

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REpubLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

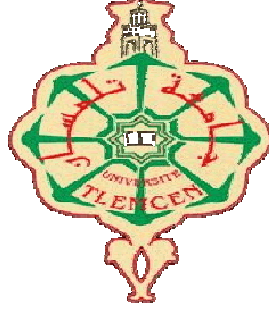
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة بوعباكر بكري - تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd – Tlemcen –

Faculté de TECHNOLOGIE



THESE

Présentée pour l'obtention du **grade de DOCTORAT 3^{ème} Cycle**

En : Automatique

Spécialité : Modélisation et Contrôle de Processus

Par : BOUBEKEUR Djamila

Sujet

Sur la commande d'un fauteuil roulant électrique

Soutenue publiquement, le 08 / 12 /2016 , devant le jury composé de :

| | | | |
|----------------------------|------------|---------------|-----------------------|
| Mr Cherki Brahim | Professeur | Univ. Tlemcen | Président |
| Mr Sari Zaki | Professeur | Univ. Tlemcen | Directeur de thèse |
| Mr Boumédiène Abdelmadjid | Professeur | Univ. Tlemcen | Co-Directeur de thèse |
| Mr Bouchrit Mohamed Seghir | Professeur | E.N.P d'Alger | Examineur |
| Mr Omari Abdelhafid | Professeur | USTO Oran | Examineur |
| Mr Tadjine Mohamed | Professeur | E.N.P d'Alger | Examineur |

Remerciements

Mon premier remerciement va tout d'abord à Allah, le miséricordieux, pour m'avoir donné la foi, le courage et la patience qui m'ont permis de réaliser et de finir ce travail.

Je suis très heureuse de pouvoir exprimer mes remerciements à tous ceux qui ont contribué à l'aboutissement de ce travail de doctorat.

D'abord les membres du jury :

- Monsieur **SARI Zaki** Professeur à l'Université Abou Bekr Belkaïd et directeur de la présente thèse pour m'avoir encadré. Je lui exprime toute ma gratitude pour la confiance qu'il a pu m'accorder durant ces dernières années aussi pour le respect dont je fus témoin.
- Monsieur **Abdelmadjid BOUMEDIENE**, Professeur à l'Université Abou Bekr Belkaïd co-directeur, pour avoir proposé, suivi et dirigé ce travail. Je le remercie également pour sa disponibilité qu'il a pu m'accorder ainsi que ses encouragements, ses fructueux conseils techniques et ses orientations constructives qui m'ont permis de mener à bien ce travail.
- Monsieur **Brahim CHERKI**, directeur du Laboratoire d'Automatique de Tlemcen (LAT), Professeur à l'Université Abou Bekr Belkaïd, pour avoir accepté de présider la présente thèse. Qu'il trouve ici l'expression de ma reconnaissance et de mon respect.
- Messieurs **Monsieur Abdelhafid OMARI**, Professeur à l'USTO d'Oran, **Mohamed Seghir BOUCHERIT** et **Mohamed TADJINE**, tout deux Professeurs à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger et aient accepté d'examiner ce travail, je les remercie pour leurs confiances, observations et leurs remarques pertinentes et constructives.

C'est avec sympathie que je souhaite témoigner ma reconnaissance à quelques personnes d'aide à mobilité réduite parmi eux **M. Belkaid et Zokha**, pour leurs collaborations et informations ainsi que leurs gentilleses.

Mes vifs remerciements vont aussi à tous mes amies et collègues du Laboratoire MELTZ et LAT à l'université de Tlemcen, pour leurs aides amicales et pour l'ambiance durant toutes mes années de doctorat.

Je remercie mon mari, pour ses encouragements plus particulièrement ma dernière année de rédaction, et son impatience à voire un aboutissement de cette thèse.

Pour la prunelle de mes yeux, mes enfants, Imène et Anis, vos beaux sourires m'ont donné l'énergie de continuer.

Je remercie ainsi mes belles sœurs ; Faiza, Souhila, Sihem , Chahinez pour leur soutien.

Enfin, je ne saurais terminer cet avant-propos sans remercier particulièrement, ma mère, mon père, ma sœur 'Ikram' et mon frère 'Mohamed' ainsi que ma grande mère, qui m'ont accompagné tout au long de mes études par leur amour inconditionnel et leur soutien constant.

Dans le souci de n'oublier personne, que tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, qu'ils trouvent dans ces quelques lignes l'expression de ma profonde gratitude.

*A cette catégorie de personnes handicapées
A toutes personnes ayant le plaisir et l'honneur de m'avoir arrivé à cette étape
de réussite.*

*“ Pour faire de grandes choses, il ne faut pas être
un si grand génie, il ne faut pas être au-dessus des
hommes, il faut être avec eux”
Montesquieu*

Résumé

L'automatique représente une discipline scientifique qui permet l'étude des systèmes en s'appuyant sur les outils mathématiques qui permettent de représenter le plus fidèlement possible leur comportement dynamique réel pour effectuer, par la suite, leur analyse et leur commande.

Dans cette thèse nous considérons comme système le fauteuil roulant électrique (FRE), dont nous avons traité le problème de modélisation dans un premier temps, et de la commande dans le second.

Le fauteuil roulant électrique est un robot unicycle à deux roues motrices et deux autres folles, sa modélisation cinématique et dynamique nous confirme sa nature non linéaire multivariable.

Afin d'atteindre notre objectif, nous avons divisé notre travail en deux phases; la première consiste à modéliser le FRE (en considérant le modèle de l'actionneur MSAP qui génère les couples d'entrée du système) et synthétisé une commande linéaire classique après avoir effectué un découplage de sorte à obtenir deux boucles SISO décrivant la position et la vitesse dont le but est de faciliter l'étude du suivi de trajectoire.

A propos de la deuxième, nous avons fait appel à des commandes non linéaires telles que le Backstepping afin de contrôler la position du FRE en donnant des références constantes pour le déplacement dans un environnement intérieur, et variable pour un environnement extérieur (vitesse variable). Nous avons procédé par la suite à des améliorations de cette commande en ajoutant l'action intégrale, et en la combinant avec une autre commande robuste, celle du mode glissant.

Les résultats de simulation confirment que notre système (FRE+commande) présente une solide robustesse en présence des variations paramétriques et de perturbations, ce qui justifie le choix des méthodes proposées.

Mots clés : Fauteuil Roulant Électrique(FRE), Modélisation, Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), Découplage, Commande Linéaire, PID, Commande robuste, Backstepping, Mode glissant, onduleur de tension, MLI.

Abstract

Automatic is a scientific discipline that allows systems study, it is based on mathematical tools to represent as closely as possible their real dynamic behavior to perform subsequently their analysis and control.

In this thesis, we consider the wheelchair system, we treated the modeling problem in the first place, and the control in the second.

The electric wheelchair is a unicycle robot with two driving wheels and two idle ones, kinematic and dynamic modeling confirms its multivariate non-linear nature.

To achieve our objective, we have divided our work into two phases; the first is the EPW modeling (considering the model of the actuator that generates MSAP system input couples) and synthesized a conventional linear control after decoupling so as to obtain two SISO loops describing the position and speed aiming to facilitate the study of the trajectory tracking.

About the second, we used nonlinear controls such as Backstepping to control the FRE position giving constant references to the movement in an indoor environment, and variable for an external environment (variable speed). We proceeded thereafter to this command enhanced by adding the integral action, and combining it with another robust control (sliding mode).

Simulation results confirm that our system has a strong robustness in the presence of parameter variations and disturbances, which justifies the proposed method choice.

Keywords: Electric Powered Wheelchair (EPW), Modelling, Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM), Decoupling, Linear control, PID, Robust control, Backstepping, Sliding mode, Voltage inverter, PWM.

ملخص

التحكم الآلي هو تخصص يسمح بدراسة الأنظمة بالاعتماد على الأدوات الرياضية التي تسمح بتمثيل سلوكها الحركي الحقيقي بأكبر قدر ممكن للقيام فيما بعد بتحليله و التحكم به. النظام الذي نتطرق له في هذه الأطروحة هو الكرسي المتحرك الكهربائي. في المقام الأول قمنا بنمذجة هذا النظام ثم التحكم به في المقام الثاني.

الكرسي المتحرك الكهربائي هو روبوت أحادي العجلة بعجلتين للقيادة و اثنتين تابعتين. نمذجته الحركية و الديناميكية تؤكد لنا طبيعته اللاخطية متعددة المتغيرات.

ل للوصول الى هدفنا قسمنا عملنا الى مرحلتين، الاولى مخصصة لنمذجة الكرسي (بالأخذ بعين الاعتبار نموذج المحرك المتزامن بمغناطيس دائم الذي يولد أزواج المداخل للنظام) و توصلنا إلى معادلة تحكم خطية كلاسيكية بعد القيام بعملية فصل بغاية الحصول على حلقتين أحاديتي المدخل/أحاديتي المخرج تمثلان الموقع و السرعة بهدف تسهيل دراسة تعقب المسار.

بالنسبة إلى المرحلة الثانية، قمنا باستعمال قوانين تحكم لخطية مثل Backstepping بغاية التحكم في موقع الكرسي المتحرك الكهربائي مع إعطاء مراجع ثابتة في حالة التنقل في محيط داخلي، و متغيرة في حالة محيط خارجي (سرعة متغيرة). قمنا فيما بعد بتحسينات على هذه القوانين بإضافة تصحيح تكاملي و بضم قانون تحكم آخر قوي المتمثل في الطور المنزلق (الانزلاقي).

نتائج المحاكاة التي قمنا بها تؤكد أن نظامنا يظهر صلابة قوية في حال وجود تباينات في العوامل المتعلقة بالنظام و التشويشات، مما يعلل اختيارنا للطرق المقترحة.

الكلمات المفتاحية:

الكرسي المتحرك الكهربائي، نمذجة، آلة متزامنة بمغناطيس دائم، فصل، تحكم خطي، تحكم قوي، طور انزلاقي، موج دو مستويان

Sommaire

| | |
|----------------------------|------|
| Table des figures..... | viii |
| Liste des Tableaux..... | xi |
| Notation..... | xii |
| Abréviation..... | xiii |
| Introduction Générale..... | 1 |

Chapitre 1 : Aperçu historique sur les fauteuils roulants électriques

| | |
|---|----|
| 1.1. La robotique mobile en bref..... | 4 |
| 1.1.1 Classes des robots mobiles à roues..... | 5 |
| 1.1.2 Non holonomie et systèmes sous actionnés | 5 |
| 1.2. Les fauteuils roulants dans l'histoire..... | 6 |
| 1.3. Fauteuils roulants d'aujourd'hui..... | 7 |
| 1.3.1. Les fauteuils roulants manuels | 8 |
| 1.3.2. Les fauteuils roulants électriques | 8 |
| 1.3.2.1. La naissance des fauteuils roulants électriques..... | 8 |
| 1.3.2.2. La commande des fauteuils roulants électrique | 10 |
| 1.3.2.3. Les fauteuils roulants automatisés | 11 |
| 1.4. Mode d'utilisation d'un fauteuil roulant électrique..... | 12 |
| 1.4.1. Joystick..... | 12 |
| 1.4.2. Circuits d'interface..... | 13 |
| 1.5. Principe de l'Asservissement du fauteuil roulant électrique..... | 14 |
| 1.6. Actionneurs électriques | 14 |
| 1.7. La situation des Handicapés moteur en Algérie..... | 15 |
| 1.7.1. L'Office National d'Appareillage et d'Accessoires pour personnes handicapées | 15 |
| 1.7.2. Les Fauteuils roulants électrique à Tlemcen (Algérie)..... | 16 |
| 1.8. Conclusion..... | 18 |

