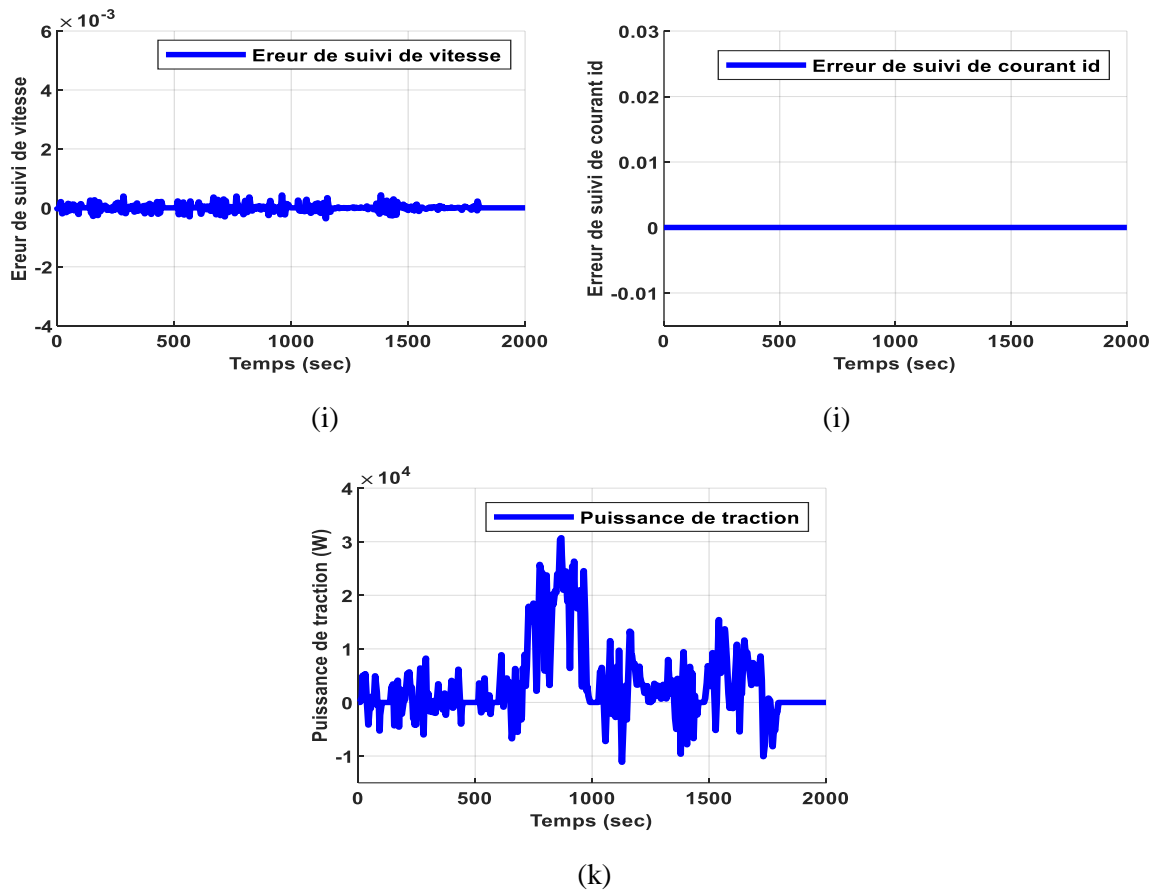


Figure IV-8 Résultats de simulations par la méthode de Galerkin scénario 5.

IV.4.3 Interprétations

- scénario 1

Le scénario 1 consiste à résoudre le problème de la poursuite de vitesse. Nous supposons que le véhicule démarre de l'arrêt et atteint progressivement une vitesse de référence de 80 km/h sur une route rectiligne. Comme l'illustre la figure IV-4(a), la vitesse du véhicule suit bien la vitesse de référence, sans dépassement ni erreur statique en régime permanent. La figure IV-4(d) montre l'évolution du couple électromagnétique : au démarrage, le moteur développe un couple maximal pour assurer la poursuite de la vitesse, puis celui-ci diminue et se stabilise à une valeur plus faible, compensant ainsi le couple résistant total en régime permanent. Les figures IV-4(b) et IV-4(c) présentent les résultats des courants direct et quadratique. On observe clairement que la commande robuste H_∞ non linéaire, via la méthode de Galerkin, maintient le courant direct à zéro et laisse uniquement la composante quadratique réagir en fonction du couple de charge, ce qui témoigne des bonnes performances de suivi du contrôleur. D'autre part, les figures montrent également que le couple électromagnétique est directement lié à la composante quadratique, validant ainsi le découplage introduit par la commande vectorielle entre le couple électromagnétique et le flux magnétique. Enfin, les figures IV-4(f) et IV-4(g) illustrent les variations des courants et des tensions de phase, qui ont une forme sinusoïdale, et on observe que le couple électromagnétique est proportionnel aux courants de phase. Les tensions de commande directe et quadratique sont également représentées sur la figure IV-4(h), où l'on remarque que la tension quadratique augmente légèrement avant de se stabiliser, suivant l'évolution de la résultante des forces de roulement des roues et de l'aérodynamique du véhicule.

- **Scénario 2**

$0 \leq t \leq 50s$ Dans cette simulation, nous avons étudié le comportement du véhicule électrique lors de son démarrage, depuis l'arrêt jusqu'à la stabilisation de sa vitesse sur une route rectiligne. Comme le montre la figure IV-5(a), la vitesse atteint la valeur de référence sans dépassement ni erreur statique en régime permanent. La figure IV-5(d) illustre l'évolution du couple électromagnétique. On remarque qu'au démarrage, le moteur MSAP génère un couple électromagnétique élevé, qu'il maintient jusqu'à la stabilisation de la vitesse. Une fois la vitesse stabilisée, le couple électromagnétique commence à diminuer pour se stabiliser autour de 0,7 Nm. Les figures IV-5(e) et IV-5(f) montrent respectivement les variations des courants de phase et des tensions appliquées au MSAP. Nous observons que les courants de phase sont élevés pendant le démarrage et diminuent une fois la vitesse constante, avant de se stabiliser en régime permanent.

$50 \leq t \leq 100s$ Dans ce test, nous avons analysé le comportement du véhicule électrique face à la résistance due à la pente. Le véhicule roule sur une route droite avec une vitesse constante, puis monte une pente de 10 % à $t = 50$ s. La vitesse reste stable, sans dépassement ni erreur statique en régime permanent, et suit parfaitement la référence. La présence de la pente n'affecte pas la vitesse du véhicule, ce qui prouve la précision du contrôleur basé sur la méthode de Galerkin pour résoudre le problème de la commande robuste H_∞ non linéaire. En régime permanent, après l'application du couple de charge, le moteur génère un couple électromagnétique plus élevé pour franchir la pente tout en maintenant la même vitesse, puis se stabilise en régime permanent. Le courant i_q est proportionnel au couple électromagnétique. Le courant direct est maintenu à zéro et suit sa référence pendant toute la durée du cycle de fonctionnement. La pente entraîne une augmentation des variations du courant, qui atteint environ 22,55 A pour franchir la pente.

$100 \leq t \leq 150s$ Le véhicule roule sur une route rectiligne avec une vitesse constante de 80 km/h. Une bonne poursuite de la vitesse est observée, et le couple électromagnétique se stabilise à 0,7 Nm en régime permanent. Les courants de phase reviennent à leur valeur initiale de 1,34 A. Les résultats sont similaires à ceux du premier test ($0 \leq t \leq 50s$).

$150 \leq t \leq 200s$ Ce test illustre l'effet d'une descente (route avec une pente négative) sur le véhicule électrique. Le véhicule roule sur une route rectiligne avec une pente descendante de -10 %. La vitesse du véhicule reste constante, sans dépassement ni erreur statique, et suit parfaitement la vitesse de référence. La présence de la descente n'affecte pas la vitesse. De plus, on observe une forte diminution du couple électromagnétique, qui se stabilise à -9,88 Nm. La descente entraîne une augmentation des variations de courant, atteignant environ 19,93 A. Le courant en quadrature suit la même évolution que le couple électromagnétique, tandis que le courant direct reste nul grâce à la commande de la méthode de Galerkin pour résoudre le problème de la commande robuste H_∞ non linéaire appliquée.

A $t = 200s$ Le véhicule électrique roule sur une route rectiligne avec une vitesse constante de 80 km/h. Les résultats sont les mêmes que ceux du premier test ($0 \leq t \leq 50s$). Le contrôleur basé sur la méthode de Galerkin pour résoudre le problème de la commande robuste H_∞ non linéaire répond avec succès à ce type de test, et le découplage entre le flux et le couple est toujours vérifié

- **Scénario 3.**

Dans ce scénario, le véhicule se déplace sur une route rectiligne, partant de l'arrêt jusqu'à la stabilisation de sa vitesse à 80 km/h. Comme l'indique la figure IV-6(a), la vitesse du véhicule suit parfaitement la référence, sans dépassement ni erreur statique en régime permanent. La figure IV-6(d) montre l'évolution du couple électromagnétique du moteur. On remarque d'abord que le moteur génère un couple élevé pendant le démarrage, qu'il maintient jusqu'à la stabilisation de la vitesse, laquelle atteint la valeur de référence en régime permanent. À ce moment, le couple commence à diminuer pour se stabiliser. Avant l'entrée dans le virage, les vitesses des roues droite et gauche sont égales à celle du véhicule. Toutefois, une fois le véhicule engagé dans les virages, une différence de vitesse entre les roues apparaît. Dans le premier virage, la roue extérieure (gauche) tourne plus vite que la roue intérieure (droite), tandis que dans le second virage, la roue droite tourne plus vite que la roue gauche. Le contrôleur basé sur la méthode de Galerkin, utilisé pour résoudre le problème de la commande robuste H_∞ non linéaire, intervient immédiatement sur le moteur MSAP. Le différentiel mécanique ajuste instantanément les vitesses des deux roues : la roue intérieure du virage voit sa vitesse réduite, tandis que la roue extérieure accélère, permettant ainsi de passer le virage sans dérapage, comme le montre clairement la figure IV-6(b). Les forces de traction générées par les deux roues sont présentées sur la figure IV-6(g). Au démarrage, les forces de traction sont particulièrement fortes, car elles doivent surmonter les résistances à l'avancement du véhicule. Ensuite, lors des virages, les forces de traction entre les deux roues divergent. En effet, la roue extérieure du virage génère une force de traction inférieure à celle de la roue intérieure, car elle doit parcourir une plus grande distance en un temps donné. Les figures IV-6(e) et IV-6(f) montrent les variations des courants et des tensions appliquées aux phases du MSAP, qui prennent une forme sinusoïdale. Les courants présentent une forte variation au démarrage, puis se stabilisent lorsque le véhicule roule à vitesse constante. Enfin, les figures IV-6(b) et IV-6(c) montrent clairement que le contrôleur robuste H_∞ linéaire maintient le courant direct à zéro, permettant uniquement à la composante en quadrature de répondre au couple de charge. Le couple électromagnétique est ainsi fonction de la composante en quadrature i_q , ce qui valide le découplage entre le couple électromagnétique et le flux magnétique, introduit par la commande vectorielle. Nous pouvons conclure que le contrôleur basé sur la méthode de Galerkin pour résoudre le problème de la commande robuste H_∞ non linéaire a fourni les performances attendues, assurant une stabilité du véhicule avant et après le virage.

- **Scénario 4.**

Les résultats de ce scénario ont été obtenus dans diverses conditions de conduite en utilisant le cycle de vitesse européen normalisé NEDC (New European Driving Cycle) (figure II-13) pour évaluer les performances de notre véhicule électrique avec la commande basée sur la méthode de Galerkin pour résoudre le problème de la commande robuste H_∞ non linéaire. La figure IV-7(a) montre l'évolution de la vitesse du véhicule en fonction du temps. On observe une excellente dynamique de poursuite lors des transitions entre les différentes références de vitesse, lesquelles sont atteintes rapidement, sans dépassement ni erreur statique en régime permanent, permettant ainsi au véhicule de s'intégrer facilement dans la circulation. Le moteur MSAP génère un couple maximal lors du démarrage pour assurer la vitesse, puis ce couple diminue et se stabilise. En fonction des variations de la vitesse, le moteur MSAP développe le couple électromagnétique nécessaire pour atteindre les différentes étapes de la référence de vitesse, comme l'indique la figure IV-7(d). Les figures IV-7(b) et IV-7(c) montrent les courants direct et en quadrature. On constate que le contrôleur basé sur la méthode de Galerkin pour résoudre le problème de la commande robuste H_∞ non linéaire maintient le

courant direct à zéro et laisse uniquement la composante en quadrature i_q réagir en fonction du couple de charge, ce qui démontre les bonnes performances de suivi du contrôleur robuste H_∞ linéaire. Le couple électromagnétique dépend directement de la composante en quadrature, illustrant ainsi le découplage entre le couple électromagnétique et le flux magnétique, introduit par la commande vectorielle. L'évolution temporelle des courants et des tensions de phase, lors des variations de vitesse, prend une forme sinusoïdale, comme le montre les figures IV-7(e) et IV-7(f). L'amplitude des courants de phase et leur fréquence s'ajustent en fonction des variations de la vitesse. La figure IV-7(g) illustre les forces de traction générées par le moteur, dont le comportement suit celui des couples électromagnétiques. L'erreur de suivi de la vitesse est pratiquement nulle pendant toute la simulation du cycle de conduite NEDC, et l'erreur sur le courant i_{did} varie légèrement lorsqu'une variation de la vitesse de référence est appliquée, ce qui témoigne de la précision du contrôleur robuste H_∞ non linéaire et de la stabilité améliorée du véhicule lors des changements de vitesse. La puissance de traction demandée pendant le cycle NEDC est présentée dans la figure IV-7(k), où la puissance de propulsion est positive, tandis que la puissance récupérée lors du freinage par récupération est négative. L'évolution de l'énergie consommée pendant le cycle NEDC est montrée dans la figure IV-7(l), illustrant la capacité du régulateur basé sur la méthode de Galerkin à gérer les variations de vitesse tout au long du cycle de conduite.

- **Scénario 5.**

Dans ce test, nous réalisons une simulation du comportement du véhicule afin d'évaluer la robustesse de la conduite selon le cycle WLTP (Worldwide harmonized Light vehicles Test Procedures), un cycle qui permet d'obtenir des résultats plus proches de ceux d'une conduite réelle (Figure II-14). D'après la figure IV-8(a), on constate que la vitesse du véhicule suit avec précision la vitesse de référence, avec une excellente dynamique de poursuite, sans dépassement ni erreur statique en régime permanent tout au long de la simulation du cycle WLTP. Le contrôleur basé sur la méthode de Galerkin pour résoudre le problème de la commande robuste H_∞ non linéaire compense rapidement toute perturbation, sans déformation du signal de vitesse. De plus, les figures IV-8(b) et IV-8(c) présentent les courants direct et en quadrature. On observe que le contrôleur robuste H_∞ linéaire maintient le courant direct à zéro, quelle que soit la variation de la vitesse, et permet à la composante en quadrature de réagir uniquement en fonction des changements de vitesse, ce qui démontre la bonne performance de suivi du contrôleur de la méthode de Galerkin pour résoudre le problème de la commande robuste H_∞ non linéaire. Le moteur MSAP génère un couple maximal lors du démarrage pour assurer la vitesse, puis ce couple diminue et se stabilise. En réponse aux variations de la vitesse, le moteur MSAP développe le couple électromagnétique nécessaire pour atteindre les différentes étapes du cycle WLTP, comme le montre la figure IV-8(d). Les figures montrent également que le couple électromagnétique est lié à la composante en quadrature i_q , validant ainsi le découplage introduit par la commande vectorielle entre le couple électromagnétique et le flux magnétique. Selon les figures IV-8(e) et IV-8(f), on remarque que le courant i_d et la tension triphasée du stator ont une forme sinusoïdale, ce qui indique le bon fonctionnement du moteur MSAP. L'amplitude du courant et de la tension est proportionnelle aux différentes étapes du cycle WLTP. En ce qui concerne la traction (figure IV-8(g)) et les tensions de commande (figure IV-8(h)), elles varient proportionnellement avec la vitesse pendant le cycle WLTP. Les figures IV-8(i) et IV-8(j) montrent l'erreur de suivi de vitesse et l'erreur de suivi du courant i_{did} , toutes deux proches de zéro tout au long de la simulation du cycle WLTP. La puissance de traction demandée et l'énergie consommée lors de l'application du cycle WLTP sont illustrées dans les figures IV-8(k) et IV-8(l). La puissance de propulsion est positive, tandis que la puissance récupérée lors du freinage par récupération est négative. Les résultats montrent

un bon comportement du véhicule électrique dans les phases d'accélération et de décélération. Ainsi, après ce test, il est possible de conclure que la loi de commande de la méthode de Galerkin pour résoudre le problème de la commande robuste H_∞ non linéaire a permis de gérer efficacement les variations de vitesse tout en maintenant les erreurs de vitesse et de courant dans des limites très faibles.

IV.5 Conclusion

La synthèse de la commande robuste H_∞ non linéaire appliquée au véhicule électrique équipé d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) a été examinée à travers plusieurs scénarios. Dans le premier scénario, décrivant la poursuite de vitesse, le contrôleur a démontré sa capacité à maintenir une régulation précise de la vitesse du véhicule, tout en assurant un contrôle optimal du couple électromagnétique du MSAP. Les résultats ont montré une bonne correspondance entre la vitesse réelle et la vitesse de référence, sans dépassement ni erreur statique en régime permanent. De plus, le contrôleur a maintenu les courants direct et en quadrature sous contrôle, contribuant ainsi à une régulation efficace du couple électromagnétique.

Dans le deuxième scénario, simulant le démarrage et la stabilisation de la vitesse sur une route rectiligne, le contrôleur a encore une fois assuré une poursuite de vitesse précise, même en présence de pentes. Le MSAP a développé un couple électromagnétique maximal au démarrage, puis a diminué pour se stabiliser à une valeur appropriée en régime permanent. L'efficacité du contrôleur a été maintenue lors de la montée et de la descente de la pente, illustrant sa capacité à s'adapter à différentes conditions de conduite.

Dans les scénarios suivants, le contrôleur a été testé dans des situations variées, telles que le passage à travers des virages et la simulation de cycles de conduite normalisés (NEDC et WLTP). Dans chaque cas, le contrôleur a réussi à maintenir une conduite stable et précise, en ajustant efficacement le couple du MSAP et les courants de phase pour répondre aux variations de la référence de vitesse et aux conditions de conduite changeantes.

En conclusion, les résultats obtenus attestent de la robustesse et de l'efficacité de la commande robuste H_∞ non linéaire pour le contrôle du véhicule électrique équipé du MSAP. Cette approche garantit une régulation précise de la vitesse et un contrôle optimal du couple électromagnétique, même dans des situations complexes. Ces résultats prometteurs ouvrent la voie à des avancées significatives dans le domaine de la régulation des systèmes électromécaniques avancés, confirmant ainsi la pertinence de l'approche proposée pour la régulation des véhicules électriques. Une étude comparative interprétant les différentes performances des approches appliquées sera présentée dans le chapitre V, offrant ainsi une vision plus complète de l'efficacité de la commande robuste H_∞ non linéaire dans des contextes diversifiés.

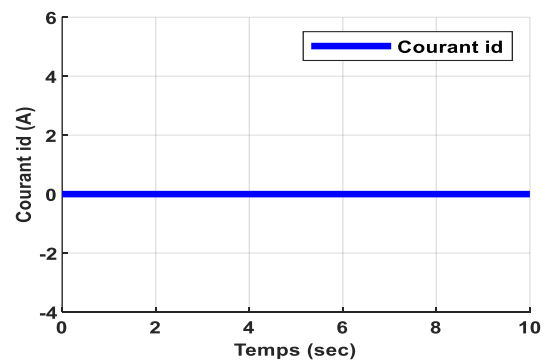
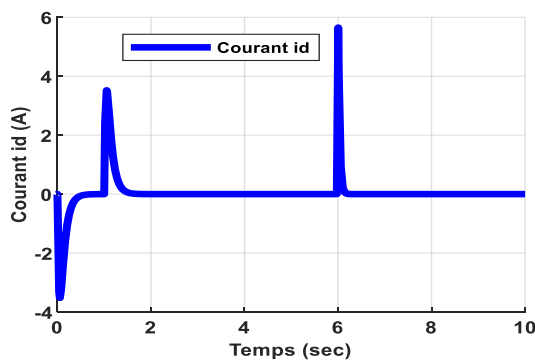
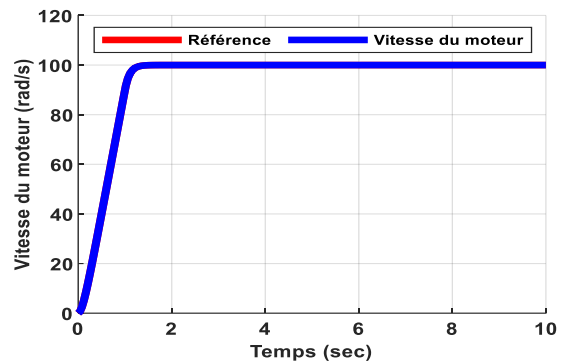
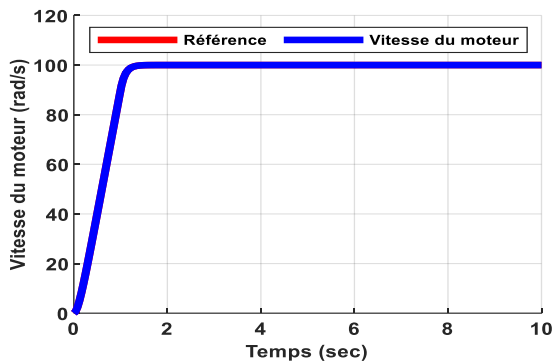
CHAPITRE V ETUDE COMPARATIVE ET PERFORMANCE

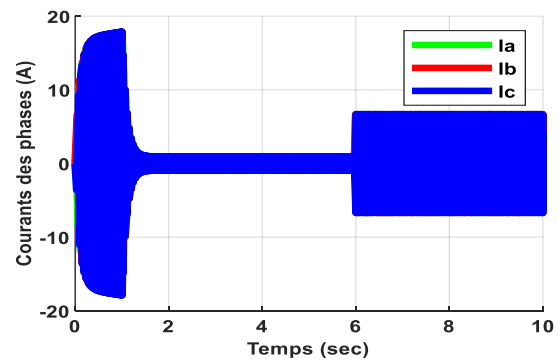
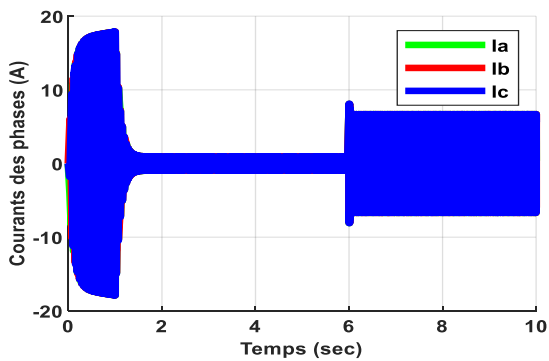
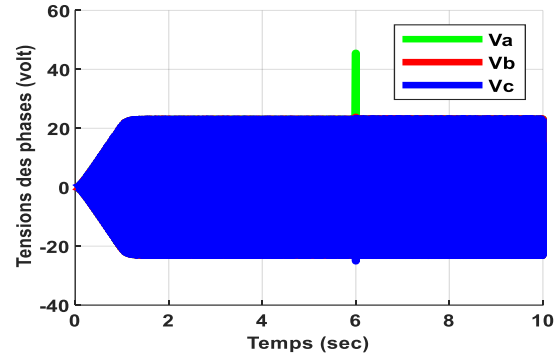
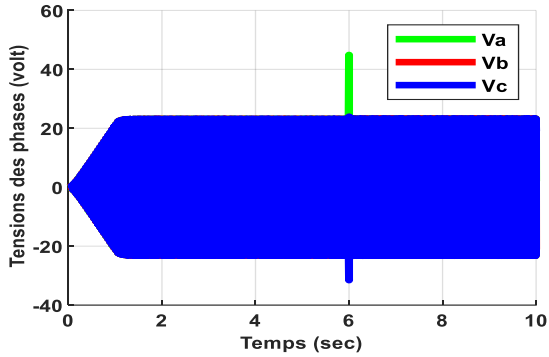
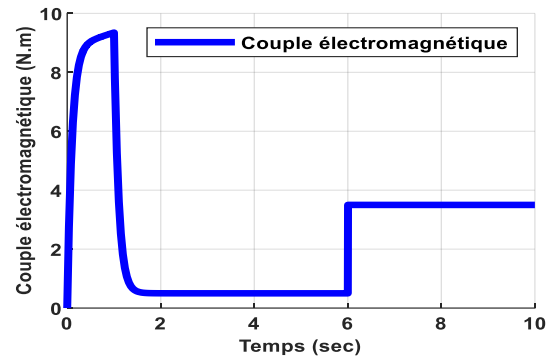
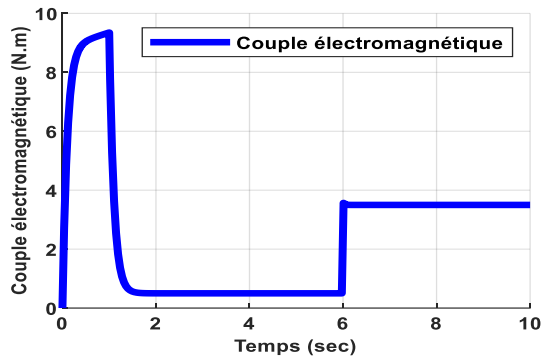
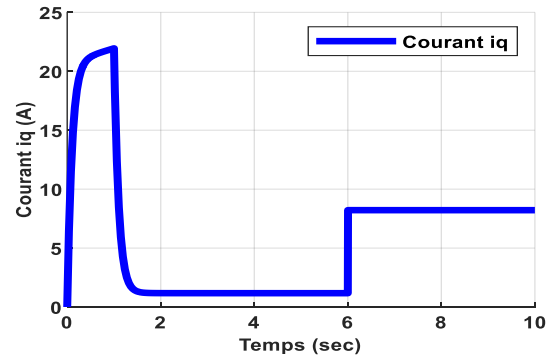
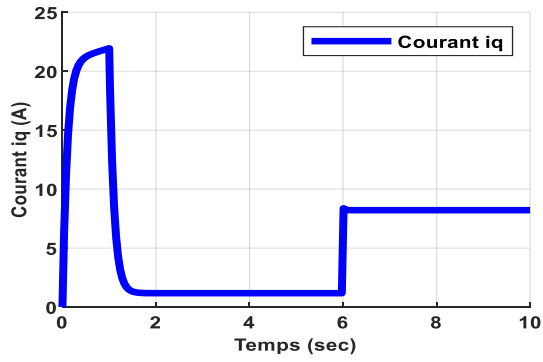
V.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à une étude comparative des résultats de simulation des différentes approches de la commande robuste H_∞ appliquées au véhicule électrique, dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents. L'objectif principal de cette comparaison est de mettre en évidence les points forts et les points faibles de chacune des techniques proposées dans le cadre de la poursuite de vitesse, en satisfaisant certaines contraintes imposées, et en visant des performances de fonctionnement supérieures.

V.2 Comparaison des résultats des deux commandes appliquées au moteur synchrone à aimants permanents

Cette section est réservée à une comparaison des performances des deux stratégies de commande pour résoudre le problème de la commande robuste H_∞ non linéaire ; la méthode analytique et la méthode de Galerkin appliquées au moteur synchrone à aimants.





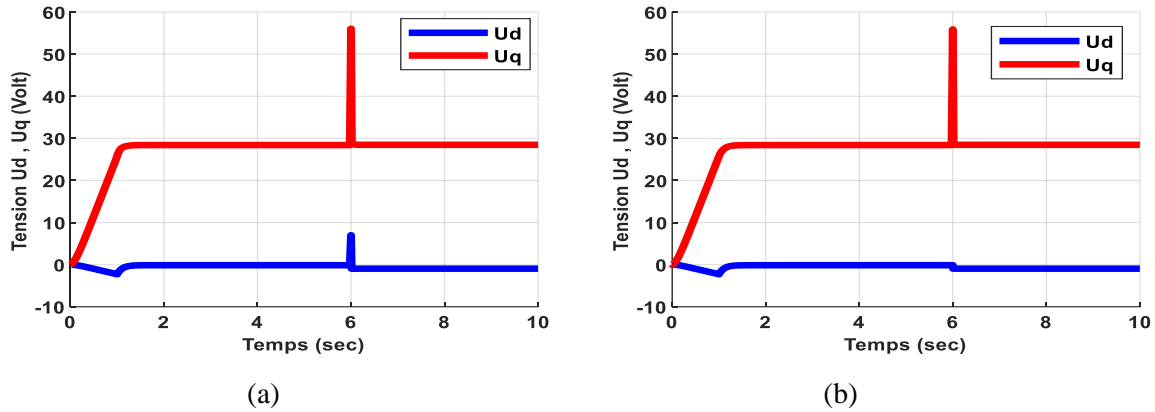


Figure V-1 Résultats de simulations de la commande du moteur synchrone à aimants permanents par la commande robuste H_∞ non linéaire: (a) méthode analytique, (b) méthode de Galerkin.

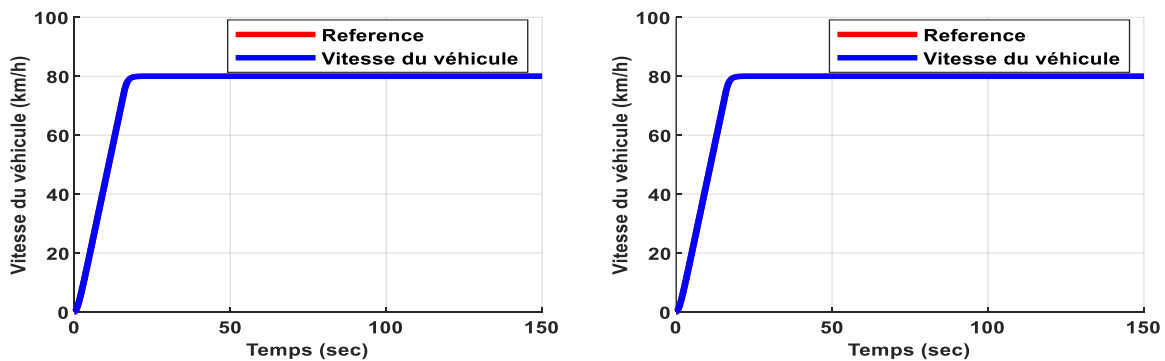
Les résultats de simulation ont montré que les deux contrôleurs sont robustes et assurent une très bonne poursuite de vitesse, sans dépassement et sans erreur statique en régime permanent. Cependant, les performances diffèrent certainement d’une approche à une autre. Nous pouvons affirmer que les deux techniques sont robustes vis-à-vis des perturbations considérées. L’influence de cette perturbation sur la vitesse est négligeable, Le couple électromagnétique compense le couple de charge appliqué.