Chapitre 2: Description et modélisation du fauteuil roulant électrique

| | |
|--|----|
| 2.1. Modèle cinématique de la chaise | 19 |
| 2.1.1. Contraintes non holonomes | 19 |
| 2.1.2. Roulement sans glissement..... | 20 |

| | | |
|----------|--|----|
| 2.1.3. | Modélisation cinématique..... | 22 |
| 2.2. | Modélisation dynamique et Représentation d'état du FRE | 24 |
| 2.2.1. | Lois fondamentales de la mécanique | 24 |
| 2.2.2. | Formalisme de Lagrange | 26 |
| 2.2.3. | Modélisation dynamique du Fauteuil Roulant Electrique par l'approche Newtonienne | 27 |
| 2.2.4. | Nouvelle Représentation d'Etat du FRE..... | 30 |
| 2.3. | Description et modélisation de la MSAP..... | 31 |
| 2.3.1. | Introduction..... | 31 |
| 2.3.2. | Description de la MSAP | 31 |
| 2.3.2.1. | Machine synchrone à aimants permanents | 31 |
| 2.3.2.2. | Modélisation de la MSAP | 32 |
| 2.3.2.3. | Autopilotage | 36 |
| 2.3.2.4. | Principe de la commande vectorielle | 37 |
| 2.3.3. | Alimentation par convertisseur DC/AC..... | 38 |
| 2.3.3.1. | Modélisation de l'onduleur à deux niveaux..... | 38 |
| 2.3.3.2. | Stratégie de commande des onduleurs à deux niveaux | 39 |
| 2.3.3.3. | Commande MLI..... | 40 |
| 2.4. | Modélisation globale | 40 |
| 2.5. | Principe de différentiel Electronique..... | 41 |
| 2.6. | Conclusion..... | 43 |

Chapitre 3: Aspect théorique sur la commande non linéaire

| | | |
|--------|---|----|
| 3.1. | Théorie de Lyapounov..... | 44 |
| 3.2. | Commande par mode glissant | 46 |
| 3.2.1. | Choix de la surface de glissement..... | 46 |
| 3.2.2. | Fonction directe de commutation : condition de convergence..... | 47 |
| 3.2.3. | Fonction de Lyapunov | 47 |
| 3.2.4. | Définitions des grandeurs de commande | 47 |
| 3.2.5. | Application de la commande..... | 51 |
| 3.2.6. | Phénomène de broutement | 51 |
| 3.3. | Commande par Backstepping | 52 |
| 3.4. | Amélioration de la commande Backstepping | 55 |
| 3.4.1. | L'introduction du terme Intégral..... | 55 |
| 3.4.2. | Association de la commande Backstepping à la commande par mode Glissant | 56 |
| 3.5. | Conclusion: | 56 |

Chapitre 4: Commande linéaire de position du fauteuil roulant électrique

| | | |
|--------|--|----|
| 4.1. | La commande par PID..... | 57 |
| 4.2. | Découplage | 58 |
| 4.3. | Réglage du Fauteuil Roulant Electrique | 59 |
| 4.3.1. | Modèle linéaire monovariable..... | 59 |
| 4.3.2. | Le modèle simplifié | 59 |
| 4.3.3. | Le modèle global | 62 |
| 4.4. | Conclusion | 67 |

Chapitre 5: Commande non linéaire de position des fauteuils roulants électriques

| | | |
|----------|--|----|
| 5.1. | Commande non linéaire Backstepping appliquée au système FRE simplifié..... | 68 |
| 5.1.1 | Commande de position du FRE | 69 |
| 5.2. | Application de la commande non linéaire Backstepping au FRE (modèle globale) | 74 |
| 5.2.1. | Contrôle de position des roues | 74 |
| 5.2.1.1. | La Commande vectorielle avec réglage PI..... | 74 |
| 5.2.1.2. | Association de l'onduleur à la machine à aimants permanents..... | 74 |
| 5.2.1.3. | Commande vectorielle avec régulateur Backstepping | 79 |
| 5.3. | Etude de robustesse: | 90 |
| 5.4. | Conclusion | 99 |

Chapitre 6: Amélioration de la commande Backstepping

| | | |
|------|--|-----|
| 6.1. | Introduction de l'action Intégrale à la commande Backstepping pour le contrôle de position | 100 |
| 6.2. | Etude de robustesse de la commande Backstepping- Intégral..... | 112 |
| 6.3. | Combinaison des deux commandes Backstepping , mode glissant..... | 121 |
| 6.4. | Etude de robustesse de la commande Backstepping-Mode glissant..... | 129 |
| 6.5. | Etude comparative des commandes traitées | 138 |
| 6.6. | Conclusion | 139 |
| | Concusion Générale..... | 140 |
| | Annexe A..... | 142 |
| | Annexe B..... | 143 |
| | Références Bibliographiques..... | 145 |

Table des figures

Chapitre 1

| | | | |
|---|--|-------------------------|----|
| Figure 1. 1: PhilippeII d'Espagne,1595 | Figure 1. 2: Stephen Failer,1655 | 7 | |
| Figure 1. 3: Concepteur Italien,1770 | Figure 1. 4: Everest&Jennings,1933 | 7 | |
| Figure 1. 5: (a) : PRIMEO | (b) : EASY 300 | (c) : LS " Vivre-Debout | 8 |
| Figure 1. 6: (a) : ZEPHYR | (b) : MIRAGE | (c) : DRAGON VERTIC | 9 |
| Figure 1. 7: Différents type de FRE | | | 9 |
| Figure 1. 8: (a) : IBOT en position de deux roues | (b) : IBOT en position de descente d'escaliers | | 12 |
| Figure 1. 9: (a) Joystick standard | (b) Joystick au menton | | 13 |
| Figure 1. 10: Architecture de l'asservissement du fauteuil roulant électrique | | | 14 |
| Figure 1.11: Evolution du nombre des personnes handicapées moteurs par année | | | 16 |
| Figure 1.12: Quelques types de Fauteuils roulants distribués à Tlemcen | | | 13 |

Chapitre 2

| | |
|---|----|
| Figure 2. 1 : Caractérisation du roulement sans glissement | 21 |
| Figure 2. 2 : Représentation cinématique du fauteuil roulant électrique | 22 |
| Figure 2. 3 : Etablissement des coordonnées pour l'analyse de la dynamique du FRE | 27 |
| Figure 2. 4 : Représentation des forces et des couples agissant sur les deux roues motrices | 28 |
| Figure 2. 5 : Schéma équivalent de la MS dans le référentiel de Park | 34 |
| Figure 2. 6 : Schéma block de MSAP | 36 |
| Figure 2. 7 Schéma de principe d'autopilotage | 37 |
| Figure 2. 8 : Modèle de la Msap après découplage | 38 |
| Figure 2. 9 : Structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux | 38 |
| Figure 2. 10 : M.L.I à échantillonnage naturel | 40 |
| Figure 2. 11 Schéma synoptique du modèle globale (FRE+MSAP) | 41 |
| Figure 2. 12 : Cas d'un braquage à droite d'un fauteuil roulant électrique | 42 |

Chapitre 3

| | | |
|--|---------------------------------|----|
| Figure 3. 1 : Illustration de la définition intuitive de la stabilité | 45 | |
| Figure 3. 2 : Illustration de la définition formelle de la stabilité (i) Pour tout choix de la boule d'exigence $\mathbf{x} < \mathbf{R}$ il doit être possible de construire (ii) une sous boule de condition initiales $\mathbf{x}_0 < \mathbf{r}$ telle que (iii) pour toute condition initiale appartenant à cette sous boule, la trajectoire résultante reste emprisonnée dans la grande boule de taille \mathbf{R} . | 45 | |
| Figure 3. 3:Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface | 48 | |
| Figure 3. 4 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase | 49 | |
| Figure 3. 5 : La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min} | 50 | |
| Figure3. 6 : Allure de la fonction signe | 50 | |
| Figure 3. 7 : Fonction de saturation | Figure3. 8 : Fonction Sigmoides | 52 |

Chapitre 4

| | |
|--|----|
| Figure 4. 1: Principe du PID | 57 |
| Figure 4. 2 : Système de Découplage | 58 |
| Figure 4. 3: Boucle fermé du FRE avec PID pour le contrôle de position | 59 |
| Figure4.4. 1:Commande de position du système découplé à une entrée échelon | 60 |
| Figure 4. 4.2 :Commande de position du système découplé à une entrée rampe | 60 |

| | |
|---|----|
| Figure 4.4. 3: Contrôle de vitesse du système découplé à entrée échelon..... | 61 |
| Figure 4.4. 4. Contrôle de vitesse du système découplé a une entrée rampe..... | 61 |
| Figure 4. 5 : Schème bloc du modèle FRE+MSAP découplé,contrôle de position. | 62 |
| Figure 4.6. 1: Résultats de simulations du système globale découplé des grandeurs mécaniques et électriques à une entrée échelon(contrôle de position)..... | 63 |
| Figure 4.6. 2 : Résultats de simulations du système globale découplé des grandeurs mécaniques et électriques à une entrée rampe(contrôle de position)..... | 64 |
| Figure 4.7. 1 : Résultats de simulations du système globale découplé des grandeurs mécaniques et électriques à une entrée échelon(contrôle de vitesse)..... | 65 |
| Figure 4.7. 2 : Résultats de simulations du système globale découplé des grandeurs mécaniques et électriques à une entrée rampe(contrôle de position)..... | 66 |

Chapitre5

| | |
|--|----|
| Figure 5. 1: Schéma de principe de l'application de la commande Backstepping..... | 68 |
| Figure 5. 2 : Schéma Block de l'application du régulateur Backstepping au FRE..... | 72 |
| Figure 5. 3 : Le mouvement des deux roues (contrôle de position)..... | 73 |
| Figure 5. 4: Le mouvement des deux roues (contrôle de vitesse)..... | 73 |
| Figure 5. 5 : Schéma de la commande par Backstepping appliquée au modèle globale du FRE, avec deux actionneurs MSAP sous pilotage vectoriel (PI). | 78 |
| Figure 5. 6: schéma de l'application de la commande Backstepping au système global, cas de l'insertion de l'onduleur de tension. | 79 |
| Figure 5.7. 1: Résultats de simulation de la commande Backstepping sans et avec onduleur respectivement pour le réglage de position (cas des grandeurs mécaniques)..... | 80 |
| Figure 5.7. 2: Résultats de simulation de la commande Backstepping sans onduleur pour le réglage de position (cas des grandeurs électriques)..... | 81 |
| Figure 5.7. 3:Résultats de simulation de la commande Backstepping avec onduleur pour le réglage de position (cas des grandeurs électriques)..... | 82 |
| Figure 5. 8: Schéma de la commande par Backstepping appliquée à la MSAP avec pilotage vectoriel ($V_{dr,l}$ Backstepping)..... | 83 |
| Figure 5.9. 1: Résultats de simulation de la commande Backstepping cas des grandeurs mécaniques pour un régulateur Backstepping assurant la commande vectorielle (Réglage de position)..... | 84 |
| Figure 5.9. 2: Résultats de simulation de la commande Backstepping sans onduleur, cas des grandeurs électrique pour un régulateur Backstepping assurant la commande vectorielle (Réglage de position)..... | 85 |
| Figure 5.9. 3: Résultats de simulation de la commande Backstepping avec onduleur, cas des grandeurs électrique pour un régulateur Backstepping assurant la commande vectorielle (Réglage de position)..... | 86 |
| Figure 5.10. 1: Résultats de simulation de la commande Backstepping pour le réglage de vitesse sans et avec onduleur (cas des grandeurs mécaniques)..... | 87 |
| Figure 5.10. 2:Résultats de simulation de la commande Backstepping pour le réglage de vitesse sans onduleur (cas des grandeurs électriques)..... | 88 |
| Figure 5.10. 3 : Résultats de simulation de la commande Backstepping pour le réglage de vitesse avec onduleur (cas des grandeurs électriques)..... | 89 |
| Figure 5. 11 : Evolution des grandeurs (courant, couple, vitesse) pour une variation du paramètre T de 1.37 à 5.01 (ψ varie entre 10° à 40°)..... | 91 |
| Figure 5. 12: Evolution des grandeurs (courant, couple, vitesse) pour une variation du paramètre M de 210kg à 50 kg..... | 92 |
| Figure 5.13.a, b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de R_s | 94 |
| Figure 5.14. a,b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de L_s | 96 |

Figure 5.15.a,b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de J.....98

Chapitre 6

| | |
|---|-----|
| Figure 6.1. 1 : Résultats de simulation de la commande Backstepping amélioré par l'action Intégrale sans et avec onduleur (réglage de position , cas des grandeurs mécaniques)..... | 106 |
| Figure 6.1. 2 : Résultats de simulation de la commande Backstepping amélioré par l'action Intégrale sans onduleur (réglage de position , cas des grandeurs électriques)..... | 107 |
| Figure 6.1. 3 : Résultats de simulation de la commande Backstepping amélioré par l'action Intégrale avec onduleur (réglage de position , cas des grandeurs électriques)..... | 108 |
| Figure 6.2. 1: Résultats de simulation de la commande Backstepping amélioré par l'action Intégrale sans et avec onduleur (réglage de vitesse , cas des grandeurs mécaniques)..... | 109 |
| Figure 6.2. 2: Résultats de simulation de la commande Backstepping amélioré par l'action Intégrale sans onduleur (réglage de vitesse, cas des grandeurs électriques)..... | 110 |
| Figure 6.2. 3: Résultats de simulation de la commande Backstepping amélioré par l'action Intégrale avec onduleur (réglage de vitesse , cas des grandeurs électriques)..... | 111 |
| Figure 6.3: Evolution des grandeurs (courant, couple, vitesse) pour une variation du paramètre T de 1.37 à 5.01 (ψ varie entre 10° à 40°)..... | 113 |
| Figure 6.4 : Evolution des grandeurs (courant, couple, vitesse) pour une variation du paramètre M de 210kg à 50 kg..... | 114 |
| Figure 6.5.a ,b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de Rs..... | 115 |
| Figure 6.6.a,b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de Ls..... | 118 |
| Figure 6.7.a,b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de J..... | 120 |
| Figure 6.8. 1: Résultats de simulation de la combinaison Backstepping -mode glissant sans et avec onduleur (commande de position, cas des grandeurs mécaniques)..... | 123 |
| Figure 6.8. 2: Résultats de simulation de la combinaison Backstepping -mode glissant sans onduleur (commande de position, cas des grandeurs électriques)..... | 124 |
| Figure 6.8. 3: Résultats de simulation de la combinaison Backstepping -mode glissant avec onduleur (commande de position, cas des grandeurs électriques)..... | 125 |
| Figure 6.9. 1: Résultats de simulation de la combinaison Backstepping -mode glissant sans et avec onduleur (commande de vitesse, cas des grandeurs mécaniques)..... | 126 |
| Figure 6.9. 2: Résultats de simulation de la combinaison Backstepping -mode glissant sans onduleur (commande de vitesse, cas des grandeurs électriques)..... | 127 |
| Figure 6.9. 3: Résultats de simulation de la combinaison Backstepping -mode glissant avec onduleur (commande de vitesse, cas des grandeurs électriques)..... | 128 |
| Figure 6.10 : Evolution des grandeurs (courant, couple, vitesse) pour une variation du paramètre T de 1.37 à 5.01 (ψ varie entre 10° à 40°)..... | 130 |
| Figure 6.11 : Evolution des grandeurs (courant, couple, vitesse) pour une variation du paramètre M de 210kg à 50 kg..... | 131 |
| Figure 6.12.a,b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de Rs..... | 133 |
| Figure 6.13.a,b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de Ls..... | 135 |
| Figure 6.14.a,b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de J..... | 137 |
| Figure 6.15 : Variation de l'erreur quadratique pour les trois commandes de vitesse du FRE..... | 138 |
| Figure 6.16: Variation de l'énergie fournie pour les trois commandes de position et de vitesse du FRE..... | 139 |

Liste des Tableaux

| | |
|---|-----|
| Tableau 5.1 : Paramètres de la commande pour le réglage de position et de vitesse (Backstepping)..... | 79 |
| Tableau 6.1 : Paramètres de la commande pour le réglage de position et de vitesse (Backstepping Intégrale)..... | 105 |
| Tableau 6.2 : Paramètres de la commande pour le réglage de position et de vitesse (Backstepping-Mode glissant)..... | 112 |

Notation

C_a : Coefficient de frottement de l'armature.

$C_r(C_l)$: Couple exercées sur les mouvements.

$C_{Fr}(C_{Fl})$: Couple exercé sur le mouvement de rotation des roues motrices

$c_r(c_l)$: Couple généré par les deux moteurs droite et gauche.

C_w : Coefficient de frottement visqueux.

f : Coefficient de frottement visqueux.

$f_{rd}(f_{ld})$: Forces de frottements.

$F_r(F_l)$: Forces de réaction des roues sur terre.

f_n : Fréquence d'alimentation .

g : La gravité.

I_n : Courant nominale

J : Moment d'inertie du FRE autour de l'axe Z.

J_a : Moment d'inertie de l'armature (moteur+réducteur).

J_w : Moment d'inertie de la roue.

J_1 : Moment d'inertie du rotor

L : La distance entre les deux roues.

l : Gauche.

L_d : Inductance statorique selon l'axe d

L_q : Inductance statorique selon l'axe q

M : La masse totale (FRE+opérateur).

m_w : La masse de la roue.

N_n : Vitesse de rotation nominale

p : Nombre de paire de pôles

P_n : Puissance nominale

r : Droite.

R_s : Résistance statorique

R : Le rayon des roues.

$\alpha_{mr}(\alpha_{ml})$: L'angle de rotation des deux moteurs droite et gauche respectivement.

$\alpha_r(\alpha_l)$: L'angle de rotation des deux roue droite et gauche respectivement.

σ : Le ratio.

Abréviation

DAS : Direction de l' Action Sociale.

FRE : Fauteuil Roulant Electrique.

MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents.

ONNAPH : Office National d' Appareillage et d' Accessoire pour personnes handicapées.

« Le savant est l'homme pour lequel s'opère facilement la distinction entre la franchise et le mensonge dans les paroles, entre la vérité et l'erreur dans les convictions, entre la beauté et la laideur dans les actes ».

*L'Emir Abd el-Kader
[Lettres aux Français]*

Les domaines d'application de l'automatique sont très nombreux (la mécanique, l'électricité, la chimie, l'économie,...etc). La modélisation est basée sur les lois physiques (bilan de matière, bilan d'énergie, relation de cause à effet, ...etc) qui relient entre elles un certain nombre de grandeurs : les entrées qui reflètent les actions subies par le système de la part de son environnement extérieur, les sorties qui représentent les actions du système sur son environnement extérieur et les mesures extraites du système, et enfin l'état qui décrit le système à un instant donné. Ces lois doivent être les plus complètes possibles et représentent tous les modes de fonctionnement possibles, ainsi que toutes les interactions entre les différents modes et grandeurs. Devant la complexité de la tâche pour certains systèmes, l'automaticien est souvent amené, à partir de considérations physiques, à considérer certaines classes de systèmes manipulables par des outils mathématiques existants. Des restrictions structurelles (linéaires vis-à-vis de l'entrée, convexité, prépondérance d'une évolution par rapport à une autre, ...etc.) produisant des approximations de modèles sont parfois considérées et définissent des hypothèses vraies sur le modèle de base.

L'autonomie de déplacement d'une personne; c'est à dire sa capacité à se mouvoir sans assistance à l'intérieur de son domicile, se rendre à son travail, et plus globalement effectuer tous les déplacements de la vie quotidienne est une des pierres angulaires de son insertion dans la vie familiale, sociale et professionnelle. Une déficience motrice sévère, ou une déficience des membres inférieurs (paraplégie) ou des quatre membres (tétraplégie) ou demi membres (hémiplégie), qu'elle soit congénitale, traumatique, due à la maladie ou au vieillissement, va altérer cette autonomie de déplacement avec des conséquences non négligeables sur la vie de la personne. L'utilisation d'une technique qui est en relation indirecte avec la personne et son environnement est parfois suffisante pour rétablir la fonction déficiente. Elle est basée sur l'implantation de systèmes précis pour la restauration de mouvement, tels que les stimulateurs, les interfaces entre le cerveau et les prothèses articulaires. Mais dans de nombreux autres cas (amputation, lésion médullaire, Myopathie,...) la guérison ne peut être envisagée, ce qui fait appel à une autre technique plus classique. Elle est utilisée directement par la personne dans son espace personnel comme les orthèses et les fauteuils roulants.

Le fauteuil roulant électrique, étudié dans ce travail, est un robot de type unicycle à deux roues motrices placées en arrières, et deux roues folles pour assurer sa stabilité placées en avant. C'est un système électromécanique dont l'analyse complète fait appel conjointement aux disciplines principales suivantes :

- Mécanique : les transmissions, le procédé à régler.
- Electromécanique : le moteur à courant continu, la machine électrique synchrone ou asynchrone.
- Electronique de puissance : les convertisseurs de puissances et sources d'énergie.
- Automatique : la commande, l'observation et l'identification.
- Informatique : la supervision, le diagnostic.

Ce système "multidisciplinaire" peut se définir comme une chaîne d'asservissement. Augmenter alors globalement les performances d'une telle chaîne électromécanique passe obligatoirement par une approche système des problèmes. Néanmoins, dans le cadre de cette thèse, nous limiterons notre analyse aux méthodes de l'automatique appliquées à la commande de position du fauteuil roulant électrique menu d'actionneurs de type machine synchrone à aimants permanents (MSAP).

Comme méthodes de l'automatique : le contrôle linéaire, optimal, adaptatif, non linéaire et plus récemment robuste afin de tenir compte de la présence inévitable des incertitudes dans un contexte réel. Le problème rencontré est que dans le cadre de la commande des systèmes non linéaires, la question de l'applicabilité est primordiale, et une méthode générale n'existe pas. Tous les efforts consentis ces dernières années visent à élargir, le plus possible, l'ensemble des systèmes auxquels les méthodes sont applicables. Cet ensemble de systèmes est défini en termes de contraintes imposées aux non-linéarités des systèmes.

Dans cette thèse, nous allons présenter, la modélisation et la commande non linéaire par Backstepping du fauteuil roulant électrique menu de deux actionneurs de type MSAP, ces derniers sont alimentées par deux onduleurs de tension.

Afin de commander notre fauteuil roulant électrique, nous allons diviser notre travail en deux phases :

- La première constitue la synthèse de la commande qui est basée sur une approximation linéaire du modèle dynamique du fauteuil roulant électrique. Cette approche permet de découpler cette dynamique en deux boucles de type SISO, associée à deux entrées de commande dont le but est de faciliter l'étude du suivi de position.
- Dans la deuxième, nous allons traiter le cas multivariable du modèle simplifié en utilisant la commande par Backstepping. Afin de s'approcher encore plus du modèle réel, nous allons prendre en considération le modèle de l'actionneur MSAP (Machine synchrone à Aimants Permanents) qui génère les couples d'entrées du système. Le modèle sera fortement non linéaire, ce qui fait appel à utiliser des commandes non linéaires telles que le Backstepping, afin de contrôler la position du FRE (déplacement dans un environnement intérieur) et la vitesse (environnement extérieur). De même nous allons améliorer cette commande en ajoutant l'action intégrale, et la combiné avec une autre commande robuste celle par mode glissant.

La réalisation des deux phases précédentes va guider l'organisation de notre thèse qui commencera par un premier chapitre introductif dans lequel nous allons présenter quelques éléments de la littérature sur la commande de robot mobile, cité le contexte historique, les types de fauteuils roulants en intégrant les différentes contributions sur la modélisation et la commande, mode de contrôle(joystick), principe d'asservissement, et nous allons l'achevé par une description de la situation des handicapés moteurs en Algérie et plus particulièrement à Tlemcen.

Dans le deuxième chapitre, nous allons présenter un préliminaire mathématique dans lequel, nous donnons quelques notions utilisées dans ce manuscrit ainsi que les principales définitions, et théorèmes sur la stabilité au sens de Lyapunov. En raison des nombreuses contributions des dernières années, nous allons arrêter notre intérêt qu'aux points qui sont les plus directement liés à la commande de notre système FRE.

Le maillon fort de cette thèse est détaillé dans le chapitre 3 car la première étape lorsque l'on veut analyser puis commander un système, consiste à donner un bon modèle mathématique de celui-ci. Cela signifie que l'on doit disposer d'un modèle mathématique réalisant un compromis entre sa fidélité de comportement qualitatif et quantitatif et sa simplicité de mise en œuvre à des fins d'analyse

et de synthèse. Le deuxième terme de ce compromis implique que l'étape de modélisation entraîne obligatoirement des approximations et des simplifications afin de permettre une analyse des propriétés du modèle qui ne soit pas trop complexe et une procédure de synthèse de commande efficace. Cela nous mène à aborder dans ce présent chapitre la modélisation cinématique, dynamique, représentation d'état du fauteuil roulant électrique ainsi que la description et la modélisation de l'alimentation utilisée et finalement le principe du différentiel électronique.

Le quatrième chapitre consiste à étudier le problème de poursuite parfaite d'une position de référence. Pour la résolution de ce problème, nous allons proposer, dans un premier temps, une commande classique linéaire PI, PID dans les deux cas modèle simplifié et modèle global par l'intégration de l'actionneur (MSAP). Les résultats de simulations vont nous permettre de visualiser les performances de notre système commandé.