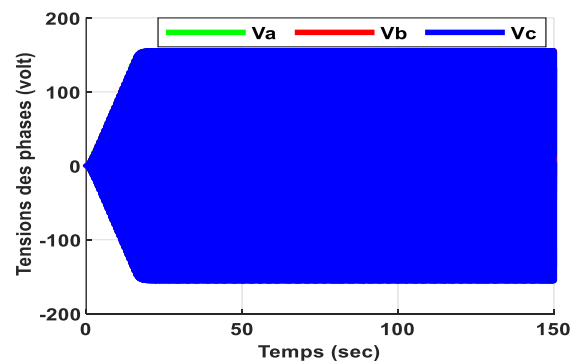
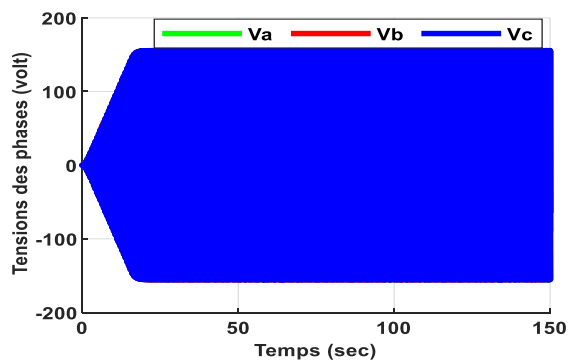
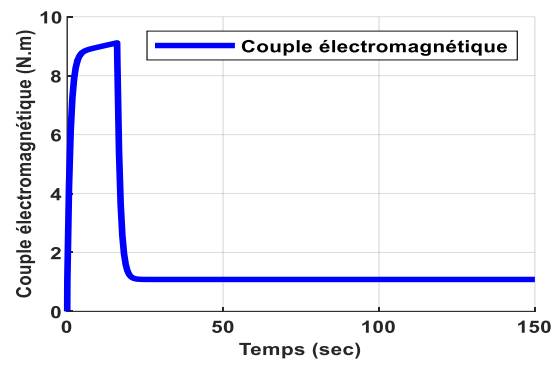
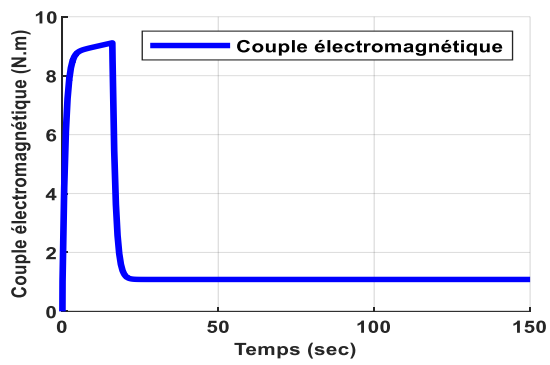
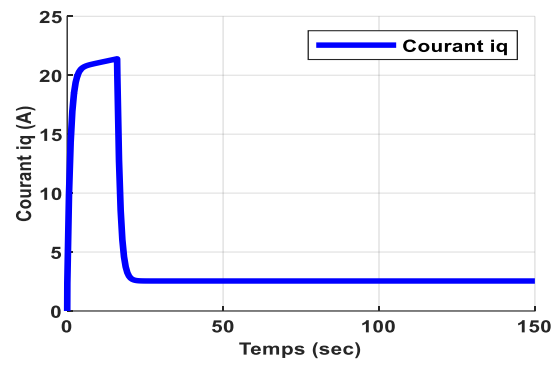
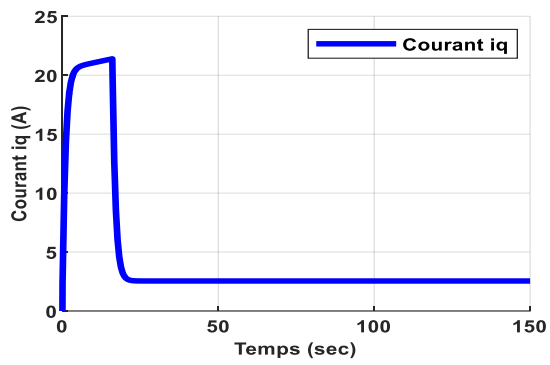
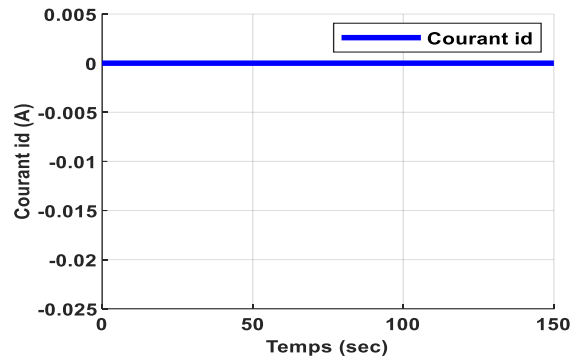
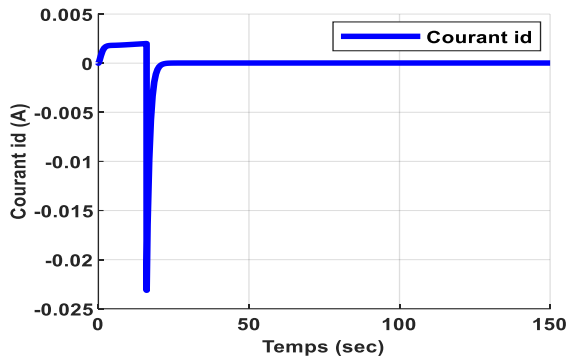
V.3 Comparaison des résultats des deux commandes appliquées au véhicule électrique

Les résultats de simulations relatifs aux stratégies de commande appliquées au véhicule électrique sont interprétés et comparés selon les conditions de fonctionnement envisagées.

Scénario 1 : Cas Parcours rectiligne

Le véhicule démarre de l’arrêt jusqu’à la stabilisation de sa vitesse de référence, et ceci sur une route rectiligne sans contrainte, sans incertitudes ni perturbations externes.





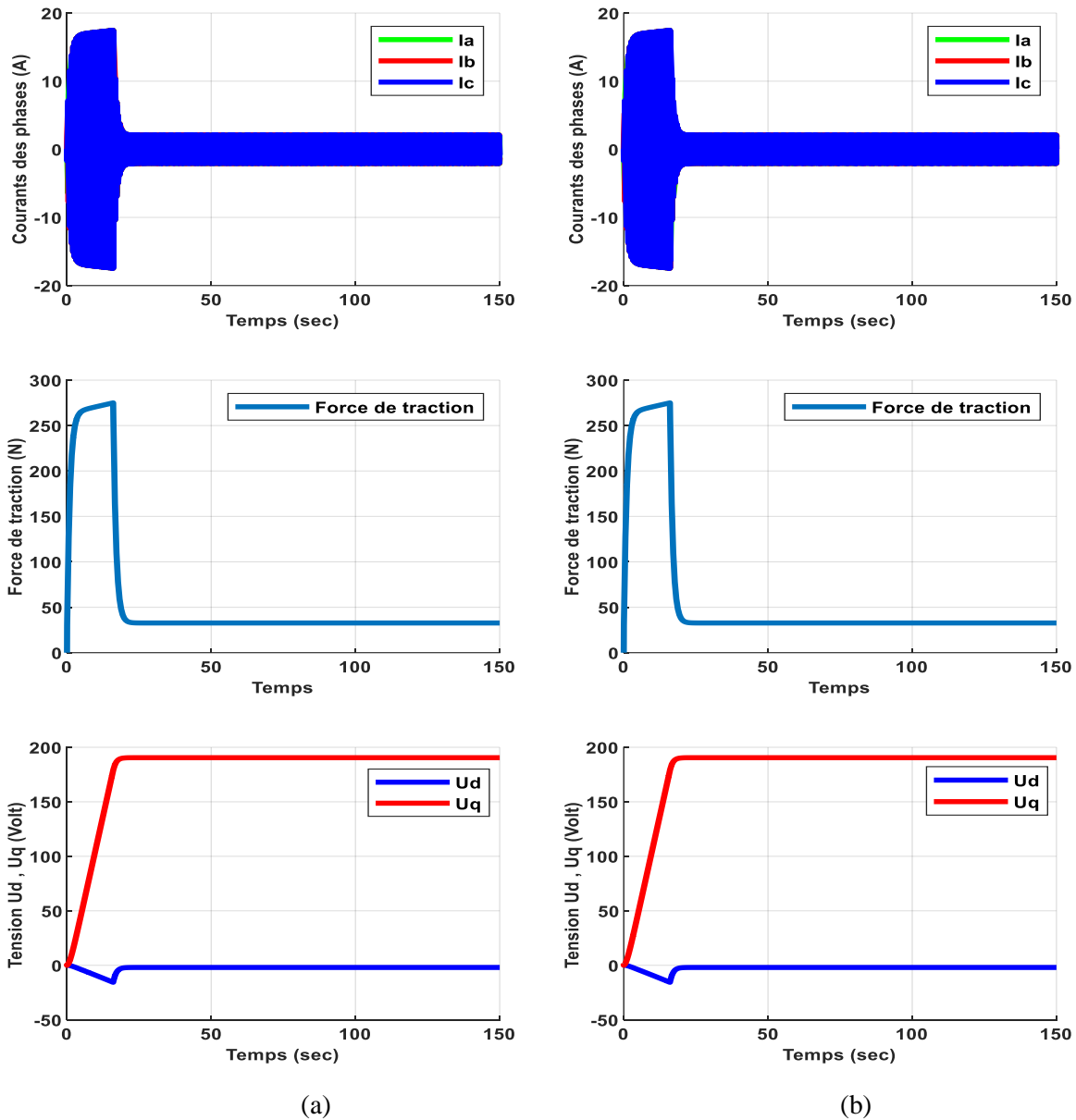
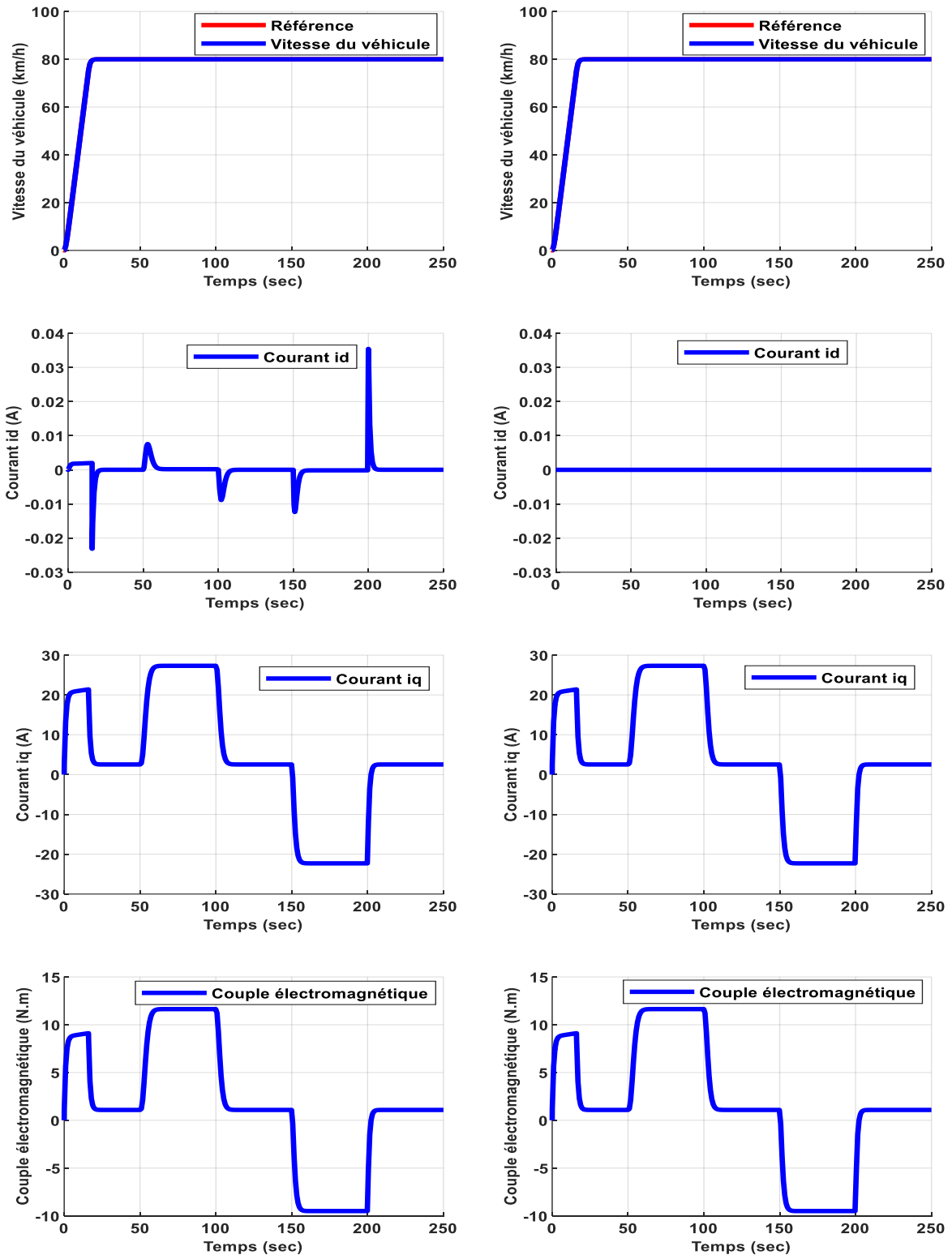


Figure V-2 Topologie de Scénario 1 : résultats de simulations de la commande du véhicule électrique par : (a) la commande robuste H^∞ linéaire, (b) la commande robuste H^∞ non linéaire par la méthode de Galerkin.

Les résultats montrent le bon comportement du véhicule électrique sur une route rectiligne. Le véhicule atteint sa vitesse et suit la vitesse de référence. Il est clair que les deux contrôleurs permettent d’achever la convergence vers la vitesse désirée sans dépassement et sans erreur statique en régime permanent. Le moteur électrique développe plus de couple électromagnétique pour atteindre la référence de vitesse. À ce stade, le couple diminue et se stabilise. Les deux contrôleurs maintiennent le courant direct à zéro et permet uniquement à la composante quadrature de réagir en fonction du couple de la charge. Nous pouvons conclure que le découplage entre le couple électromagnétique et le flux magnétique est assuré avec les deux contrôleurs. Les variations des courants sont proportionnelles au couple électromagnétique. Les tensions de commande tension directe et quadrature augmente légèrement, puis il stabilise pour atteindre une valeur en régime permanent, ce qui valide les performances des deux contrôleurs.