Dans le cinquième chapitre, nous allons traiter le réglage du système global en utilisant la commande non linéaire, Backstepping, dans les deux cas: système multivariable linéaire et non linéaire (FRE+MSAP) pour le contrôle de position et de vitesse. Nous allons ajouter par la suite la partie onduleur et effectuons des tests de robustesse. Les résultats de simulations vont nous permettre de visualiser les performances de notre système commandé.

Dans le dernier chapitre, nous allons améliorer la commande par Backstepping en introduisant l'action intégrale dans un premier temps, en suite une combinaison avec la commande par mode glissant dans le second. Une étude de robustesse de ces deux commandes est faite par la suite en variant différents paramètres qui ont un impact sur le système global. Et pour une comparaison plus poussée nous allons ajouter un test permettant de mesurer l'erreur quadratique de position ainsi que l'énergie fournie. L'ensemble de ces résultats va nous permettre de comparer les trois méthodes de commande appliquées au modèle global du FRE.

*Je n'ai pas de talents particuliers.
Je suis juste passionnément curieux.
Einstein, Albert*

Dans ce premier chapitre introductif, nous présentons quelques éléments de la littérature sur la commande de robots mobile. Nous citons en outre le contexte historique, et les types des Fauteuils Roulants en intégrant les différentes contributions sur la modélisation et la commande. Nous décrivons aussi les systèmes sous actionné et leur principe dans cette première partie. Comme deuxième partie, nous exposons le mode de commande du fauteuil roulant électrique tout en se basant sur le principe du joystick.

En suite, nous décrivons le principe de l'asservissement de notre système et plus précisément les actionneurs adaptés aux fauteuils roulants électriques. Cette étude bibliographique nous a permis à la fin de déduire lesquelles des méthodes de commande et de pilotage les mieux adaptées à nos robots mobiles. Nous achevons ce chapitre par une description de la situation des handicapés moteurs en Algérie et plus particulièrement à Tlemcen.

1.1. La robotique mobile en bref

La robotique mobile cherche depuis des années à rendre une machine mobile autonome face à son environnement pour qu'elle puisse sans intervention humaine accomplir les missions qui lui sont confiées. Le spectre des missions que les roboticiens veulent voir accomplir par leurs machines est immense : exploration en terrain inconnu (Wu et al., 1996), manipulation d'objets (Hong et al., 1997), assistance aux personnes handicapées (Bühler et al., 1995), transport automatisé, etc. De grand progrès ont été accomplis dans tous les domaines de la robotique : perception et modélisation de l'environnement (Wu et al., 1996), commande automatique des actionneurs, navigation et planification de mouvements, ordonnancement de tâches, gestion de l'énergie, etc.

Bien souvent, quand on parle de robotique mobile, on sous entend robots mobiles à roues. Ce sont en effet les systèmes les plus étudiés, parce qu'ils sont plus simples à réaliser que les autres types de robots mobiles, ce qui permet d'en venir plus rapidement à l'étude de leur navigation. Ce type de robots est notamment très souvent utilisé pour l'étude des systèmes autonomes. L'appellation " robot mobile " désigne généralement un véhicule équipé de capacités de perception, de décision et d'action qui lui permettent d'agir de manière autonome ou semi-autonome dans un environnement complexe, parfois évolutif, partiellement connu ou inconnu, et d'exécuter les tâches programmées sans intervention humaine ou avec une intervention réduite.

Il existe deux principaux modes de fonctionnement pour un robot mobile: télé-opéré et autonome. En mode télé-opéré (Zerfa, 2009), une personne pilote le robot à distance. Elle donne ses ordres via une interface de commande (joystick, clavier...), et ceux-ci sont envoyés au robot via un lien de communication (internet, satellite ...). Le robot doit donc obéir aux ordres de l'opérateur qui perçoit l'environnement autour du robot, par différents moyens (camera, radar...), de manière à donner des ordres adaptés au robot. A l'inverse, en mode autonome (Bilgic et al., 1995 ; Siegw et Nourbakhsh , 2004) le robot doit prendre ses propres décisions. Cela signifie qu'il doit être capable à la fois de percevoir correctement son environnement, mais également de savoir comment réagir en conséquence, suivant le niveau d'autonomie. C'est à lui d'envisager son parcours et de déterminer avec quels mouvements il va atteindre son objectif.

Cette notion d'autonomie prise en exemple ci-dessus, que nous pourrions qualifier de décisionnelle, ne doit pas être confondue avec celle d'autonomie énergétique (capacité du robot à gérer efficacement son énergie, à la préserver, voire à se ravitailler), même si ces deux notions sont étroitement liées : idéalement une des préoccupations principales d'un robot mobile totalement autonome (du point de vue décisionnel), serait en effet de pouvoir gérer de lui-même ses réserves d'énergie. (Zerfa, 2013)

1.1.1 Classes des robots mobiles à roues

Pour déplacer un robot mobile sur une surface, il faut au moins deux degrés de liberté, donc deux moteurs. Et c'est aussi la combinaison du choix des roues et de leur disposition qui confère à un robot son mode de locomotion propre (Siegw et Nourbakhsh , 2004 ; Bräunl, 2008), on rencontre principalement trois types de robot :

- Robot uni-cycle : Actionné par deux roues indépendantes et possédant éventuellement un certain nombre de roues folles assurant sa stabilité ;
- Robot tricycle (et de type voiture qui partagent des propriétés cinématiques proches) : Constitué de deux roues fixes de même axe et d'une roue centrée orientable placée sur l'axe longitudinal du robot. Le mouvement est conféré au robot par deux actions (la vitesse longitudinale et l'orientation de la roue orientable) ;
- Robot omnidirectionnel : Un robot mobile est dit omnidirectionnel si l'on peut agir indépendamment sur les vitesses (vitesse de translation selon les axes x et y et vitesse de rotation autour de z). D'un point de vue cinématique il n'est pas possible avec des roues fixes ou des roues centrées orientables. On peut en revanche réaliser un robot omnidirectionnel en ayant recours à un ensemble de trois roues décentrées orientables ou de trois roues suédoises disposées aux sommets d'un triangle équilatéral.

1.1.2 Non holonomie et systèmes sous actionnés

En robotique mobile, une plateforme est dite holonome lorsque le nombre de degrés de libertés contrôlables est égal au nombre total de degrés de liberté. Pour un robot se déplaçant sur un plan, il y a 3 degrés de liberté (deux translations et une rotation). A partir d'une position donnée, une plateforme holonome devra donc pouvoir se déplacer en avant, sur le coté et tourner sur elle-même. Cette capacité permet de contrôler très simplement le robot car tous les déplacements imaginables sont réalisables, Exemple (le cas des robots omnidirectionnels). (Zerfa, 2013)

Un système mécanique sous actionné est défini par le fait que l'espace constitué par le vecteur commande est inférieur à la dimension de l'espace de configuration du système mécanique. En d'autre termes, un système mécanique est dit sous-actionné lorsque le nombre de commandes est inférieure au nombre de degrés de libertés du système. Une caractéristique équivalente des systèmes sous-actionnés est qu'ils possèdent une dynamique non-intégrable décrivant une accélération.

Différentes recherches ont été menées dans ce domaine. La première concerne l'amélioration de la commande de systèmes de véhicules sous-actionnés. Tout d'abord, pour le même espace de configuration, un système pleinement actionné nécessite plus de commandes que s'il est sous-actionné. Ce qui augmente le prix et le poids du système. Trouver un moyen pour commander une version d'un système sous-actionné, permettrait d'éliminer certains des dispositifs de commande d'améliorer la performance globale, ou de réduire le coût de construction du véhicule. La deuxième raison pratique pour laquelle nous étudions les systèmes sous-actionnés est que le sous-actionnement

fournit une technique de commande pour la sauvegarde des systèmes sous-actionnés. (Ghommam, 2008).

Les Systèmes sous-actionnés existent dans une large gamme d'applications en temps réel tels que l'aérospatiale (Tian et al., 2010), la robotique (Oryschuk et al., 2009 ; Muniandy et al., 2012), véhicules sous-marins (Woods et al., 2012; Aguiar et Hespanha, 2007) et les systèmes flexibles (Ge et al., 1996) . Un système peut devenir sous-actionné en raison de sa dynamique inhérente (Hussein et Bloch, 2008), induites par la méthode de conception réelle (Spong, 1995), un dysfonctionnement d'actionneurs, induites artificiellement pour l'expérimentation et le but de la recherche ou le modèle mathématique utilisé pour le processus de conception (Spong, 1997). Comme les systèmes sous-actionnés exigent un petit nombre d'actionneurs, de leur coût et la complexité sont bas et consomment moins d'énergie. Les recherches portant sur l'étude, l'analyse et le contrôle des systèmes sous-actionnés ont été menées depuis longtemps (Fierro et Lewis, 1998 ; Spong, 1998 ; Chen et Huang, 2012 ; Adhikary et Mahanta ; 2013).

La diversité des systèmes sous-actionnés en robotique est une source de développements importants pour l'automatique, dans la mesure où la commande de ces systèmes donne souvent lieu à des problèmes qu'on ne peut pas résoudre avec des techniques classiques.

La littérature sur les systèmes non-holonomes et sous-actionnés est extrêmement vaste, et mérite un très long aperçu. Le lecteur pourra trouver dans (Kolmanovsky et McClamroch, 1995) une excellente étude sur ce domaine. On pourra aussi voir (Wen, 1996) pour un exposé plus rapide des concepts clés sur les types de commande des systèmes non-holonomes. La référence (Wen, 1996), guide le lecteur à travers les différentes définitions de non-holonomie, en commençant par le plus classique des concepts du domaine de la mécanique pure, exposent les problèmes liés à la cinématique des systèmes non- holonomes. (Jawhar Ghommam, 2010).

La place importante réservée aux véhicules non-holonomes et sous-actionnés dans les applications robotiques repose en partie sur l'existence de stratégies de commande simples et robustes pour stabiliser des trajectoires de références. (Morin et Samson, 2004)

1.2. Les fauteuils roulants dans l'histoire

Les premières traces de ce qui peut ressembler à un fauteuil roulant datent de 1420 mais plus sûrement de 1595 avec la chaise du Roi d'Espagne Philippe II (Figure 1.1). En 1650 Stéphane Failer, un horloger allemand paraplégique, réalise un siège à trois roues avec une manivelle à axe horizontal permettant l'autopropulsion (Figure 1.2). Il faudra attendre 1770 pour qu'un concepteur italien fabrique un fauteuil avec deux grandes roues à l'avant et sur lesquelles l'utilisateur prend manuellement appui. Au début de notre siècle, le fauteuil roulant reste avant tout un siège relativement immobile et lourd, totalement inadapté à une quelconque pratique sportive. Le fauteuil roulant en bois du président Roosevelt est exposé à "Little White House", la maison qu'il a fait construire sur le site de la fondation "Roosevelt Warm Springs Institute for Rehabilitation" près d'Atlanta, destinée à l'origine à la rééducation des victimes de la polio (Figure 1.3). Les premiers fauteuils étaient alors conçus comme des véhicules pour le transport des patients et ils sont apparus à ce titre à côté des instruments chirurgicaux dans les catalogues de matériel médical.

En 1933, Herbert Everest, paralysé à la suite d'un accident, a construit avec l'aide de son plus proche voisin, Harry Jennings, le premier fauteuil roulant tel qu'on le reconnaît aujourd'hui : "L'Everest and Jennings Standard Universal Wheelchair" (Figure 1.4) (Peron, 2010 ; De Saint Remy, 2005 ; Wells, 1970)



Figure 1. 1 : Philippe II d'Espagne, 1595



Figure 1. 2 : Stephen Failer, 1655



Figure 1. 3 : Concepteur italien 1770



Figure 1. 4 Everest & Jennings, 1933

1.3. Fauteuils roulants d'aujourd'hui

A partir des années 80, les évolutions de la technologie ont révolutionné la conception et la fabrication des fauteuils roulants. Nouveaux matériaux, nouveaux types de roulement, la réduction du poids est un facteur clé.

Etant donné l'hétérogénéité des personnes à mobilité réduite (type d'handicap, taille, poids, situation sociale,...), aucun modèle de fauteuils roulants actuels ne peut répondre aux besoins de tous les utilisateurs. D'où la nécessité d'avoir plusieurs types de fauteuils roulants (Brahim et al., 2014 ; Smith et al., 1995)

Les fauteuils roulants, actuellement commercialisés, sont répartis en trois classes : manuels, électriques, automatisés.

1.3.1. Les fauteuils roulants manuels

Dans cette classe, on distingue trois catégories différentes, à savoir les fauteuils pliants classiques (Figure 5 (a)), les fauteuils pliants de haut de gamme (Figure 5 (b)) et les fauteuils verticalisateurs (Figure 5 (c)). (la Fondation Garches, 2010 ; Brahim et al., 2014)

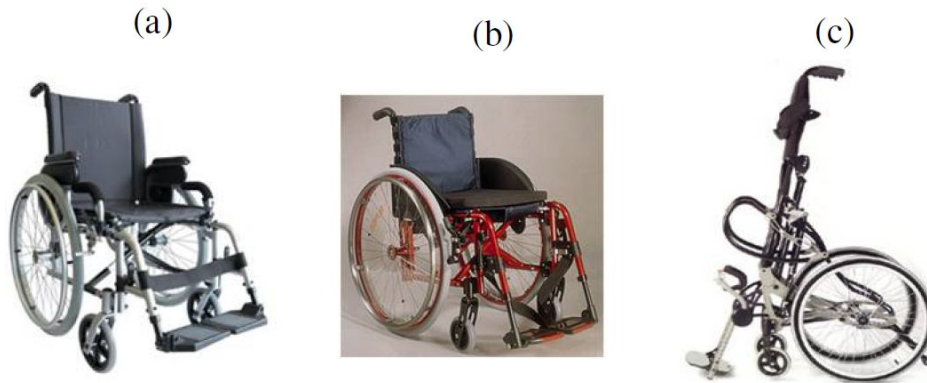


Figure 1. 5 : (a) : PRIMEO

(b) : EASY 300

(c) : LS " Vivre-Debout

1.3.2. Les fauteuils roulants électriques

Dans le cas des déficiences motrices les plus sévères où la conduite d'un fauteuil roulant manuel est impossible, le fauteuil roulant électrique est préinscrit.

1.3.2.1. La naissance des fauteuils roulants électriques

Les fauteuils roulants électriques (FRE) s'appartiennent aux classes des systèmes sous actionné, ayant moins de nombre d'entrées de commande que les degrés de liberté disponibles sont connus comme les systèmes sous-actionnés.

Le premier fauteuil roulant électrique a été mis au point au Canada au début du 20^{ème} siècle, mais il a fallu attendre les années 60 avec des découvertes technologiques telles que les microprocesseurs pour obtenir la fiabilité nécessaire à leur utilisation.

Les fauteuils de cette classe sont actionnés par des moteurs et peuvent être utilisés à l'intérieur ou à l'extérieur (Salatin et al., 2010). On distingue, dans cette classe, trois catégories différentes, à savoir les fauteuils électriques à châssis fixe (Figure 6 (a)), les fauteuils électriques à châssis pliant (Figure 6 (b)) et les fauteuils à verticalisation électrique (Figure 6 (c)).(Brahim et al., 2014 ; la Fondation Garches, 2010)



Figure 1. 6 (a) : ZEPHYR

(b) : MIRAGE

(c) : DRAGON VERTIC



STORM 4 (Invacare)



NEMO (Meyra)



STORM 3 Lift (Invacare)



C500 VS (Permobil)



TOP CHAIR-S (Topchair)

Figure 1. 7 : Différents type de FRE

1.3.2.2. Commande des fauteuils roulants électriques

Dans le cadre de la conduite d'un fauteuil par un utilisateur handicapé, il est nécessaire que celui-ci soit maître de son véhicule. Cependant sa situation d'handicapé physique ne lui permet pas de définir avec précision ce mouvement, ni de le maintenir longuement. Pour ces raisons, la machine peut lui apporter une assistance sur deux plans :

– La définition du mouvement à imposer au fauteuil est réalisée à l'aide d'une interface (joystick ou système à balayage (Pruski et al., 2001) qui, en général et selon le handicap, traduit l'action à générer en terme de direction.

Le fauteuil prend à sa charge l'évaluation de la pertinence de cette information et la traduit en comportement à effectuer. La demande de l'utilisateur est traduite en comportement afin de garantir au système une plus grande stabilité dans la commande et une meilleure gestion des erreurs de définition.

– La planification du mouvement globale est déterminée entièrement par l'utilisateur, par contre, le fauteuil vient assister la personne dans la reproduction des chemins fréquemment employés. Si à la sortie d'une pièce particulière l'utilisateur a l'habitude d'aller dans une direction, il serait intéressant que le système rende cette direction privilégiée en évitant ainsi la nécessité d'établissement d'une nouvelle commande de direction. (Grasse, 2007 ; Ballaz, 2007 ; Amouri-Jmaiel ; 2012).

La littérature offre une infinité de travaux sur les fauteuils roulants électrique (FRE) pour atteindre différents objectifs afin d'assurer le confort à l'utilisateur. Notre but n'est pas de donner un bilan complet, mais simplement de mettre en lumière les principales contributions dont certaines ont été sources de notre réflexion.

Les deux points majeurs dans cette thèse se fondent sur la modélisation et le contrôle des FRE. Ce qui nous a mené à focaliser notre recherche sur les deux approches de modélisation : Newtonienne (Fuji and Wada 2003,2005 ; Wang et al., 2009 ; Heo, 2013 ; Velazquez et al., 2014),et Lagrangienne (Makfarlan et al., 1972 ; Kacijan et al., 2004 ; Miyata et al., 2008 ; Saadatzi et al.,2010-2012 ; Huichao et al., 2014 ; Dinale et al., 2015).

En réunissant leurs efforts, les ingénieurs et les scientifiques ont développé plusieurs théories de contrôle comprenant le contrôle linéaire, optimal, adaptatif, non linéaire et plus récemment robuste afin de tenir compte de la présence inévitable des incertitudes dans un contexte réel. Plus précisément dans le domaine de la robotique mobile, différentes contributions s'avèrent sur les fauteuils roulants électriques, parmi eux:

Fuji et Wada 2003, 2005 ; ont développé une modélisation dynamique en conformité avec les résultats empiriques sur la stratégie de manipulation du FRE par le pilote. Le modèle global FRE+Pilote est commandé par un régulateur classique PI.

Brown et al., 1999 ; ont appliqué la théorie du contrôle optimal en développant un régulateur PID avec des gains auto-adaptatifs par le pilote. Le système global est commandé par un régulateur PI classique. Aussi Kuc et al., 2001 ; Oriolo et al., 2002 ; ont inséré le contrôleur classique PID pour chaque moteur du robot.

Ruei et al., 2000 ; ont présenté un modèle qui décrit un flux d'informations entre les commandes de conduite et la vitesse des roues, il est composé de trois fonctions: l'interprétation de commande, l'estimation de la vitesse, et les blocs d'asservissement de vitesse. Ces dernières sont configurées par la programmation FPGA.

Johnson et al., 1986 ; ont utilisé aussi un contrôleur adaptative afin d'implémenter un micro ordinateur sur le fauteuil roulant électrique. De même Shung et al., 1983; décrit un modèle informatique d'un FRE et son circuit de commande de moteur.

Yu et al., 2003 ; sont inclus dans le groupe de chercheurs qui ont travaillé sur la commande adaptative. La commande par régulateur flou a connue un grand essor dans tous les domaines y compris la robotique plus précisément les robots à deux roues (Murakami et al., 2009)(Kar et al., 2006)(Tanohata et Seki, 2010). Chy et al., 2014 ; ont élaboré une approche de contrôle de traction en fonction de la réduction de la vitesse désirée pendant le glissement du FRE.

Zou et Hou, 2006 ; ont proposé une stratégie de contrôle qui combine entre cinématique et la dynamique basée sur le contrôle non linéaire par retour d'état et la logique floue afin de résoudre les problèmes de stabilité et de suivi de trajectoire. D'autres chercheurs ont appliqué les commandes robustes tel que le Mode glissant (Ngugen, 2010-2011 ; Yan et Kim, 1999), aussi la commande par Backstepping (Dougkyoung et al., 2010 ; Huichao et al., 2012) afin d'améliorer les performances du FRE et la garantie du suivi de trajectoire.

En revanche, les observateurs ont aussi leur places dans ce domaine comme DOB Disturbance observer (Saadatzi, 2012) ; SPADO Disturbance Observer for a Robust Control (Dinale et al., 2015) appliqué sur les FRE

1.3.2.3. Les fauteuils roulants automatisés

L'application des méthodes de la robotique mobile sur les fauteuils roulants électriques, permet aux utilisateurs qui ne disposent pas de la possibilité d'utiliser des fauteuils roulants standards de bénéficier d'un dispositif avec des fonctionnalités automatiques. Le concept de fauteuil roulant intelligent (IW) est une évolution naturelle du travail scientifique qui a été menée pour améliorer les caractéristiques de fauteuils roulants traditionnels.

D'importants travaux Bourhis et Moumen, 1993 ; Jaros et al., 1993 ; Agostini et Bourhis, 1995 ; Bell et al., 1994 ; Bühler et al., 1995 ; Mokhtari, 1997 ; proposent des solutions de coopération intelligente et efficace entre l'homme et un ensemble de fonctions automatiques embarquées, telles que le suivi de mur, l'évitement d'obstacles ou encore le passage de portes. Ces solutions hybrides, entre le tout manuel et le tout automatique, peuvent ainsi prendre en compte la complexité des environnements naturels de déplacement. L'intégration des commandes motrices, ou odométrie, permet de disposer d'une estimation de la position du véhicule, qui doit être recalée à intervalles réguliers avec la position réelle (Bell et al., 1994 ; Mallet et Schöner, 2000)

Avec le développement technologique, le fauteuil roulant intelligent ne cesse d'évoluer, dont un sous-système sensoriel (un module de navigation et de contrôle et d'une interface homme-machine) s'intègre, pour guider le fauteuil roulant en mode automatique ou semi-automatique. (Bourhis et al. 2001; Parikh et al., 2007 ; Sahnoun, 2007 ; Mazo et al., 2008; Zengo et al., 2008; Méliani, 2009 ; De la Cruz et al., 2010, Faria et al., 2014). Tous les fauteuils roulants cités auparavant demeurent incapables d'assurer à la fois confort et l'autonomie parfaite à l'utilisateur surtout dans certaines situations: déplacement debout, passage d'obstacles, etc.

Pour surmonter ces limitations, plusieurs idées sont émergées ces dernières années mais qui n'ont pas dépassé le stade de prototype à cause de leur manque d'efficacité. Le seul fauteuil automatisé qui a pu être commercialisé grâce à sa nouvelle technologie était l'IBOT (Figure 1.8)(Samuels, 2001 ; Scott, 2006). Ce fauteuil roulant a été développé par l'inventeur américain Dean Kamen et

commercialisé par " Johnson & Johnson "([Ibot, 2004](#)). Il est équipé d'un certain nombre de dispositifs qui le distingue de la plupart des fauteuils roulants actionnés, à savoir :

- Il permet à l'utilisateur d'être à la même hauteur que son interlocuteur.
- Il assure un déplacement sur différents types de terrains (trottoirs, escaliers, sable, gravier, etc).
- Il fonctionne à batteries.

Cependant il présente quelques limitations telles que :

- Il n'est pas adapté aux enfants, ni aux personnes trop fortes.
- Il ne permet pas la verticalisation.
- Il est très encombrant : trop volumineux pour entrer dans une voiture par exemple.
- Il coûte relativement cher (environ 18000 Euros) et il n'est pas remboursé par les assurances. ([Brahim et al., 2014](#))



Figure 1. 8 : a) : IBOT en position de deux roues (b) : IBOT en position de descente d'escaliers

1.4.Mode d'utilisation d'un fauteuil roulant électrique

Le plus couramment, la commande d'un fauteuil est aujourd'hui laissée à l'initiative de l'humain qui au moyen d'un joystick précise le cap (avant, arrière, gauche, droite) ainsi que l'amplitude de la vitesse désirée. Un tel contrôle continu de la trajectoire demande néanmoins de l'entraînement et une certaine concentration.

1.4.1. Joystick

Les joysticks sont devenus l'interface utilisateur idéale d'un grand nombre de systèmes de commande industriels à hautes performances ([Miller et Slack, 1995](#)), ([Simpson, 2005](#)). Ils apportent la souplesse et la précision dont ont besoin les concepteurs et les utilisateurs, dans des applications aussi diverses que les caméras de surveillance, les fauteuils roulants motorisés, les engins de chantier ou les sous-marins.