Scénario 2 : Parcours rectiligne avec une pente de 10% et avec une pente négative de -10%.

Les résultats de simulation relatives à ce scénario sont présentés sur aux figures V.3 (a) -V.3 (b). Cette simulation considère le cas où le véhicule démarre de l'arrêt jusqu'à la stabilisation de sa vitesse. A l'instant $t = 50s$, Le véhicule monte une route inclinée d'une pente 10% jusqu'à $t = 100s$. Le véhicule est conduit sur une route droite avec une vitesse constante de 80 km/h jusqu'à $t = 150s$. Le véhicule conduit sur une route avec une pente négative de -10%, pendant 50 s puis elle est remise de nouveau sur sa trajectoire à $t = 200 s$ avec les mêmes conditions initiales.



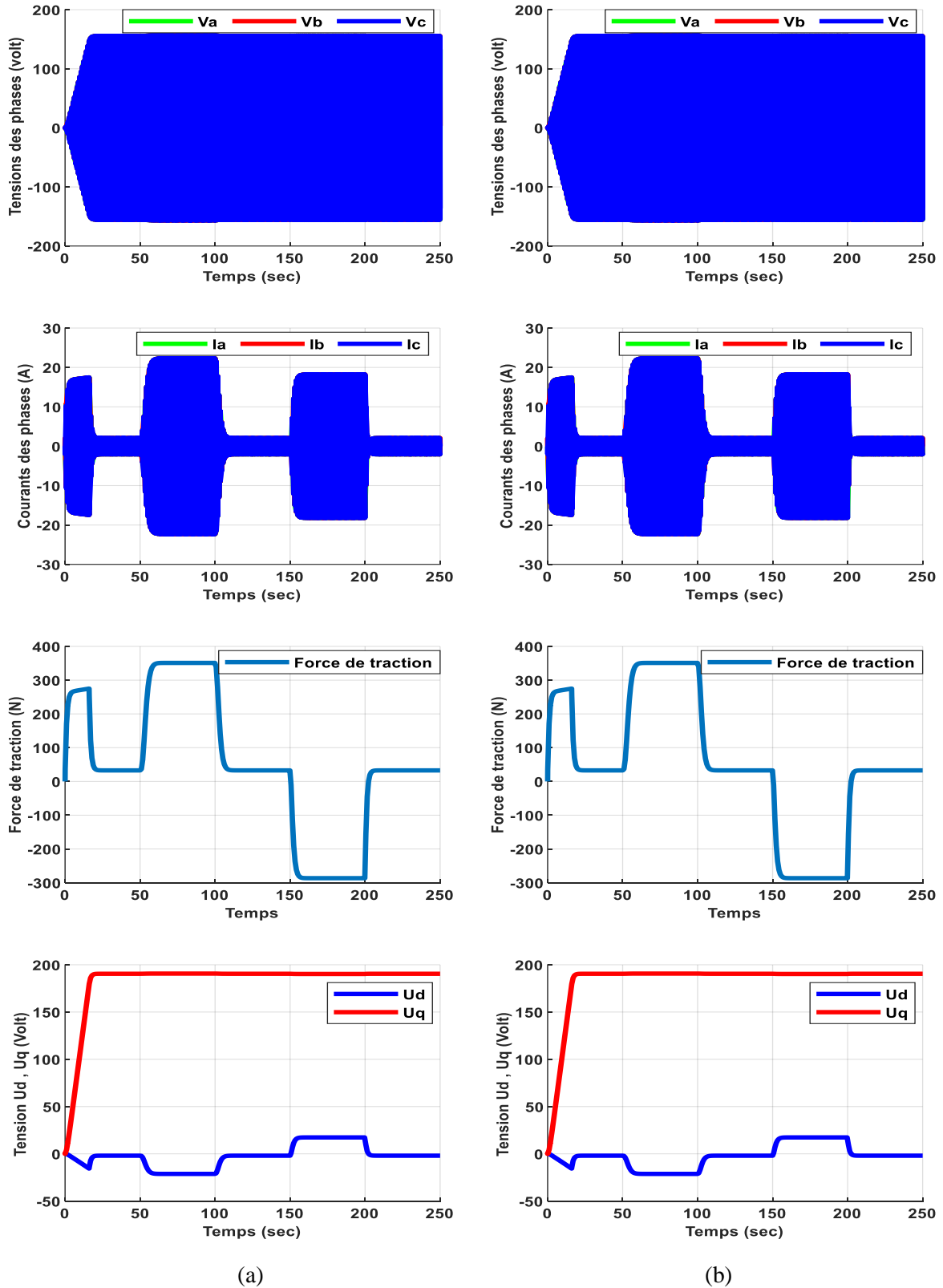
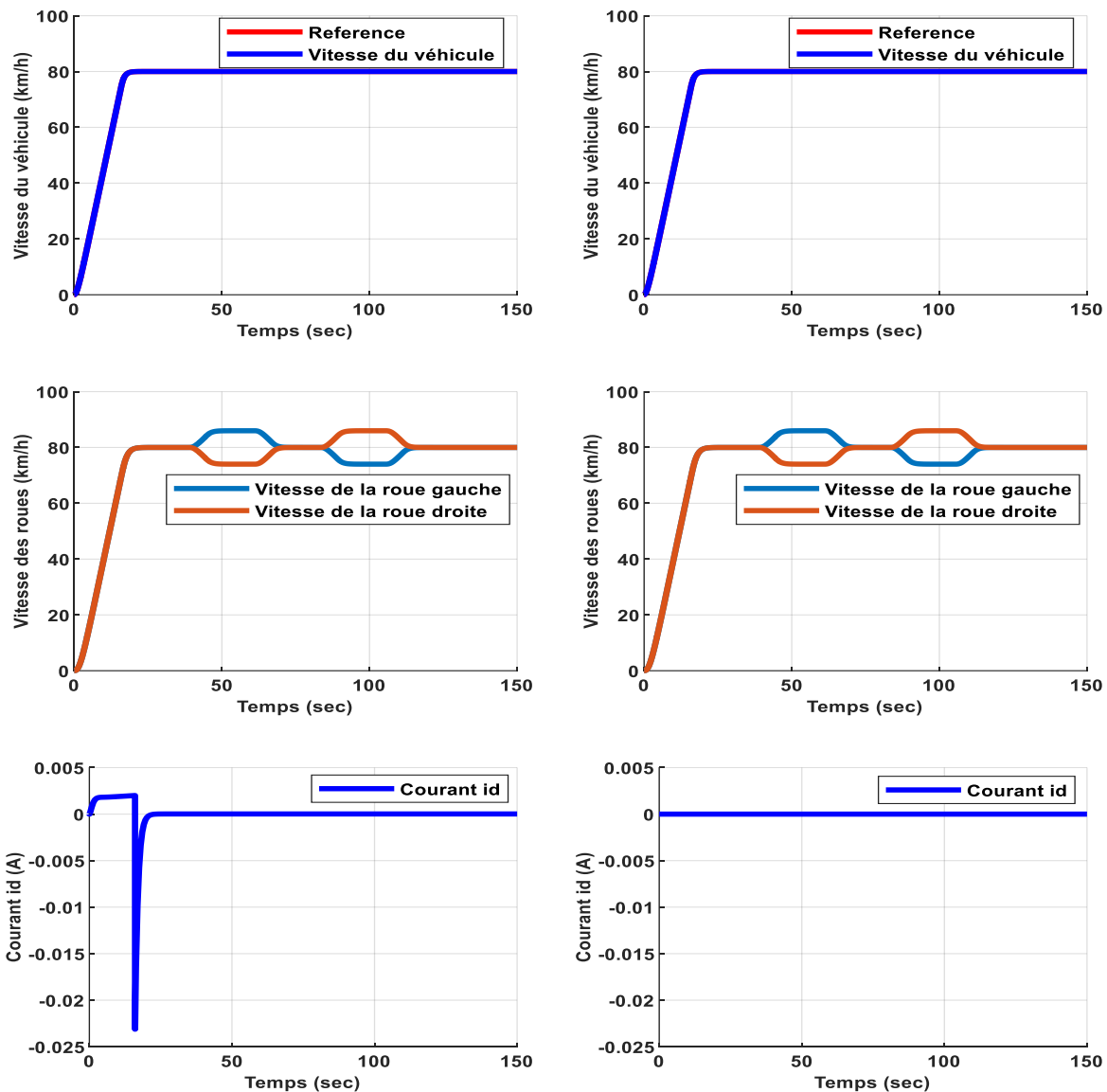


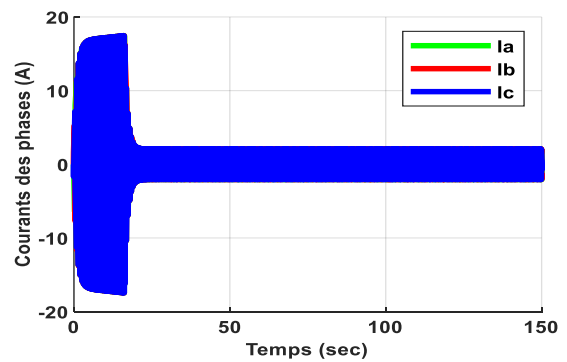
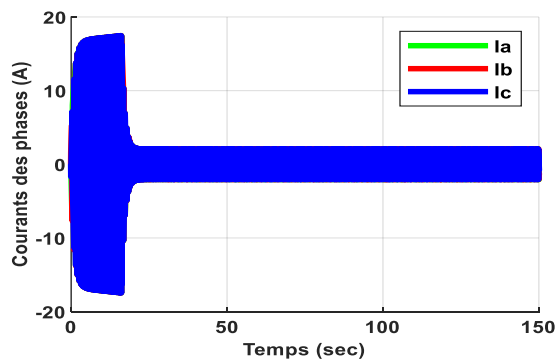
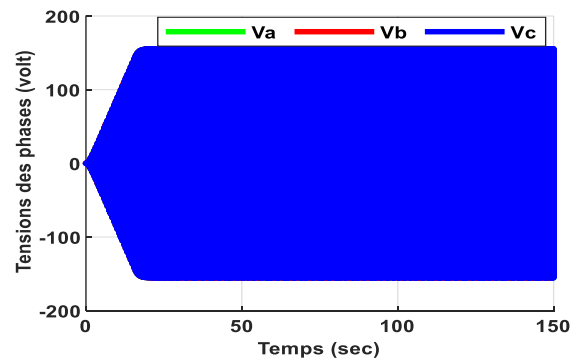
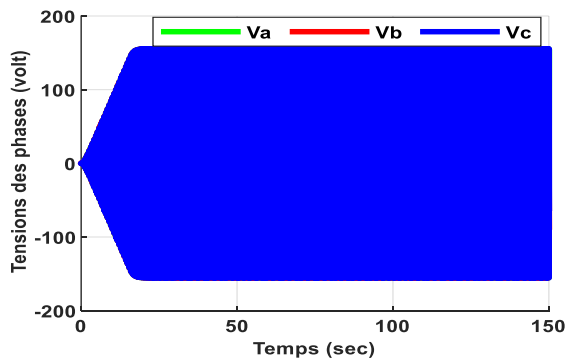
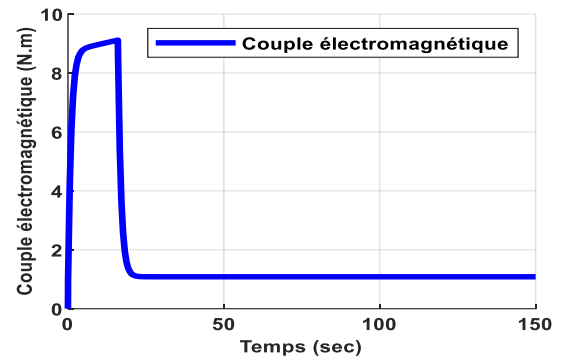
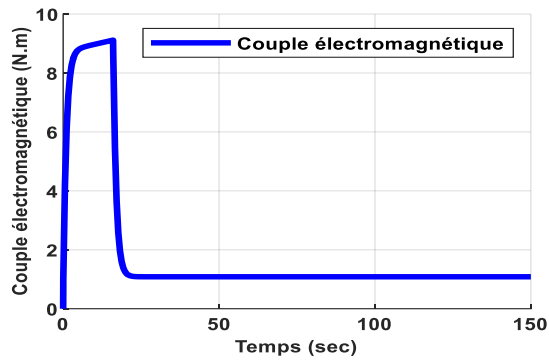
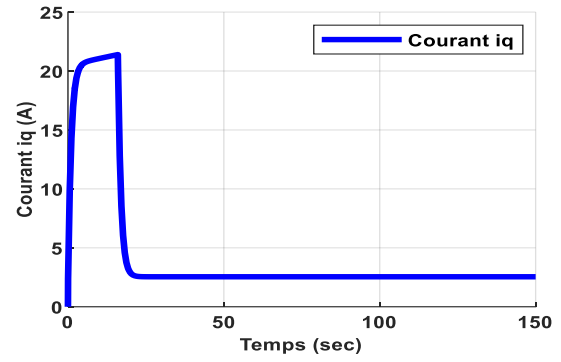
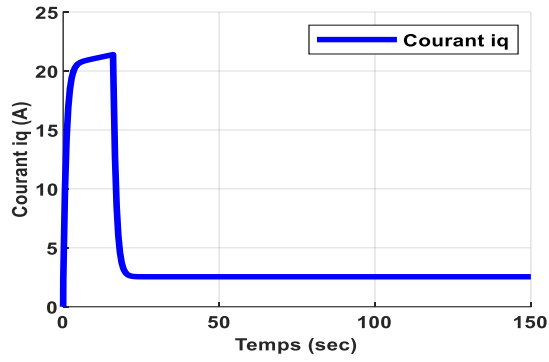
Figure V-3 Topologie de Scénario 2 : résultats de simulations de la commande du véhicule électrique par :
 (a) la commande robuste H^∞ linéaire, (b) la commande robuste H^∞ non linéaire par la méthode de Galerkin.

Les résultats obtenus illustrent clairement les bonnes performances dynamiques en termes de vitesse, du courant en quadrature, du courant direct et du couple électromagnétique vis-à-vis des variations de la pente sur une route rectiligne avec les deux contrôleurs en assurant un comportement efficace dans tous les types de contraintes de la route. Cependant, nous pouvons observer que la méthode de Galerkin pour résoudre le problème de la commande robuste H_∞ non linéaire procure une très bonne réponse du courant direct que celle réalisée avec le contrôleur robuste H_∞ linéaire ce qui rend le système plus adaptatif et plus robuste contre les contraintes de la route.

Scénario 3 : Un parcours présentant une succession de deux virages dont l'un à gauche et l'autre à droite.

Les tracés des simulations relatives à ce scénario sont représentés figures V.4 (a) - V.4 (b). Le véhicule démarre de l'arrêt jusqu'à la stabilisation de sa vitesse sur une route rectiligne. En ce point de fonctionnement, deux virages, l'un vers la gauche et l'autre vers la droite sont imposés au véhicule par la consigne d'angle de braquage.