Une étude clinique, ([Fehr et al., 2000](#)), montre que 81% des fauteuils électriques standard sont conduit par un joystick classique (Fig. 1.9-a) et que 9% utilisent un joystick au menton ou à la tête (Fig. 1.9-b) Sur table ; Au pied ; Au souffle ; A la nuque.

L'avantage de ce type de commande est la manière intuitive dont on l'utilise. Cependant, il nécessite une certaine dextérité et un contrôle continu, ce qui le rend difficilement utilisable aux personnes atteintes de certains types de déficiences lourdes. Des interfaces utilisant le joystick ont été développées pour des fauteuils intelligents, comme dans ([Pergandi et al., 2006](#) ; [Asghari Oskoei et Hu,](#)

2008 ; Nyabundi et al., 2009a et 2009b ; Hadj Abdelkader, 2011 ; Rosman et al., 2011 ; Leichman, 2012).



Figure 1. 9 : (a) Joystick standard (b) Joystick au menton

L'existence de catégories de personnes d'aide à mobilité réduite qui ne peuvent pas contrôler leurs prototypes en utilisant leurs mains, a motivé quelques chercheurs (Wang et al., 1997; Matsumoto et al., 2001 ; Simpson et Levine, 2005 ; Felzer et al., 2007 ; Fezazi et al., 2007 ; Purwanto et al., 2009 ; Wei et al., 2010 ; ur Réhman, 2010 ; Kim et al., 2012 ; Halawani et al., 2012 ; Peixoto et al., 2013) de proposer différentes solutions afin de résoudre ce problème.

Ce bloc de commande peut être placé à la demande, à gauche ou à droite du fauteuil. Il doit être amovible et, dans tous les cas, réglable d'avant en arrière et, éventuellement, latéralement pour permettre l'utilisation fonctionnelle d'accoudoirs crantés.

Il doit comprendre au minimum : Un levier de commande avec rappel automatique ou autre dispositif permettant la commande de la marche avant, de la marche arrière et de la direction ; La tête de ce levier doit être solidement fixée tout en gardant la possibilité de remplacement par un système approprié au handicap ; Un interrupteur marche-arrêt accessible à tout utilisateur, et situé en avant du levier de commande ; Un sélecteur facilement accessible permettant le réglage ou la sélection de la vitesse maximale.

Tous ces dispositifs doivent être suffisamment sensibles pour permettre la commande avec une force minimale. Un inverseur marche avant/marche arrière peut être ajouté en option. La position de la commande doit être étudiée pour que la main de l'utilisateur soit protégée lors des manœuvres du fauteuil.

1.4.2. Circuits d'interface

Les circuits internes du joystick transforment les mouvements en signaux électriques qui peuvent être interprétés par le logiciel de commande du système. Auparavant, ces mouvements étaient captés par un potentiomètre, à savoir une résistance variable simulant les changements de position du joystick par le déplacement d'un curseur entre deux points de contact fixes.

Ce système à potentiomètre présentait des inconvénients, du fait que le bouton à glissière est un élément mécanique sujet à l'usure et à la corrosion. Les systèmes les plus récents utilisent la technique sans contact où un champ est généré à la base de la tige du joystick. Lorsque la tige se déplace, un

élément du circuit détecte le champ et génère en sortie une tension analogique proportionnelle au déplacement.

Le frottement et l'usure étant ainsi éliminés, le système peut effectuer jusqu'à 5 millions de cycles dans erreur. Différentes options définissent le mode de transmission de la position du joystick au système principal. Les joysticks les plus performants prennent en charge plusieurs configurations, depuis les signaux orthogonaux standards comme ceux générés par les systèmes à potentiomètre jusqu'aux signaux mélangés permettant de commander deux moteurs.

1.5. Principe de l'Asservissement du fauteuil roulant électrique

Le système d'asservissement est présenté par le schéma bloc suivant (Figure 1.10) pour lequel nous détaillerons les différents éléments

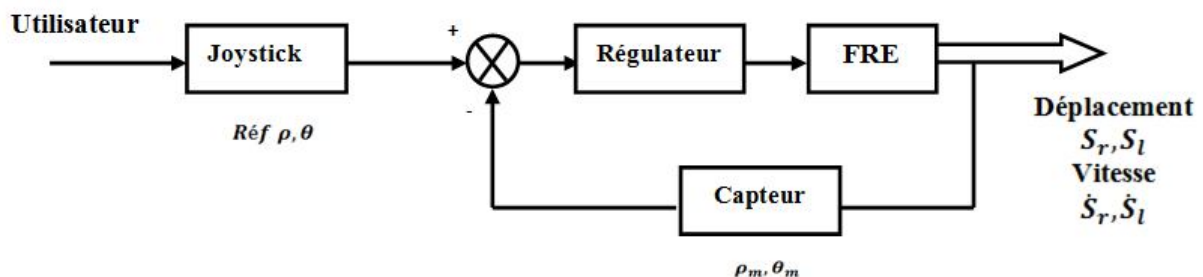


Figure 1. 10 : Architecture de l'asservissement du fauteuil roulant électrique

Le processus à asservir est le fauteuil pour lequel le modèle est connu ayant en entrée les tensions de commande envoyées par la carte électronique, et en sortie, le déplacement ou la vitesse du fauteuil. De plus, le poids de l'utilisateur est variable est possède une grande influence sur la dynamique de celui-ci.

1.6. Actionneurs électriques

Parmi les moteurs classiques, le moteur à courant continu à collecteur (MCC) et à excitation indépendante confère, encore actuellement, la solution la plus économique grâce à son convertisseur d'induit de type hacheur à deux interrupteurs (l'inducteur est aussi alimenté par un hacheur de petite puissance). C'est la technologie retenue par de nombreux constructeurs automobiles pour la commercialisation des fauteuils roulants électriques) (Johnson et al., 1986 ; Fuji and Wada, 2003-2005 ; Broquet et al., 2005 ; Junichi et al., 2008 ; Wang et al., 2009 ; Seki et al., 2005, 2006a, 2006b ; Rosman et al., 2011 ; Huichao et al., 2012 ; Velazquez et al. 2014 ; Chuy et al., 2014...etc).

Mais le MCC possède un certain nombre d'inconvénients dont nous allons citer quelques-uns (Bernard, 1995 ; Bouhrik, 2007):

- L'usure des balais, voir du collecteur, nécessite un entretien périodique et produit des poussières conductrices qui finissent par nuire à l'isolement du collecteur lui-même et de l'induit ;
- La commutation mécanique requiert des pôles de commutation et des enroulements de compensation qui accroissent le volume ;
- Si l'excitation est à aimants, il n'est pas possible de fournir la puissance maximale (ce type de fonctionnement permet la suppression de la boîte à vitesses) sur une plage de vitesse étendue (il faudrait pouvoir décaler les balais...).

L'évolution des technologies et des besoins de l'industrie ont permis des progrès significatifs dans les domaines des asservissements de position et de vitesse, entre autre, pour les machines outils, robots mobiles ou manipulateurs. Le respect du cahier des charges est souvent exprimé en fonction des caractéristiques et des qualités de l'asservissement selon les deux grandeurs précitées. Il y a, depuis plusieurs années, à cet effet, une augmentation de l'utilisation des moteurs alternatifs.

Les machines électriques, et plus particulièrement les moteurs électriques, présentent de nombreux avantages pour ce type d'asservissement (simplicité d'installation, souplesse d'emploi, robustesse, gamme de produits très large) et sont couramment utilisés en tant qu'actionneurs et convertisseurs d'énergie électrique en énergie mécanique. De plus, les progrès de l'électronique de puissance et des systèmes de calculs ont permis d'améliorer et d'optimiser les performances dynamiques et statiques de ces convertisseurs électromécaniques (Nollet, 2007).

Plus précisément, Nous avons mis l'accent sur le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) alimenté par un onduleur triphasé. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor (en surface insérés ou non entre des pièces polaires, "enterrés" avec ou sans concentration de flux). Si l'objectif est d'obtenir un "fonctionnement à puissance constante", il est nécessaire d'avoir une réaction d'induit importante (judicieusement optimisée) et il est nécessaire d'avoir des aimants "enterrés" ou insérés entre des pièces polaires. Le rendement de tels moteurs est excellent à condition de disposer d'aimants à hautes performances.

La technologie Samarium-Cobalt ne semble pas avoir un coût compatible avec l'industrie automobile et la technologie Fer-Néodyme-Bore doit encore faire quelques progrès en ce qui concerne la tenue en température et le prix. Ce dernier type d'aimants constitue un espoir important dans le domaine des moteurs électriques. Quant aux ferrites, dont le prix est acceptable en production de grande série, ils confèrent des performances relativement modestes aux MSAP mais ne sont pas à exclure. Les MSAP sont souvent retenus pour l'entraînement de véhicules électriques de même les fauteuils roulants électriques. (Lidozzi et al., 2007; Kim et al., 2009; Heo et al., 2013; Dinale et al., 2015) et, particulièrement pour les entraînements directs des roues.

1.7. La situation des Handicapés moteur en Algérie

Au 1^{er} Janvier 2016, la population résidente totale en Algérie a atteint 40.5 millions d'habitants dont 5% , sont des personnes handicapées et 45% ont des handicaps moteurs d'après l'Office national des statistiques (ONS).

1.7.1. L'Office National d'Appareillage et d'Accessoires pour personnes handicapées

Pour améliorer la prise en charge des personnes handicapées, la Ministère de la Protection Sociale a créé un organisme pour suppléer la CNAS (Caisse Nationale d'Assurances Sociales) dans la distribution et la fabrication des appareillages dont elle avait la charge. C'est ainsi qu'un office avec le Statut d'EPIC a été créé par décret 88-27 du 09.02.1988 portant « création de l'Office National d'Appareillage et d'Accessoire pour personnes handicapées (ONAAPH) » dont la mission première est de promouvoir l'appareillage et d'en pourvoir les handicapés et d'aider à leur réinsertion par la création d'ateliers protégés et d'emplois en priorité pour les jeunes d'entre eux.

Par la suite et après quelques années d'activité, il a été observé que cette structure « ONAAPH » a fonctionné en contradiction avec les mesures qui lui ont été dévolues par son statut et a ainsi dévié de sa mission. Elle a aussi délaissé son activité principale qui devrait être la fabrication des prothèses,

orthèses, bandages et chaussures orthopédiques, céda à la facilité et s'orienta vers la lunetterie (importée) et le fauteuil roulant.

En Algérie, la vie des personnes handicapées est un reflet de la société, et l'handicap est une des principales causes de discrimination. Ce n'est qu'au 9 janvier 2002, que la reconnaissance officielle des personnes handicapées comme un groupe cible spécifique, a été marquée par la loi de promotion et de protection des personnes handicapées, adoptée par l'assemblée populaire nationale. Cependant dans la vie actuelle, il reste beaucoup à faire pour intégrer ces personnes comme il se doit dans notre société, à commencer par appliquer les différents décrets établis par le gouvernement Algérien et respecter les résolutions de la convention de l'ONU du 13/12/2006.

Les personnes handicapées s'estiment victimes d'une situation de désavantage entièrement subi, et dans laquelle la société a une part de responsabilité : l'handicap ne résulte pas uniquement des déficiences physiques de la personne, mais de leur conjugaison avec les caractéristiques inadaptées d'un environnement. C'est pourquoi, la notion de « défavorisé » débouche sur un droit à une aide sociale, celle de l'handicapé a conduit le législateur à reconnaître un droit à compensation.

La prise en compte des besoins de la personne handicapée ne concerne d'ailleurs pas uniquement son propre domicile, la revendication de l'accessibilité porte sur la ville et l'habitat en général: circuler, accéder aux services, aux équipements, aux commerces, pouvoir rendre visite à des amis.

1.7.2. Les Fauteuils roulants électrique à Tlemcen (Algérie)

Mettant plus la lumière sur la wilaya de Tlemcen, d'après la DAS le nombre de la population en 2015 atteint 979820 habitants, parmi eux 1041 personnes handicapées dont 540 handicapées moteurs. Le diagramme des barres indique l'évolution de ces derniers par années.