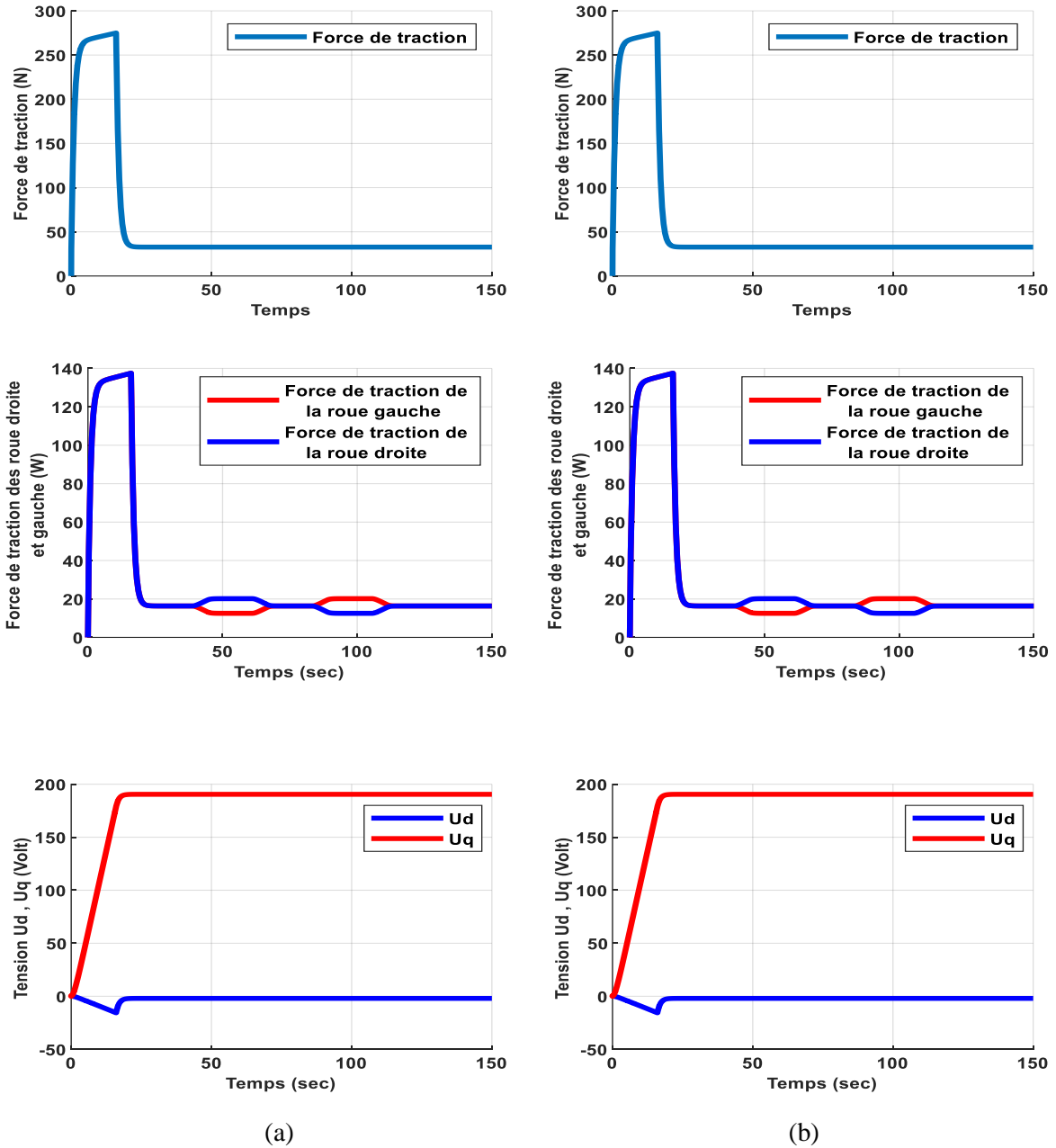
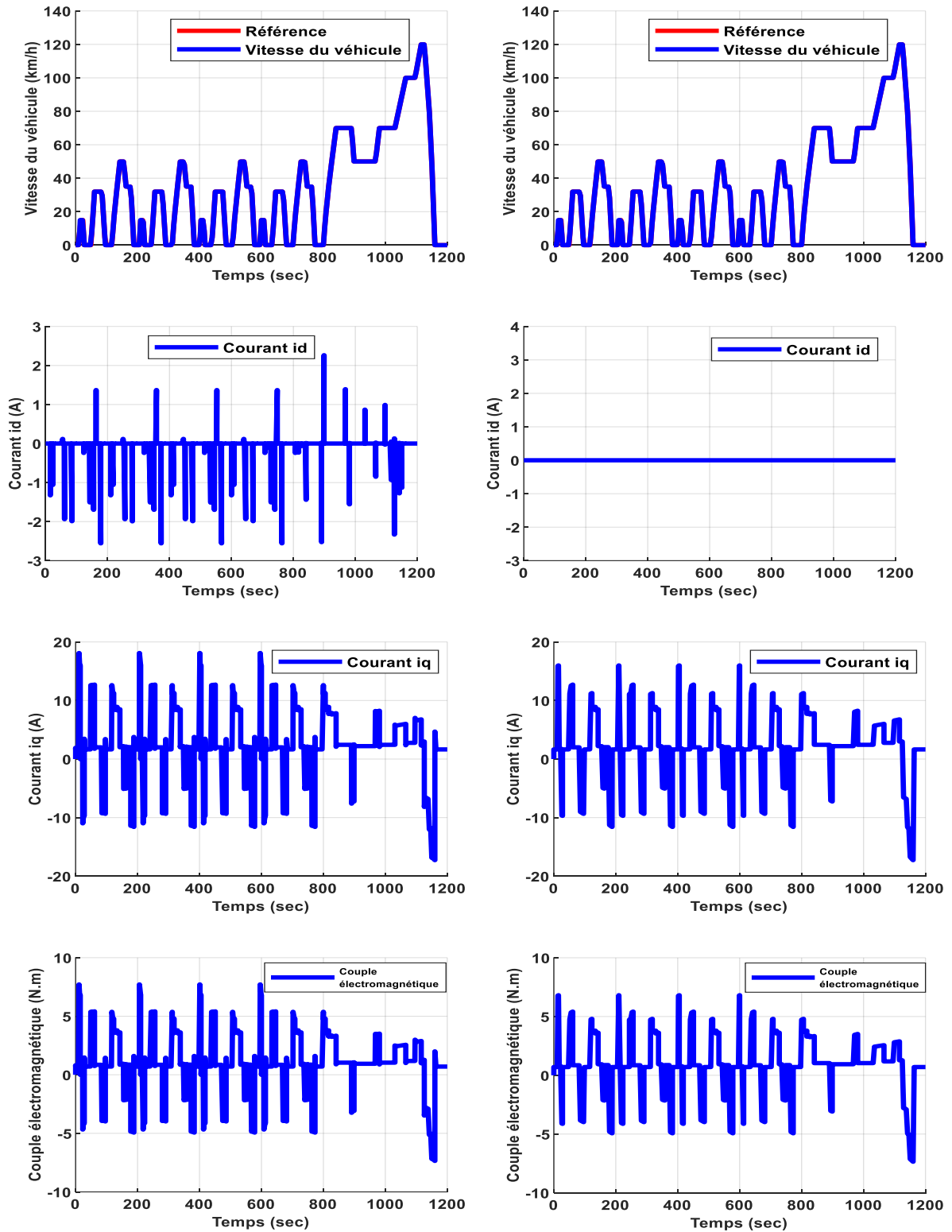


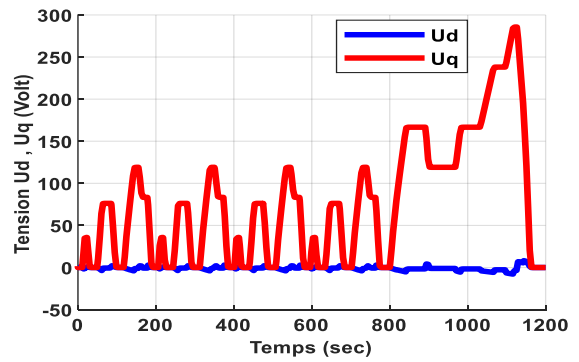
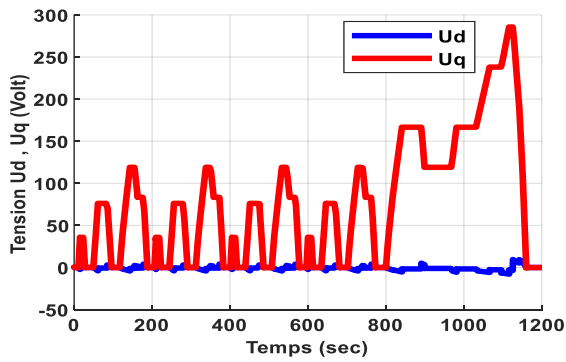
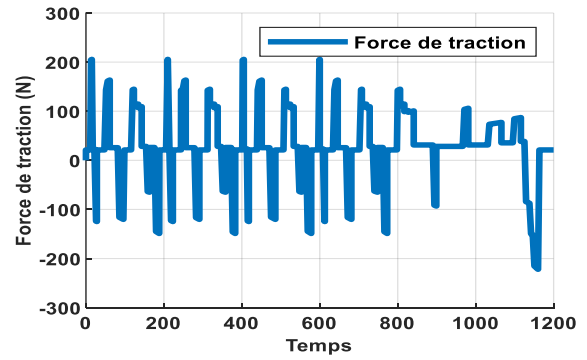
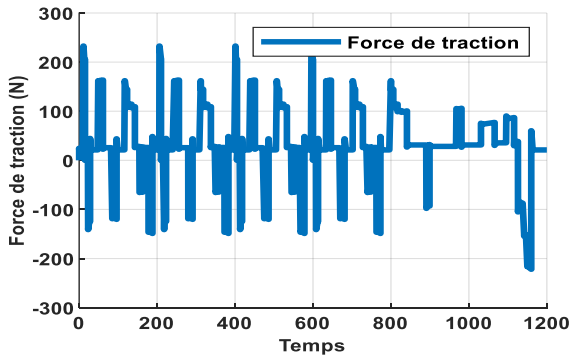
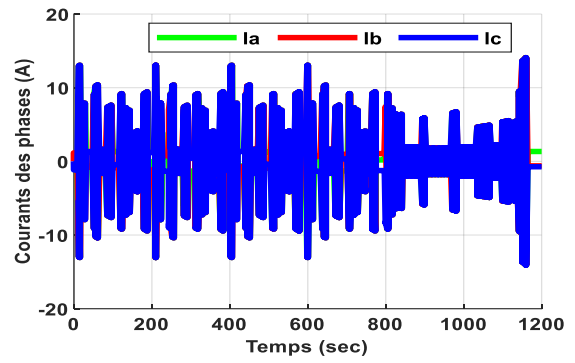
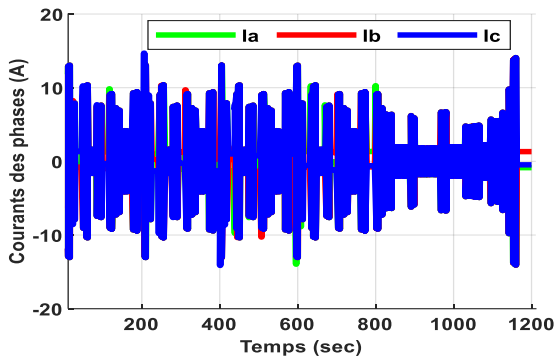
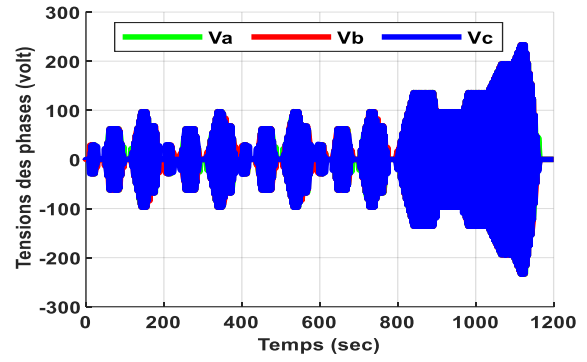
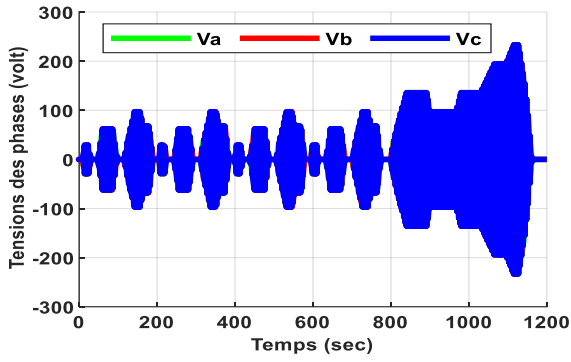
Figure V-4 Topologie de Scénario 3 : résultats de simulations du véhicule électrique par : (a) la commande H^∞ linéaire, (b) la commande H^∞ non linéaire par la méthode de Galerkin.

Nous commençons par remarquer que les deux contrôleurs ont atteint les performances dynamiques souhaitées en termes de vitesse, de courant en quadrature, de courant direct et de couple électromagnétique. Les deux contrôleurs de vitesse ont compensé rapidement les perturbations lors des virages, et les résultats obtenus confirment le bon fonctionnement de ces contrôleurs. Les courants de phase des deux machines présentent une bonne forme et confirment les réponses des moteurs par rapport au parcours. Pour conclure, nous pouvons dire que les deux contrôleurs ont montré de bonnes performances, même lors du passage par les virages.

Scénario 4 : Parcours rectiligne avec changement de vitesse

Dans ce scénario, le véhicule roule selon un cycle de conduite NEDC qui combine un cycle urbain répété quatre fois, où la vitesse du véhicule n'excède pas 50 km/h, avec une partie extra-urbaine représentant un cycle autoroutier où une vitesse maximale de 120 km/h est atteinte.





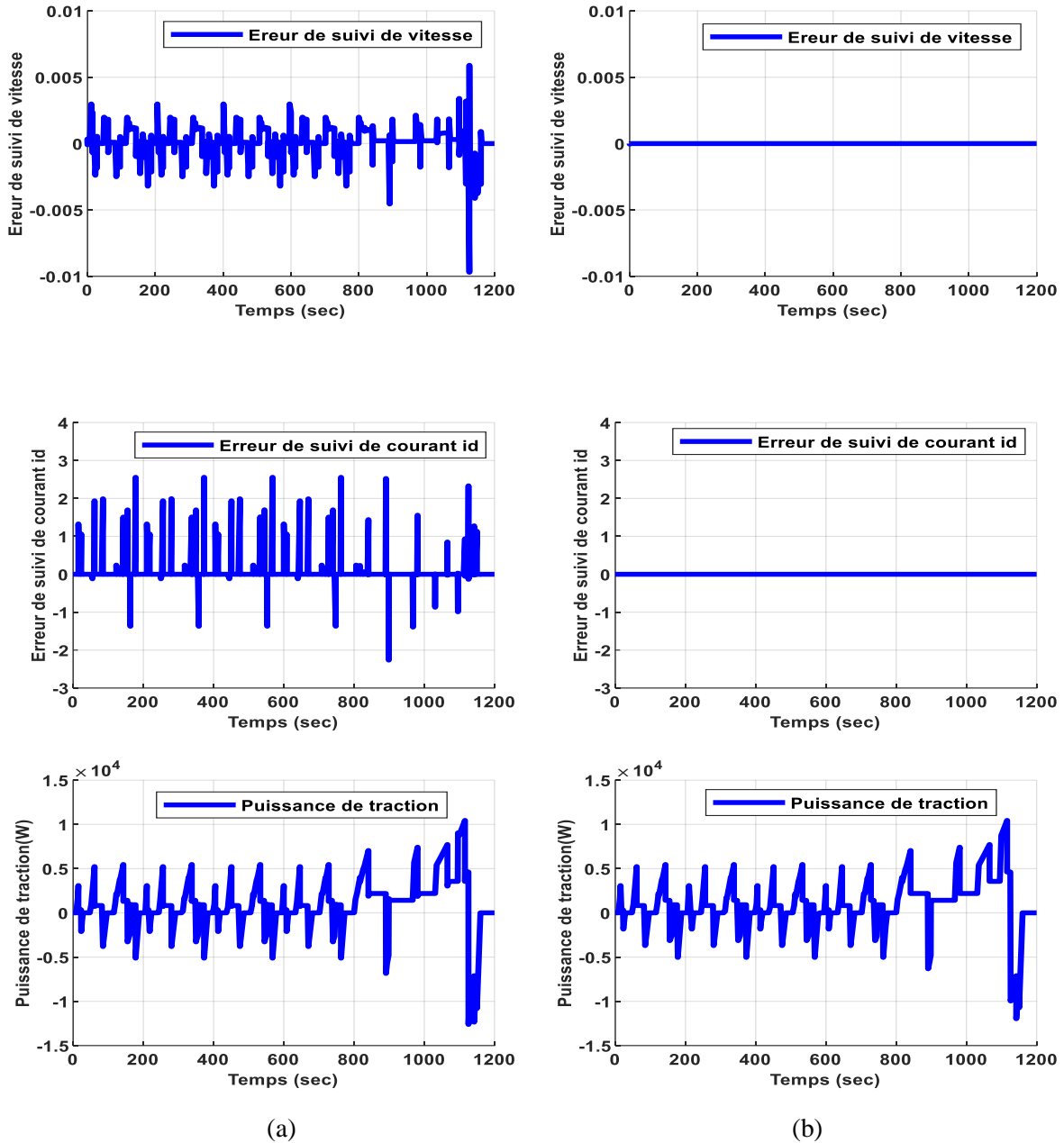


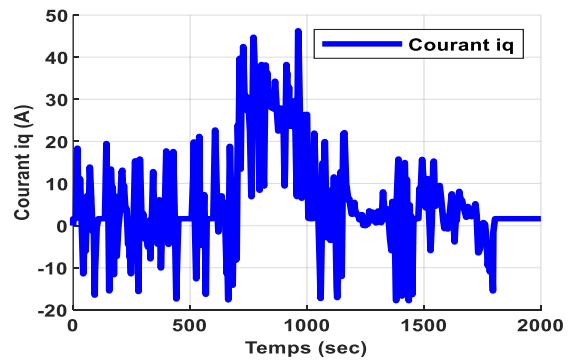
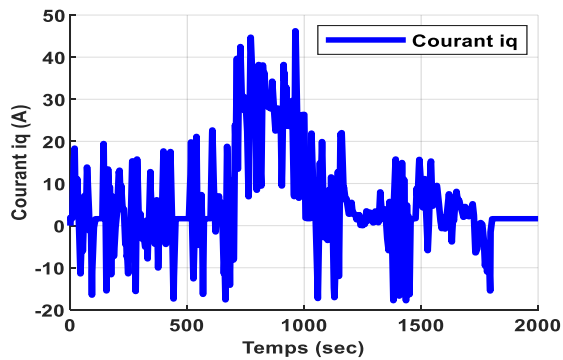
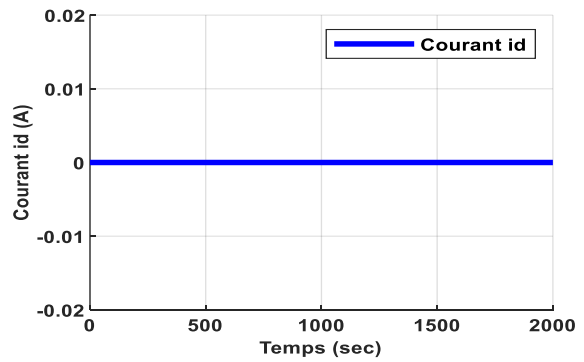
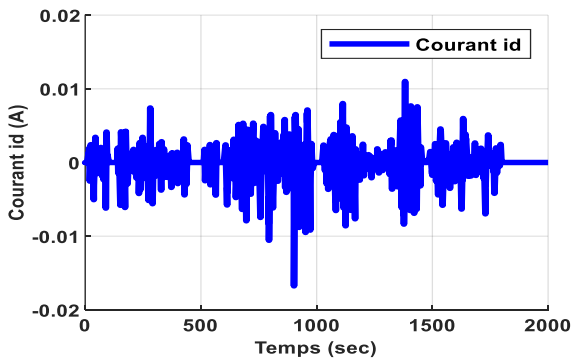
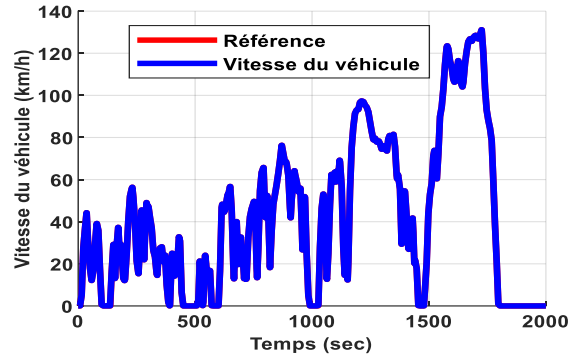
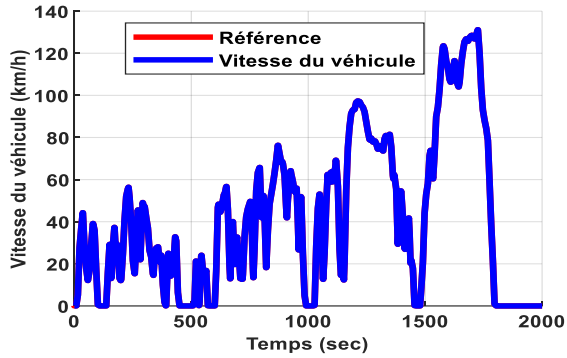
Figure V-5 Topologie de Scénario 4 : résultats de simulations du véhicule électrique par : (a) la commande H^∞ linéaire, (b) la commande H^∞ non linéaire par la méthode de Galerkin.

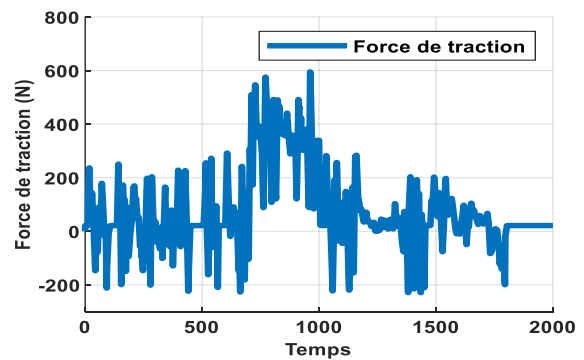
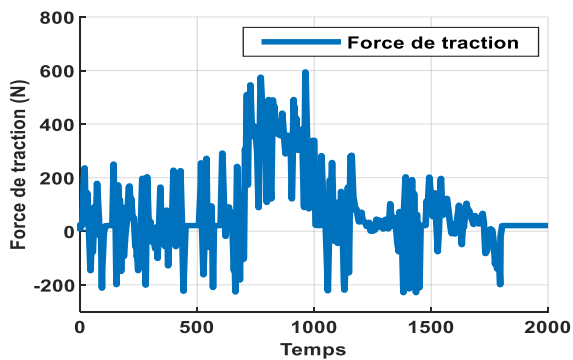
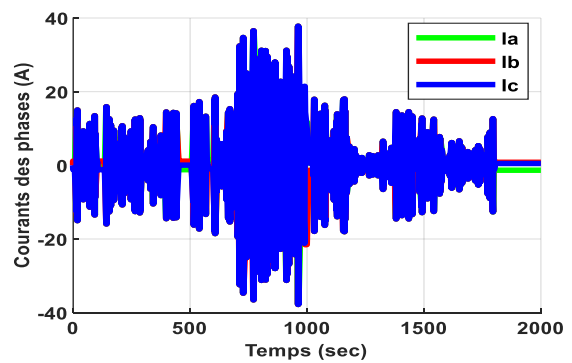
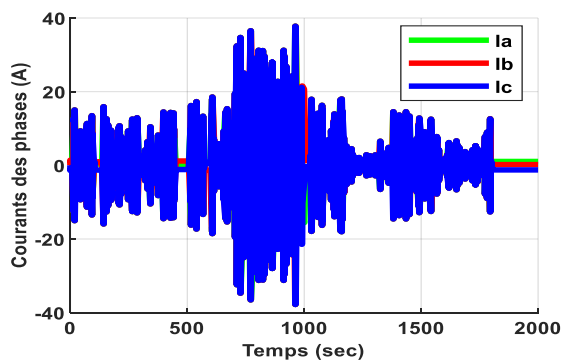
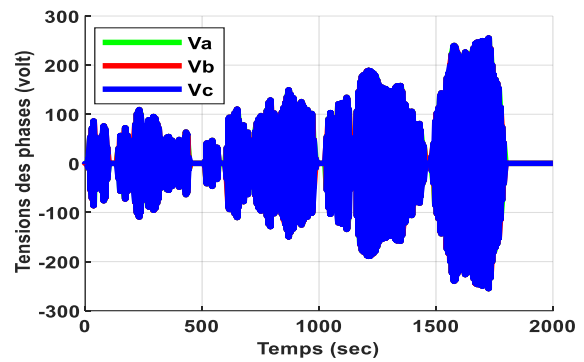
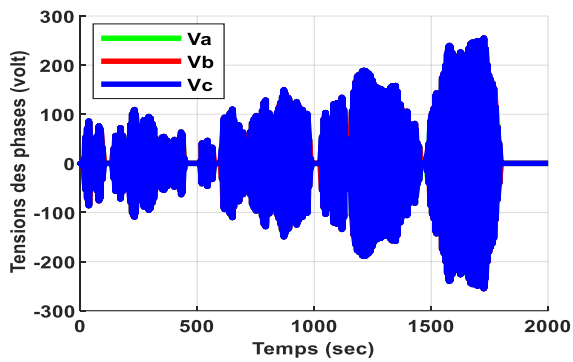
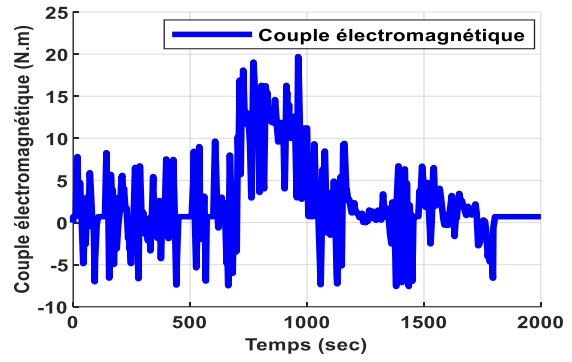
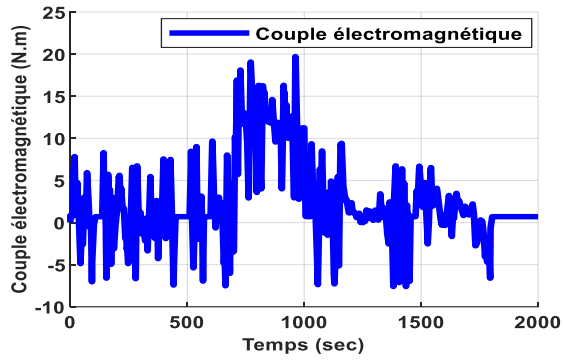
Les résultats de la figure V-5 montrent le bon fonctionnement du véhicule dans les modes d'accélération et décélération. La vitesse commandée suit très bien la vitesse de référence qui est atteinte très rapidement, sans dépassement et sans erreur statique en régime permanent. Suivant le changement de vitesse appliquée au véhicule le moteur tend à développer le couple électromagnétique nécessaire pour vaincre le couple résistant exercé cela indique le bon fonctionnement du moteur. En outre, la réponse du courant direct est découplée du courant en quadrature. Les deux contrôleurs proposés donnent des résultats très satisfaisants avec une bonne dynamique de poursuite ainsi qu'un bon rejet. L'erreur de suivi de vitesse provoquée par la variation de la référence de la vitesse est pratiquement nul et compensée instantanément pendant toute la simulation du cycle de conduite NEDC, tandis que L'erreur sur le courant i_d de la commande robuste H^∞ non linéaire sont plus petites donc la précision de la commande robuste H^∞ non linéaire est plus élevée et

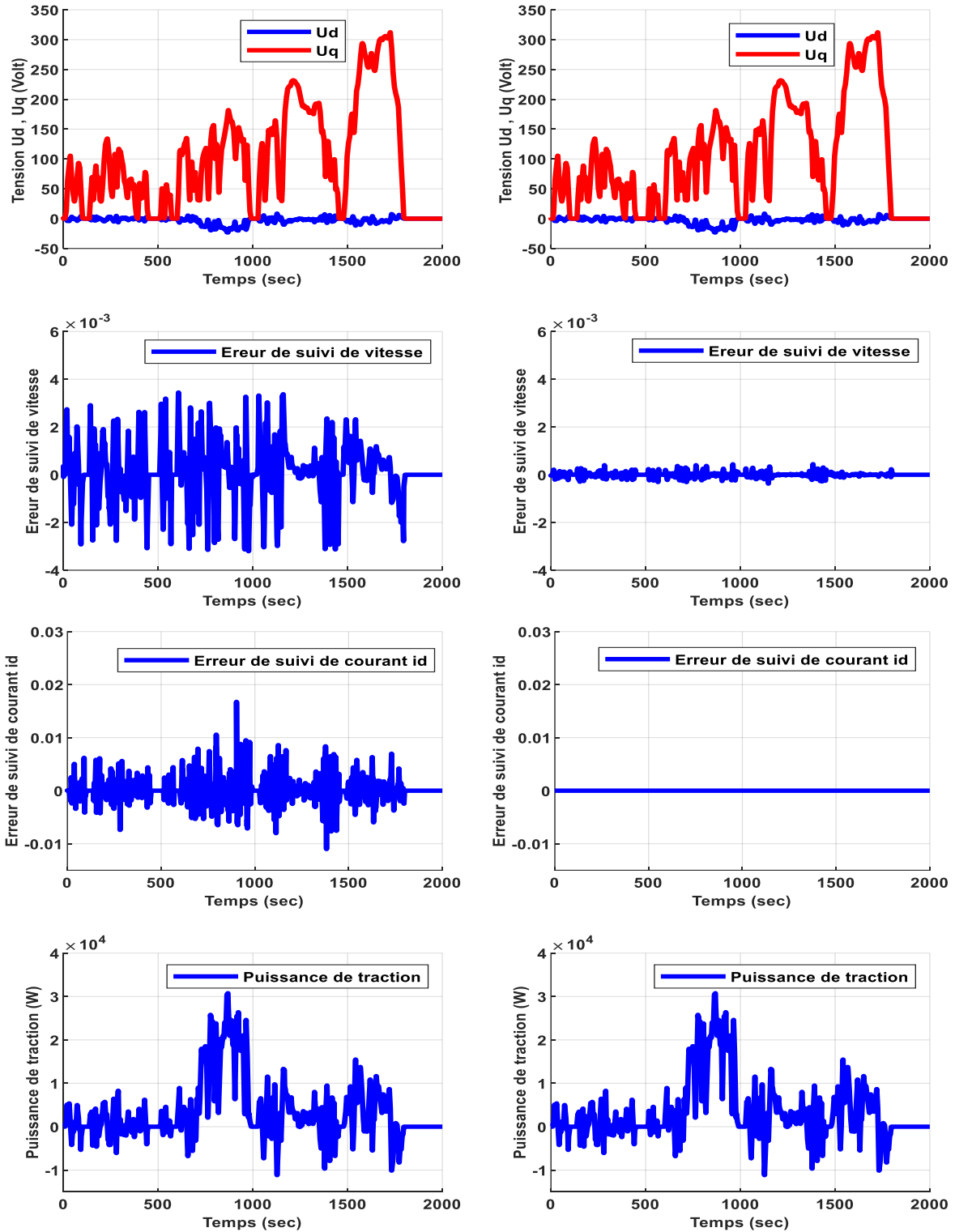
plus robuste que la commande robuste H_∞ linéaire; cela démontre la puissance de régulateur robuste H_∞ non linéaire à faire face aux variations de vitesse.