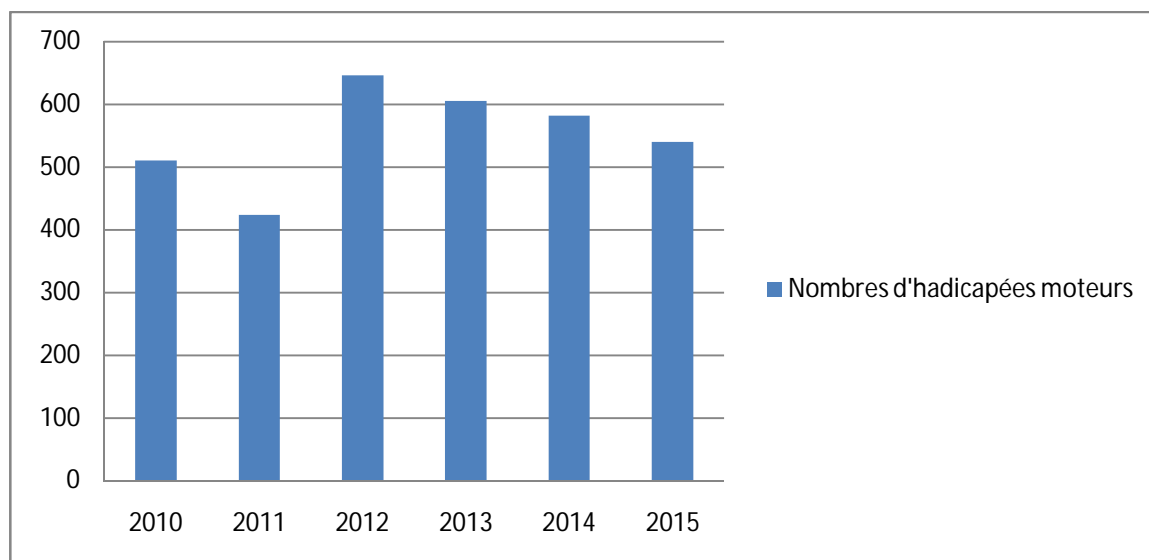


Figure 1.11 : Evolution du nombre des personnes handicapées moteurs par année.

A partir du graphique, nous remarquons que le nombre des personnes handicapées moteurs varie mais reste toujours important, ce qui implique le besoin des fauteuils roulants électriques. Ces derniers sont octroyés par l'office national des appareillages et accessoires des personnes handicapées ONAAPH, en contrôlant les personnes handicapées et en régularisant les dossiers des bénéficiaires après approbation de la CNAS qui finance le fauteuil. Et d'après la même source (l'ONAAPH), 110 personnes sont favorable à l'utilisation des fauteuils roulants électrique au niveau de la wilaya de

Tlemcen. Nous nous sommes rapprochés de cette catégorie de personnes pour avoir une idée sur la façon d'obtenir le fauteuil. Malheureusement on a conclu que, d'un côté, la personne handicapée se heurte à une bureaucratie pour avoir son fauteuil. D'un autre côté, en cas de panne ils sont voués à eux-mêmes parce que l'ONAAPH ne peut pas les prendre en charge vu l'absence d'un service de maintenance locale. Sachant que le renouvellement d'une nouvelle chaise ne se fait que tous les cinq ans.

Vue les contraintes imposés par la gestion de cette catégorie l'ONAAPH à jugée utile de soustraire avec la société « Autobog. » qui va s'occuper de la livraison et la maintenance des chaises roulantes électriques.

La figure suivante illustre quelques types des FRE distribués par l'ONAAPH.



Figure 1.12: Quelques types de fauteuils roulants distribués à Tlemcen.

1.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une généralité sur la commande de robots mobile. Nous avons cité le contexte historique, et les types des fauteuils roulants en intégrant les différentes contributions sur la modélisation et la commande. Nous avons rappelé la définition des systèmes sous actionné, ensuite le mode d'utilisation d'un fauteuil roulant électrique, qui se base sur l'action le joystick. Ce qui nous a conduits à donner le principe de l'asservissement utilisé.

Comme prochaine étape, nous allons présenter quelques notions et techniques de la théorie de la commande non linéaire telle que le mode glissant et Backstepping.

*I can calculate the motion of
heavenly bodies, but not the
madness of people*

Isaac Newton

La première étape lorsque l'on veut analyser puis commander un système, consiste à donner un bon modèle mathématique de celui-ci. Cela signifie que l'on doit disposer d'un modèle mathématique réalisant un compromis entre sa fidélité de comportement qualitatif et quantitatif et sa simplicité de mise en œuvre à des fins d'analyse et de synthèse. Le deuxième terme de ce compromis implique que l'étape de modélisation entraîne obligatoirement des approximations et des simplifications afin de permettre une analyse des propriétés du modèle qui ne soit pas trop complexe et une procédure de synthèse de commande efficace. Cela nous mène à aborder dans ce présent chapitre la modélisation cinématique, dynamique, représentation d'état du fauteuil roulant électrique ainsi que la description et la modélisation de l'actionneur du type MSAP et de son alimentation utilisé dans notre travail et finalement le principe de différentiel électronique.

2.1. Modèle cinématique de la chaise

La chaise roulante (Fauteuil roulant) est classée dans la catégorie des robots unicycle. Ce robot est actionné par deux roues motrices indépendantes, et possède deux roues folles pour assurer sa stabilité. Le FRE est un robot non-holonome, en effet il est impossible de le déplacer dans une direction perpendiculaire aux roues de locomotion.

Parmi les hypothèses simplificatrices imposées sur ces robots afin de les commander, on cite : (Mauro Eduardo, 2007; Benhaddouche, 2013)

- Ils sont considérés comme rigides et évoluant sur un plan.
- Ils sont dotés de roues conventionnelles : le point de contact entre la roue et le sol est réduit à un point I est soumis à la contrainte de roulement sans glissement.

2.1.1. Contraintes non holonomes (Mauro Eduardo, 2007; Benhaddouche, 2013)

Définition 2.1:

Etant donné un système mécanique dont l'espace de configuration est une variété différentielle Q de dimension n , on appelle *contrainte cinématique* une contrainte sur les vitesses du type

$\langle a(q), \dot{q} \rangle = 0, \forall q \in U(q_0)$ Avec $U(q_0)$ un voisinage du point $q_0 \in Q$, et $a(q)$ une forme différentielle (ou champ de vecteur) de Q dans \mathbb{R}^n .

Parmi les contraintes cinématiques du système, il faut distinguer celles qui sont en fait intégrables et qui peuvent, de ce fait, se ramener à des contraintes sur l'état seulement. (Wadou, 2003; Dronio et al., 2011)

Définition 2.2:

Une contrainte cinématique $\langle a(q), \dot{q} \rangle = 0$, est dite *contrainte intégrable* s'il existe une fonction régulière $h: Q \rightarrow \mathbb{R}$ telle que $dh = a$ dans ce cas la contrainte est équivalente à la relation statique $h(q) = Cste$.

Remarquons que la propriété d'intégrabilité est une propriété locale. Dans la pratique, un critère qui permet de repérer l'existence de contraintes intégrables est donné par le résultat suivant.

Théorème 2.1 (Théorème d'intégrabilité de Frobenius)

Soit un système mécanique sur une variété Q de dimension n , soumis à $k \leq n$ contraintes cinématiques indépendantes $\langle a(q), \dot{q} \rangle = 0, \forall q \in U(q_0), \forall i = 1, \dots, k$.

Et $\{X_1, \dots, X_{n-k}\}$ une famille de champs de vecteurs sur $U(q_0)$ orthogonaux aux a_i . Si $Lie(X_i(q))$, et de dimension $(n - p)$ pour tout $q \in U(q_0)$ alors il existe p contraintes intégrables (au sens d'où l'on peut trouver des fonctions scalaire h_1, \dots, h_p indépendantes et des fonctions $\lambda_{1,1}, \dots, \lambda_{p,n}$ telles que $dh_i = \sum_{j=1}^n (\lambda_{ij}(q) a_j(q))$ (Marie-José Aldon, 2001)

Définition 2.3

Un système non holonome est un système mécanique soumis à un ensemble de contraintes cinématiques indépendantes et non intégrables (au sens ou il n'existe pas de contrainte intégrable).

$$\langle a(q), \dot{q} \rangle = 0, \forall q \in U(q_0), \forall i = 1, \dots, k. \quad (2.1)$$

En particulier, on appelle *modèle cinématique* du système le modèle:

$$\dot{q} = \bar{X}(q)V = \sum_{i=1}^{n-k} (X_i(q)v_j) \quad (2.2)$$

Avec $\{X_1, \dots, X_{n-k}\}$ une famille de champs de vecteurs telle que

$$\langle a(q), X_j(q) \rangle = 0, \forall i = 1, \dots, k, \forall j = 1, \dots, n - k$$

La variable $V = (v_1, \dots, v_{n-k}) = (v_1, \dots, v_m) \in \mathbb{R}^m$ est assimilable à une variable de commande de vitesse. On appelle m (la dimension de l'espace des vitesses instantanées possibles)

2.1.2. Roulement sans glissement

Considérons une roue qui roule sans glisser sur un sol plan, comme illustré sur la figure 3.1.

$R_0 = (o_0, \vec{l}_0, \vec{j}_0, \vec{k}_0)$, est un repère fixe associé au sol $R_r = (o_r, \vec{l}_r, \vec{j}_r, \vec{k}_r)$, est un repère associé à la roue tel que son origine coïncide avec le centre de la roue. L'axe \vec{k}_r reste parallèle à celui du repère fixe \vec{k}_0 , l'axe \vec{j}_r coïncide avec l'axe de roulement de la roue et, finalement, l'axe \vec{l}_r est donné par le produit $\vec{j}_r \wedge \vec{k}_r$. L'angle compris entre \vec{l}_0 et \vec{l}_r est noté θ tandis que φ désigne l'angle entre \vec{l}_r et $\overrightarrow{o_r p}$, avec p un point appartenant au périmètre de la roue. La vitesse angulaire de la roue autour de son axe central est noté $\dot{\varphi}$ et celle autour de l'axe vertical du vecteur directeur \vec{k}_r . est notée $\dot{\theta}$. On note (x, y) les deux premières coordonnées du centre o_r de la roue dans R_0 , et R le rayon de la roue. La configuration de la roue est donnée par: $q = [x, y, \theta, \alpha]^T \in Q = \mathbb{R}^2 \times \mathbb{S}^1 \times \mathbb{S}^1$.

Clairement $\dim(Q) = 4$ (Mauro Eduardo, 2007; Benhaddouche, 2013). Finalement, c désigne le point de la roue en contact avec le sol (N.Morette, 2009 ; M.Eduardo, 2007).

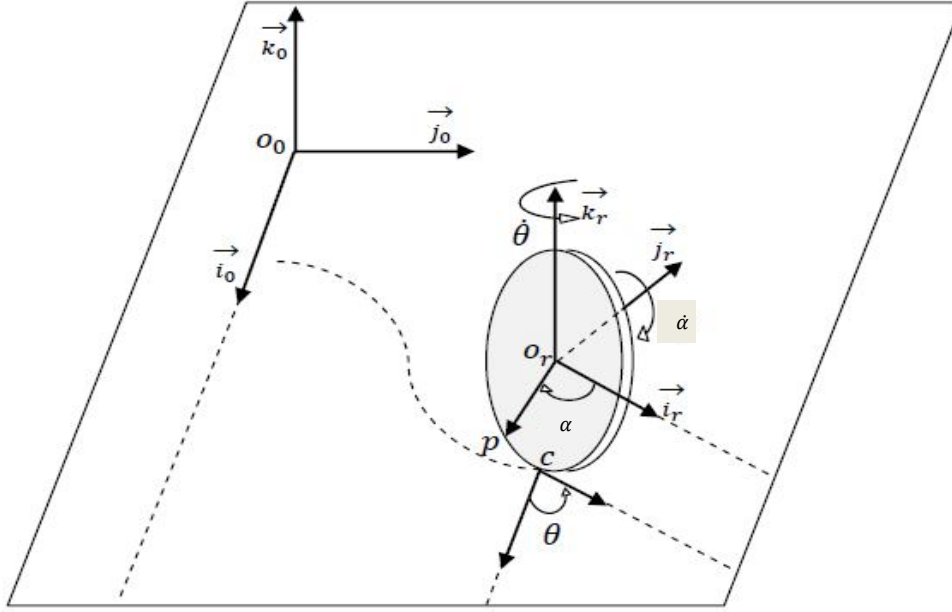


Figure 2. 1 : Caractérisation du roulement sans glissement

La contrainte de roulement sans glissement implique que la vitesse du point c par rapport au repère fixe R_0 est nulle $\vec{V}_{c/R_0} = 0$. Soit $\vec{w}_{r/o} = \dot{\theta}\vec{k}_r + \dot{\alpha}\vec{j}_r$ le vecteur de vitesse angulaire de la roue par rapport au repère fixe R_0 . Par application du théorème classique de composition de vitesses, on a :

$$\begin{aligned}\vec{V}_{c/R_0} &= \vec{V}_{o_r/R_0} + \vec{w}_{r/o} \wedge \overrightarrow{O_r c} = \vec{0} \\ &= \dot{x}\vec{i}_0 + \dot{y}\vec{j}_0 + \left(\dot{\theta}\vec{k}_0 + \dot{\alpha}(-\sin\theta\vec{i}_0 + \cos\theta\vec{j}_0)\right) \wedge (-R\vec{k}_0) \\ &= (\dot{x} - R\dot{\alpha}\cos\theta)\vec{i}_0 + (\dot{y} - R\dot{\alpha}\sin\theta)\vec{j}_0\end{aligned}\quad (2.3)$$

Il en résulte les deux contraintes cinématiques indépendantes

$$\begin{cases} \dot{x} - R\dot{\alpha}\cos\theta = 0 \\ \dot{y} - R\dot{\alpha}\sin\theta = 0 \end{cases}\quad (2.4)$$

Ces deux contraintes mènent à l'équation suivante:

$$\dot{x}\sin\theta - \dot{y}\cos\theta = \begin{bmatrix} \sin\theta & -\cos\theta & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = 0\quad (2.5)$$

Ce qui constitue une contrainte non holonome.