• Scénario 5

Dans ce scénario, Le véhicule se roule sous un cycle de conduite WLTP qui se caractérise par un profil de conduite plus dynamique et proche de la conduite dans la vie réelle que le NEDC, La vitesse maximale atteint 131,3 km/h avec une moyenne de 46,5 km/h dans un parcours de 23,25 km durant 1800 secondes de conduite.







(a) (b)

Figure V-6 Topologie de Scénario 5 : résultats de simulations du véhicule électrique par : (a) la commande H^∞ linéaire, (b) la commande H^∞ non linéaire par la méthode de Galerkin.

Nous commençons par noter que la vitesse du véhicule suit bien la vitesse de référence, avec une bonne dynamique de poursuite, sans dépassement et sans erreur statique en régime permanent pendant toute la simulation du cycle de conduite WLTP, nous constatons que les deux contrôleurs maintiennent le courant

direct à zéro quelles que soient les variations de vitesse et permet uniquement à la composante en quadrature de réagir en fonction de la variation de la vitesse, ce qui prouve les bonnes performances de suivi des deux contrôleurs. Suite à la variation de la vitesse, le moteur MSAP doit développer le couple électromagnétique nécessaire pour atteindre les différentes étapes du cycle de conduite WLTP. Nous remarquons aussi, que le couple électromagnétique est l'image de composante en quadrature i_q , ce qui valide le découplage introduit par la commande vectorielle entre le couple électromagnétique et le flux magnétique. L'erreur de suivi de vitesse est pratiquement nul pendant toute la simulation du cycle de conduite WLTP, tandis que l'erreur sur le courant i_d de la commande robuste H_∞ non linéaire sont plus petites donc la précision de la commande robuste H_∞ non linéaire est plus élevée et plus robuste que la commande robuste H_∞ linéaire; cela démontre la puissance de régulateur robuste H_∞ non linéaire à faire face aux variations de vitesse. Après ce test, nous pouvons dire que la loi de commande robuste H_∞ non linéaire utilisant la méthode de Galerkin a réussi à faire face à la variation de vitesse tout en maintenant l'erreur de la vitesse et du courant dans des petites plages.

V.4 Conclusion

Dans ce chapitre, une analyse détaillée des performances de deux types de contrôleurs robustes, à savoir le contrôleur robuste H_∞ linéaire et le contrôleur robuste H_∞ non linéaire utilisant la méthode de Galerkin, a été présentée et comparée.

Le contrôleur robuste H_∞ linéaire a démontré une excellente régulation de la vitesse, répondant efficacement aux spécifications requises. Cependant, des erreurs de vitesse et de courant direct persistent en régime permanent, attribuées aux non-linéarités du modèle du véhicule électrique.

En revanche, le contrôleur robuste H_∞ non linéaire, basé sur la méthode de Galerkin, a également atteint une régulation de vitesse satisfaisante et a surpassé le contrôleur linéaire en termes de précision. Les erreurs de vitesse et de courant direct sont significativement réduites, témoignant de sa capacité à mieux prendre en compte les non-linéarités du système.

Cette comparaison confirme que le choix de la méthode de Galerkin pour la résolution du problème de la commande robuste H_∞ non linéaire est justifié. En effet, cette approche non linéaire offre des performances et une robustesse supérieure à la commande linéaire H_∞ , car elle prend en compte de manière plus précise les caractéristiques non linéaires du véhicule électrique.

En conclusion, la commande robuste H_∞ non linéaire, grâce à la méthode de Galerkin, se révèle être une option plus efficace et plus adaptée pour la régulation des systèmes de véhicules électriques, offrant une précision et une robustesse accrues face aux variations de fonctionnement.

CONCLUSION GENERALE

La présente thèse s'est concentrée sur l'application de la commande robuste H_∞ non linéaire à un véhicule électrique propulsé par un moteur synchrone à aimants permanents. Ce problème se résume à la résolution des équations non linéaires à dérivées partielles, connues sous le nom d'équations de Hamilton-Jacobi-Isaac (HJI). Ces équations sont souvent difficiles, voire impossibles, à résoudre analytiquement, ce qui nous a amenés à explorer d'autres approches telles que les méthodes numériques, notamment celle appliquée dans notre travail, appelée approximation successive de Galerkin. En revanche, la solution du problème H_∞ linéaire est réduite à des équations algébriques, lesquelles sont résolues par l'algorithme de Glover-Doyle. Les deux approches de commande ont été appliquées à un véhicule électrique par simulation numérique sous Matlab-Simulink.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté un aperçu historique des différents types de véhicules électriques, classifiés selon leur source d'énergie. Nous avons également examiné l'architecture de la chaîne de traction des véhicules électriques en mettant l'accent sur les différentes technologies disponibles. Cela nous a permis de justifier le choix de la machine synchrone à aimants permanents comme solution attrayante pour la traction électrique. En outre, nous avons effectué une brève revue de la littérature scientifique concernant les stratégies de commande. Enfin, nous avons présenté en détail la modélisation mathématique du véhicule électrique, composée d'une partie mécanique décrivant le mouvement longitudinal du véhicule et d'une partie électrique décrivant le modèle du moteur synchrone à aimants permanents ; le modèle résultant du couplage de ces deux derniers est utilisé pour l'application des commandes proposées.

Le deuxième chapitre a introduit l'approche de la commande robuste H_∞ linéaire, suivie de la mise en forme standard du modèle du véhicule électrique. Cette formulation nous a permis de concevoir un correcteur qui minimise la norme H_∞ du système en boucle fermée, tout en vérifiant les contraintes de robustesse et de performances imposées. Les résultats de simulation ont démontré le bon suivi de la vitesse de référence, sans dépassement et sans erreur statique en régime permanent, ainsi que la rapidité et la robustesse vis-à-vis des perturbations considérées.

Le troisième chapitre a été consacré à la présentation de la stratégie de la commande H_∞ non linéaire dans un aspect purement théorique. Le problème de la commande H_∞ non linéaire a été résolu par le biais d'une équation HJI non linéaire à dérivée partielle, dont la résolution analytique est complexe voire impossible. Afin de surmonter cet obstacle, nous avons proposé d'appliquer une approximation numérique de la solution de HJI pour résoudre le problème de commande H_∞ non linéaire dans le cadre du modèle non linéaire du véhicule électrique.

Le quatrième chapitre a été dédié à la résolution approximative des équations HJI par l'utilisation de la méthode de Galerkin pour résoudre le problème de la commande robuste H_∞ non linéaire. Avant de pouvoir appliquer cette méthode, nous avons présenté l'aspect théorique de l'algorithme, qui transforme l'équation HJI non linéaire en une équation linéaire appelée HJI généralisé (GHJI). Les résultats exposés selon différents scénarios de simulation ont illustré la capacité de la méthode de Galerkin à atteindre les objectifs de stabilité, de robustesse vis-à-vis des perturbations et de qualité des performances.

Enfin, dans le cinquième chapitre, nous avons comparé le comportement du véhicule électrique dont la propulsion est assurée par un moteur synchrone à aimants permanents à l'aide de deux contrôleurs robustes :

le contrôleur obtenu par la méthode de Galerkin pour résoudre le problème de la commande robuste H_∞ non linéaire et le contrôleur robuste H_∞ linéaire. Les simulations ont démontré que la commande obtenue par la méthode de Galerkin a donné des résultats satisfaisants et nettement meilleurs que celle du contrôleur robuste H_∞ linéaire, confirmant ainsi l'efficacité de cette méthode.

En conclusion, la commande robuste H_∞ non linéaire, grâce à la méthode de Galerkin, se révèle être une option plus efficace et plus adaptée pour la régulation des systèmes de véhicules électriques, offrant une précision et une robustesse accrues face aux variations de fonctionnement. Nos travaux ouvrent également de nombreuses perspectives de recherche, débutant par l'application en temps réel des différentes approches de commande développées. Parmi ces perspectives, nous envisageons l'exploration des réseaux de neurones pour la commande des véhicules électriques, l'amélioration de la méthode de Galerkin avec un observateur non linéaire, l'utilisation de l'apprentissage par renforcement, l'optimisation par métaheuristiques, la résolution par les Inégalités Matricielles Non Linéaires (NLMI).

Ces perspectives offrent un terrain fertile pour l'innovation dans le domaine de la commande des véhicules électriques, avec le potentiel de transformer et d'améliorer considérablement les performances et la robustesse des systèmes de propulsion électrique

Annexe

Paramètre	Valeur
Puissance nominale	57KW
Tension nominale	220/380 V
Courant nominale	100 A
Inductance propres de l'enroulement d (L_d)	0.17 [mH]
Inductance propres de l'enroulement q (L_q)	0.17 [mH]
Flux magnétique (Φ)	0.071 [Wb]
Résistance statorique (R)	0.0083[Ω]
Nombre de paires de pôles (P)	4
Moment d'inertie du moteur (J)	0.089 [kg.m ²]
Coefficient de frottement (B)	0.005[Nm/rad/s]

Tableau 2 Paramètres du moteur MSAP [92].

Paramètre	Valeur
Masse du véhicule (M)	1450 [kg]
Surface frontale du véhicule (A_f)	2.711 [m ²]
Rayon de la roue (r)	0.29 [m]
Coefficient de la trainée du véhicule (C_D)	0.29
Masse volumique de l'air (ρ)	1.204 [kg/m ³]
Coefficient de résistance au roulement(f_r)	0.013
Rapport de réduction de vitesse (G)	8.75

Tableau 3 Paramètres du VE [31].

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] C. Mi, M. A. Masrur, et D. W. Gao, *Hybrid Electric Vehicles: Principles and Applications with Practical Perspectives*. John Wiley & Sons, 2011.
- [2] M. H. Westbrook, *The Electric Car: development and future of battery, hybrid and fuel-cell cars*. IET Digital Library, 2001. doi: 10.1049/PBPO038E.
- [3] J. Fenton et R. Hodkinson, *Lightweight Electric/Hybrid Vehicle Design*. Oxford Woburn, MA: Butterworth-Heinemann, 2001.
- [4] M. Terashima, T. Ashikaga, T. Mizuno, K. Natori, N. Fujiwara, et M. Yada, « Novel motors and controllers for high-performance electric vehicle with four in-wheel motors », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, n° 1, p. 28-38, févr. 1997, doi: 10.1109/41.557496.
- [5] I. Husain, *Electric and Hybrid Vehicles: Design Fundamentals, Second Edition*. CRC Press, 2010.
- [6] J. Larminie et J. Lowry, *Electric Vehicle Technology Explained*. John Wiley & Sons, 2012.
- [7] Z. Stevic, *New Generation of Electric Vehicles*. BoD – Books on Demand, 2012.
- [8] B. I. Farouk, « Commande robuste d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique multisources », Thèse de doctorat, Université de Sidi Bel Abbès, 2020.
- [9] A. Haddoun, M. Benbouzid, D. Diallo, R. Abdessemed, J. Ghouili, et K. Srairi, « Sliding Mode Control of EV Electric Differential System », présenté à ICEM'06, 2006, p. 6pp. Consulté le: 28 janvier 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://hal.science/hal-00527546>
- [10] F. Yeshambel, « Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Supper Twisting Algorithm Sliding Mode Controller For Electric Vehicle Application », Thesis, 2021. Consulté le: 28 janvier 2023. [En ligne]. Disponible sur: <http://ir.bdu.edu.et/handle/123456789/13261>
- [11] R. M. Abdel-Fadil et L. Számel, « Direct Instantaneous Torque Control of the Switched Reluctance Motor for Electric Vehicles Applications Using Fuzzy Logic Control », *Acta Technica Jaurinensis*, vol. 12, n° 2, Art. n° 2, avr. 2019, doi: 10.14513/actatechjaur.v12.n2.496.
- [12] R. Araria, A. Berkani, K. Negadi, F. Marignetti, et M. Boudiaf, « Performance Analysis of DC-DC Converter and DTC Based Fuzzy Logic Control for Power Management in Electric Vehicle Application », *JESA*, vol. 53, n° 1, p. 1-9, févr. 2020, doi: 10.18280/jesa.530101.
- [13] J. J. Justo, F. Mwasilu, E.-K. Kim, J. Kim, H. H. Choi, et J.-W. Jung, « Fuzzy Model Predictive Direct Torque Control of IPMSMs for Electric Vehicle Applications », *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 22, n° 4, p. 1542-1553, août 2017, doi: 10.1109/TMECH.2017.2665670.
- [14] M. Sekour, K. Hartani, A. Draou, et A. Allali, « Sensorless Fuzzy Direct Torque Control for High Performance Electric Vehicle with Four In-Wheel Motors », *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 8, n° 3, p. 530-543, 2013, doi: 10.5370/JEET.2013.8.3.530.
- [15] M. Boukhniifer, A. Chaibet, N. Ouddah, et E. Monmasson, « Speed robust design of switched reluctance motor for electric vehicle system », *Advances in Mechanical Engineering*, vol. 9, n° 11, p. 168781401773344, nov. 2017, doi: 10.1177/1687814017733440.
- [16] Q. Lu, A. Sornioti, P. Gruber, J. Theunissen, et J. De Smet, « H_∞ loop shaping for the torque-vectoring control of electric vehicles: Theoretical design and experimental assessment », *Mechatronics*, vol. 35, p. 32-43, mai 2016, doi: 10.1016/j.mechatronics.2015.12.005.

- [17] J. P. Redondo, B. L. Boada, et V. Díaz, « LMI-Based H_∞ Controller of Vehicle Roll Stability Control Systems with Input and Output Delays », *Sensors*, vol. 21, n° 23, Art. n° 23, janv. 2021, doi: 10.3390/s21237850.
- [18] G. Rigatos, P. Siano, et S. Ademi, « Nonlinear H-infinity control for switched reluctance machines », *Nonlinear Engineering*, vol. 9, n° 1, p. 14-27, janv. 2020, doi: 10.1515/nleng-2017-0114.
- [19] C. W. Zhang, « Experiment of H_∞ Driving Control System for Electric Vehicle », *Applied Mechanics and Materials*, vol. 20-23, p. 215-219, 2010, doi: 10.4028/www.scientific.net/AMM.20-23.215.
- [20] Y. Bensalem *et al.*, « Speed tracking control design of a five-phase PMSM-based electric vehicle: a backstepping active fault-tolerant approach », *Electr Eng*, vol. 104, n° 4, p. 2155-2171, août 2022, doi: 10.1007/s00202-021-01467-3.
- [21] H. Pang, R. Yao, P. Wang, et Z. Xu, « Adaptive backstepping robust tracking control for stabilizing lateral dynamics of electric vehicles with uncertain parameters and external disturbances », *Control Engineering Practice*, vol. 110, p. 104781, mai 2021, doi: 10.1016/j.conengprac.2021.104781.
- [22] S. A. Siffat, I. Ahmad, A. Ur Rahman, et Y. Islam, « Robust Integral Backstepping Control for Unified Model of Hybrid Electric Vehicles », *IEEE Access*, vol. 8, p. 49038-49052, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2978258.
- [23] R. W. Beard, G. N. Saridis, et J. T. Wen, « Galerkin approximations of the generalized Hamilton-Jacobi-Bellman equation », *Automatica*, vol. 33, n° 12, p. 2159-2177, déc. 1997, doi: 10.1016/S0005-1098(97)00128-3.
- [24] T. McLain et R. Beard, « Successive Galerkin Approximation Algorithms for Nonlinear Optimal and Robust Control », *Faculty Publications*, nov. 1998, [En ligne]. Disponible sur: <https://scholarsarchive.byu.edu/facpub/1910>
- [25] R. W. Beard, T. W. McLain, et J. T. Wen, « Successive galerkin approximation of the isaacs equation », *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 32, n° 2, p. 2071-2076, juill. 1999, doi: 10.1016/S1474-6670(17)56351-X.
- [26] R. W. Bea, « Successive Galerkin approximation algorithms for nonlinear optimal and robust control », *International Journal of Control*, vol. 71, n° 5, p. 717-743, janv. 1998, doi: 10.1080/002071798221542.
- [27] C. C. Chan, « An overview of electric vehicle technology », *Proceedings of the IEEE*, vol. 81, n° 9, p. 1202-1213, sept. 1993, doi: 10.1109/5.237530.
- [28] C. C. Chan, « The State of the Art of Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles », *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, n° 4, p. 704-718, avr. 2007, doi: 10.1109/JPROC.2007.892489.
- [29] P. Egede, *Environmental Assessment of Lightweight Electric Vehicles*. in Sustainable Production, Life Cycle Engineering and Management. Cham: Springer International Publishing, 2017. doi: 10.1007/978-3-319-40277-2.
- [30] N. Burton, *A history of electric cars*. Ramsbury: The Crowood Press, 2013. Consulté le: 3 février 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://search.ebscohost.com/login.aspx?direct=true&scope=site&db=nlebk&db=nlabk&AN=692959>
- [31] A. Nouh, « Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers », Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2008.
- [32] H. Benariba, « Contribution à la commande d'un véhicule électrique », Thèse de doctorat, Université de Tlemcen, 2018
- [33] R. F. Hirsh, « Review of The Electric Vehicle and the Burden of History », *Science, Technology, & Human Values*, vol. 26, n° 3, p. 388-390, 2001.

- [34] Y. Saadi, « Control strategies and faults analysis of the Switched Reluctance Machine (SRM) for an electric vehicle application », Thèse de doctorat, Université Paris-Saclay, préparée à l'Université Paris-Sud, 2019.
- [35] L. Guzzella et A. Sciarretta, *Vehicle Propulsion Systems: Introduction to Modeling and Optimization*. Berlin, Heidelberg: Springer, 2013. doi: 10.1007/978-3-642-35913-2.
- [36] S. Soylu, *Electric Vehicles: Modelling and Simulations*. BoD – Books on Demand, 2011.
- [37] C. C. Chan, « The state of the art of electric and hybrid vehicles », *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, n° 2, p. 247-275, févr. 2002, doi: 10.1109/5.989873.
- [38] A. Taïbi, « Contribution à l'étude d'une structure de commande d'une chaîne de traction pour un véhicule électrique », Thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed-Boudiaf (USTOMB), 2020.
- [39] C. C. Chan, K. T. Chau, C. C. Chan, et K. T. Chau, *Modern Electric Vehicle Technology*. in Monographs in Electrical and Electronic Engineering. Oxford, New York: Oxford University Press, 2001.
- [40] N. Bouchetata, « Contribution à la commande d'un véhicule électrique à quatre roues motrices », Thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed-Boudiaf (USTOMB), 2017.
- [41] K. T. Chau, *Electric Vehicle Machines and Drives: Design, Analysis and Application*. John Wiley & Sons, 2015.
- [42] S. J. Rind, Y. Ren, Y. Hu, J. Wang, et L. Jiang, « Configurations and control of traction motors for electric vehicles: A review », *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 3, n° 3, p. 1-17, déc. 2017, doi: 10.23919/CJEE.2017.8250419.
- [43] M. Ehsani, Y. Gao, S. Longo, et K. Ebrahimi, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles*, 3^e éd. Boca Raton: CRC Press, 2018. doi: 10.1201/9780429504884.
- [44] K. Houacine, « Commande neuro-floue d'une machine asynchrone dans une chaîne de propulsion d'un véhicule électronique », Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou,, 2016.
- [45] I. F. Bouguenna, « Commande Robuste d'une Chaîne de Traction d'un Véhicule Electrique Multisources », Thèse de doctorat, Université Djillali Liabès de Sidi Bel Abbès, 2020.
- [46] R. B. Bouiadjra, M. F. Khelfi, et Rochdi Bachir Bouiadjra, *Commande robuste des systèmes non linéaires*. Édition universitaires européennes, 2016.
- [47] A. van der Schaft, *L2-Gain and Passivity Techniques in Nonlinear Control*. in Communications and Control Engineering. Cham: Springer International Publishing, 2017. doi: 10.1007/978-3-319-49992-5.
- [48] A. J. van der Schaft, « On a state space approach to nonlinear H_∞ control », *Systems & Control Letters*, vol. 16, n° 1, p. 1-8, janv. 1991, doi: 10.1016/0167-6911(91)90022-7.
- [49] A. J. van der Schaft, « L/sub 2/-gain analysis of nonlinear systems and nonlinear state-feedback H/sub infinity / control », *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 37, n° 6, p. 770-784, juin 1992, doi: 10.1109/9.256331.
- [50] J. A. Ball et J. W. Helton, « H/sub infinity /control for nonlinear plants: connections with differential games », in *Proceedings of the 28th IEEE Conference on Decision and Control*, IEEE, 1989, p. 956-962.
- [51] J. W. Helton et M. L. Walker, « H" Control for Nonlinear Systems with Output Feedback », *IEEE TRANSACTIONSON AUTOMATIC CONTROL*, vol. 38, n° 4, 1993.

- [52] A. Isidori et A. Astolfi, « Disturbance attenuation and H_{∞} control via measurement feedback in nonlinear systems », *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 37, n° 9, p. 1283-1293, sept. 1992, doi: 10.1109/9.159566.
- [53] R. Marino, W. Respondek, A. J. van der Schaft, et P. Tomei, « Nonlinear H_{∞} almost disturbance decoupling », *Systems & Control Letters*, vol. 23, n° 3, p. 159-168, sept. 1994, doi: 10.1016/0167-6911(94)90001-9.
- [54] F. Adegbohun, A. von Jouanne, B. Phillips, E. Agamloh, et A. Yokochi, « High Performance Electric Vehicle Powertrain Modeling, Simulation and Validation », *Energies*, vol. 14, n° 5, p. 1493, mars 2021, doi: 10.3390/en14051493.
- [55] I. Husain, *Electric and Hybrid Vehicles: Design Fundamentals*, 3^e éd. Boca Raton: CRC Press, 2021. doi: 10.1201/9780429490927.
- [56] G. Genta, « Motor vehicle dynamics - modelling and simulation », *SERIES ON ADVANCES IN MATHEMATICS FOR APPLIED SCIENCES - VOL 43*, 1996, Consulté le: 23 février 2023. [En ligne]. Disponible sur: <https://trid.trb.org/view/770815>
- [57] S. Eriksson, *Permanent Magnet Synchronous Machines*. MDPI, 2019.
- [58] F. Giri, *AC Electric Motors Control: Advanced Design Techniques and Applications*. John Wiley & Sons, 2013.
- [59] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press, 2017.
- [60] A. Merabet, *Advanced Control Systems for Electric Drives*. MDPI, 2020.
- [61] C. Sain, A. Banerjee, et P. K. Biswas, *Control Strategies of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for Electric Vehicle*. CRC Press, 2022.
- [62] H. A. Toliyat, S. Nandi, S. Choi, et H. Meshgin-Kelk, *Electric Machines: Modeling, Condition Monitoring, and Fault Diagnosis*. CRC Press, 2017.
- [63] P. Pillay et R. Krishnan, « Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive », *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, n° 2, p. 265-273, mars 1989, doi: 10.1109/28.25541.
- [64] A. Nouh, M. Chami, A. Djerdir, et M. E. Bagdouri, « Electric Vehicle Control using the Simulator ELEVES », in *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, sept. 2007, p. 696-701. doi: 10.1109/VPPC.2007.4544213.
- [65] G. Zames, « Feedback and optimal sensitivity: Model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses », *IEEE Transactions on automatic control*, vol. 26, n° 2, p. 301-320, 1981.
- [66] J. C. Doyle, K. Glover, P. P. Khargonekar, et B. A. Francis, « State-space solutions to standard H_{∞} and H_2 control problems », *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 34, n° 8, p. 831-847, août 1989, doi: 10.1109/9.29425.
- [67] B. A. Francis, Éd., *A Course in H_{∞} Control Theory*, vol. 88. in Lecture Notes in Control and Information Sciences, vol. 88. Berlin/Heidelberg: Springer-Verlag, 1987. doi: 10.1007/BFb0007371.
- [68] G. Duc et S. Font, *Commande H_{∞} et μ -analyse: des outils pour la robustesse*. Hermes Science Publications, 1999.
- [69] S. Skogestad et I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, 2005.
- [70] K. Zhou et J. C. Doyle, *Essentials of Robust Control*. Prentice Hall, 1998.

- [71] B. BENYAHIA, « Commande robuste d'un processus physique en temps réel », Magister en Automatique, Université de Tlemcen, 2005.
- [72] D.-W. Gu, P. Petkov, et M. M. Konstantinov, *Robust Control Design with MATLAB®*. Springer London, 2013.
- [73] C. Samblancat, « Commande robuste multivariable – Applications à l'hélicoptère », Thèse de doctorat, École Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace, 1991.
- [74] G. Salloum, « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [75] K. Zhou, J. C. Doyle, et K. Glover, *Robust and Optimal Control*. Prentice Hall, 1996.
- [76] R. W. Beaven, M. T. Wright, et D. R. Seaward, « Weighting function selection in the H_∞ design process », *Control Engineering Practice*, vol. 4, n° 5, p. 625-633, mai 1996, doi: 10.1016/0967-0661(96)00044-5.
- [77] T. Başar et P. Bernhard, *H_∞ -Optimal Control and Related Minimax Design Problems: A Dynamic Game Approach*. Springer Science & Business Media, 2009.
- [78] M. ABU-KHALAF, F. L. LEWIS, et J. HUANG, « Policy iterations on the hamilton-jacobi-isaacs equation for H_∞ state feedback control with input saturation », *IEEE trans. automat. contr.*, vol. 51, n° 12, p. 1989-1995, 2006.
- [79] S. Aliyu, *Nonlinear H-Infinity Control, Hamiltonian Systems and Hamilton-Jacobi Equations*. Taylor & Francis Group, 2017.
- [80] H. C. Ferreira, P. H. Rocha, et R. M. Sales, « Nonlinear H_∞ control and the Hamilton-Jacobi-Isaacs equation », *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 41, n° 2, p. 188-193, janv. 2008, doi: 10.3182/20080706-5-KR-1001.00032.
- [81] A. W. Bae, « H_2 and H_∞ -Feedback Control Design for Nonlinear Gene Networks via Successive Galerkin's Approximation », *Computational Molecular Bioscience*, vol. 12, n° 2, Art. n° 2, juin 2022, doi: 10.4236/cmb.2022.122006.
- [82] A. W. Bae, « H_∞ -Feedback Control of Heparin-Controlled Blood Clotting Network for Cardiac Surgeries », *Journal of Biosciences and Medicines*, vol. 10, n° 8, Art. n° 8, août 2022, doi: 10.4236/jbm.2022.108006.
- [83] K. D. Hammett, « Control of Nonlinear Systems via State Feedback State-Dependent Riccati Equation Techniques - Recherche Google », the Faculty of the Graduate School of Engineering of the Air Force Institute of Technology, USA, 1997.
- [84] J. M. Makena et S. Omwoma, « Nonlinear H_∞ Guidance Design for Missile against Maneuvering Target », *Advances in Research*, p. 1-21, mai 2017, doi: 10.9734/AIR/2017/33186.
- [85] A. Isidori, « H_∞ control via measurement feedback for affine nonlinear systems », *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 4, n° 4, p. 553-574, 1994, doi: 10.1002/rnc.4590040409.
- [86] T. D. Do, H. H. Choi, et J.-W. Jung, « SDRE-Based Near Optimal Control System Design for PM Synchronous Motor », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, n° 11, p. 4063-4074, nov. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2174540.
- [87] T. D. Do, H. H. Choi, et J.-W. Jung, « θ -D Approximation Technique for Nonlinear Optimal Speed Control Design of Surface-Mounted PMSM Drives », *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 20, n° 4, p. 1822-1831, août 2015, doi: 10.1109/TMECH.2014.2356138.

- [88] V. Q. Leu, H. H. Choi, et J. Jin-Woo, « LMI-based Sliding Mode Speed Tracking Control Design for Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motors », *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 7, n° 4, p. 513-523, 2012.
- [89] R. Beard et T. McLain, « Successive Galerkin approximation algorithms for nonlinear optimal and robust control », *International Journal of Control*, vol. 71, févr. 1998, doi: 10.1080/002071798221542.
- [90] M. Abu-Khalaf et F. L. Lewis, « Nearly optimal state feedback control of constrained nonlinear systems using a neural networks HJB approach », *Annual Reviews in Control*, vol. 28, n° 2, p. 239-251, janv. 2004, doi: 10.1016/j.arcontrol.2004.07.002.
- [91] H. C. Ferreira, R. M. Sales, et P. H. Da Rocha, « Galerkin Method and Weighting Functions Applied to Nonlinear H_∞ Control with Output Feedback », *Journal of Vibration and Control*, vol. 16, n° 12, p. 1817-1843, oct. 2010, doi: 10.1177/1077546309341140.
- [92] S. Bouradi, R. Araria, K. Negadi, et F. Marignetti, « Nonlinear Control of Permanent Magnet Synchronous Motor for High Performances Electric Vehicle », *TI-IJES*, vol. 64, n° 2-4, p. 317-324, juin 2020, doi: 10.18280/ti-ijes.642-429.
- [93] K. D. Hammett, « Control of Nonlinear Systems via State Feedback State-Dependent Riccati Equation Techniques », Thèse de doctorat, Air Force Institute of Technology, 1997.