L'intégrabilité des deux contraintes (2.4) est testée en appliquant le théorème (2.1). avec:

$$[a_1(q), a_2(q)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ -R\cos\theta & -R\sin\theta \end{bmatrix}, [X_1(q), X_2(q)] = \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 \\ \sin\theta & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{R} & 0 \end{bmatrix}$$

Après avoir vérifié que $Lie(X_i(q)) = \mathbb{R}^4, \forall q \in Q$. Il en résulte que ces contraintes ne sont pas intégrables. On déduit également qu'un modèle cinématique de la roue est donné par :

$$\dot{q} = \bar{X}(q)v = \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 \\ \sin\theta & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{R} & 0 \end{bmatrix} v \quad (2.6)$$

Avec $v = (v_1, v_2)^T$, $v_1 = R\dot{\alpha}$ la vitesse de roulement et $v_2 = \dot{\theta}$ la vitesse angulaire de la roue de l'axe vertical.

2.1.3. Modélisation cinématique

Considérons le robot mobile de type unicycle schématisé sur la figure (2.2). Ce robot est constitué de trois degrés de liberté, soit x, y et θ . Par simplicité, le robot est représenté par sa projection sur un plan parallèle au sol. L'unicycle est équipé de deux roues actionnées indépendamment (M.Eduardo, 2007 ; J. Beaudry, 2001). Pour modéliser ce système nous considérons le point o' situé au milieu de l'essieu des roues. Un repère $R' = (o'; \vec{x}'; \vec{y}'; \vec{z}')$ est associé à ce point, comme illustré dans la figure (3.2). Un repère inertiel $R = (O; \vec{x}; \vec{y}; \vec{z})$ est fixé au sol, dont l'axe \vec{z} est vertical. Un vecteur de configuration de l'unicycle incluant le train moteur est donné par:

$$q = (x, y, \theta, \alpha_r, \alpha_l) \in Q = \mathbb{R}^2 \times \mathbb{S}^1 \times \mathbb{S}^1 .$$

$(x; y)$: représente les coordonnées du point o' situé au milieu de l'axe des roues arrières.

θ : L'angle $(\vec{x}; \vec{x}')$ l'angle d'orientation du robot.

α_r : L'angle de rotation de la roue droite.

α_l : L'angle de rotation gauche.

Soit R le rayon des roues et L la distance entre le point o' et le point de chaque roue.

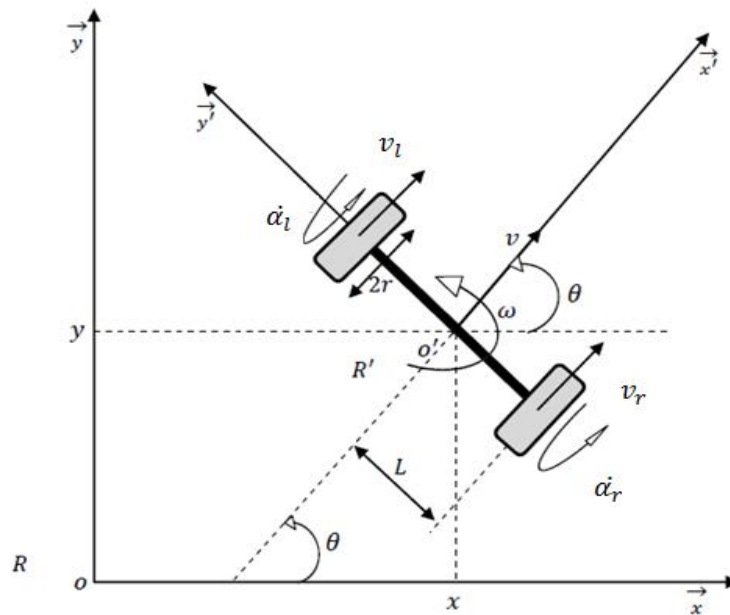


Figure 2. 2 : Représentation cinématique du fauteuil roulant électrique

L'application des contraintes 2.5 à chacune des roues donne:

Roue gauche:

$$\begin{cases} \overline{\dot{x} - L\dot{\sin\theta}} - R\dot{\alpha}_l \cos\theta = 0 \\ \overline{\dot{y} + L\dot{\cos\theta}} - R\dot{\alpha}_l \sin\theta = 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

Roue droite:

$$\begin{cases} \overline{\dot{x} + L\dot{\sin\theta}} - R\dot{\alpha}_r \cos\theta = 0 \\ \overline{\dot{y} - L\dot{\cos\theta}} - R\dot{\alpha}_r \sin\theta = 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

Soit encore:

$$\begin{cases} (c_1) \dot{x} - L\dot{\theta} \cos\theta - R\dot{\alpha}_l \cos\theta = 0 \\ (c_2) \dot{y} - L\dot{\theta} \sin\theta - R\dot{\alpha}_l \sin\theta = 0 \\ (c_3) \dot{x} + L\dot{\theta} \cos\theta - R\dot{\alpha}_r \cos\theta = 0 \\ (c_4) \dot{x} + L\dot{\theta} \cos\theta - R\dot{\alpha}_r \cos\theta = 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

Un examen rapide montre que ces contraintes ne sont pas indépendantes. En les écrivant sous la forme $\langle a(q), \dot{q} \rangle = 0$, on vérifie en effet que la matrice suivante:

$$A_4(q) = [a_1(q) \dots a_4(q)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ -L\cos\theta & -L\sin\theta & L\cos\theta & L\sin\theta \\ -R\cos\theta & -R\sin\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R\cos\theta & -R\sin\theta \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

est seulement de rang trois car

$$(\sin\theta \cdot a_1(q) - \sin\theta \cdot a_3(q) - \cos\theta \cdot a_2(q) + \cos\theta \cdot a_4(q) = 0).$$

Il suffit donc de ne considérer que trois de ces contraintes, les trois premières par exemple.

$$A_3(q) = [a_1(q) \dots a_3(q)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ -L\cos\theta & -L\sin\theta & L\cos\theta \\ -R\cos\theta & -R\sin\theta & 0 \\ 0 & 0 & -R\cos\theta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Le test d'intégrabilité par application du théorème 3.1 est réalisé avec :

$$[X_1(q), X_2(q)] = \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 \\ \sin\theta & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{R} & -\frac{L}{R} \\ \frac{1}{R} & -\frac{L}{R} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Un calcul rapide permet de vérifier que $\dim(\text{Lie}(X_i(q))) = 4 = n - 1$. Par application du théorème de Frobenius, on en déduit l'existence d'une contrainte intégrable. En effet, à partir des contraintes $(c_i = 0)$ de l'équation (2.9) on a aussi :

$$\cos\theta. (c_3 - c_1) + \sin\theta. (c_4 - c_2) = 0 \quad (2.13)$$

D'où la relation

$$2L\dot{\theta} + R(\dot{\alpha}_l - \dot{\alpha}_r) \quad (2.14)$$

Dont l'intégration est immédiate et donne :

$$2L\theta + (\alpha_l - \alpha_r) = cste \quad (2.15)$$

La relation (2.15), montre qu'il est par exemple possible d'exprimer α_r en fonction de α_l et θ .

Dans la pratique, comme la valeur de l'angle α_l ne présente pas d'intérêt majeur, on ne retient que le vecteur $q = (x, y, \theta)^T \in Q = \mathbb{R}^2 \times \mathbb{S}^1$ pour caractériser la configuration du robot unicycle (fauteuil roulant électrique). Un modèle cinématique associé est donné par:

$$\dot{q} = \bar{X}(q)v \Leftrightarrow \begin{cases} \dot{x} = v\cos\theta \\ \dot{y} = v\sin\theta \\ \dot{\theta} = w \end{cases}, \dot{q} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{y} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix}, v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}, \bar{X}(q) = \begin{bmatrix} \cos\theta & 0 \\ \sin\theta & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Avec :

$v_1 = v = \frac{R}{2}(\dot{\alpha}_r + \dot{\alpha}_l)$, la vitesse longitudinale ou d'avancement du robot ,

et $v_2 = \dot{\theta} = w = \frac{R}{2L}(\dot{\alpha}_r - \dot{\alpha}_l)$, est la vitesse de rotation autour de l'axe perpendiculaire au plan de roulement. La similarité de ce modèle avec le modèle (2.4) de la roue, justifie l'appellation de robot de type unicycle.

2.2. Modélisation dynamique et Représentation d'état du FRE

Afin de passer à la modélisation dynamique de notre système, qui peut se faire par deux approches newtoniennes et Lagrangienne, nous abordons un petit rappel sur ces derniers.

2.2.1. Lois fondamentales de la mécanique (T.Moulard, 2012)

Définition 2.4 (Relation fondamentale de la dynamique)

Tout point de masse m de position M soumis à un ensemble de forces dont la somme est F est mû par un mouvement d'accélération γ donnée par la relation suivante :

$$F = m\ddot{x} \quad (2.17)$$

Définition 2.5. (Principe d'action-réaction)

Soient P_1 et P_2 deux points de masses respectives m_1 et m_2 . Si $F_{1/2}$ est la force exercée par P_1 sur P_2 et $F_{2/1}$ la force exercée par P_2 sur P_1 , alors :

$$F_{1/2} = -F_{2/1}$$

Définition 2.6 (Principe de colinéarité)

Soient P_1 et P_2 deux points de masses respectives m_1 et m_2 . La force $F_{1/2}$ exercée par P_1 sur P_2 est colinéaire au vecteur $\overrightarrow{P_1P_2}$

Systemes de points

Définition 2.7 (Moment d'un vecteur en un point)

Soit V un vecteur de point d'application \mathcal{M} . Le moment en un point O de V est défini par le produit vectoriel suivant:

$$\mathcal{M}_O^V = \overrightarrow{OM} \times V \quad (2.18)$$

Dans toute cette section, $P(i) i = 1, \dots, n$ est un système de points de masses respectives m_i , de positions respectives M_i , de vitesses respectives V_i et d'accélération respectives γ_i . Pour chaque point P_i , on peut écrire la relation fondamentale de la dynamique (2.7) en distinguant les forces internes $F_{i/j}$ appliquées par les autres points du système et les forces externes F_{ext} issues de causes externes au système:

$$\sum_{j=1, j \neq i}^n F_{j/i} + F_i^{ext} = m_i \gamma_i \quad (2.19)$$

On peut également écrire le moment de chaque membre de cette égalité en un point O :

$$\sum_{j=1, j \neq i}^n \overrightarrow{OM}_i \times F_{j/i} + \overrightarrow{OM}_j \times F_i^{ext} = m_i \overrightarrow{OM}_i \times \gamma_i \quad (2.20)$$

En sommant les deux égalités précédentes pour tous les points du système, les termes relatifs aux forces internes s'annulent par les principes d'action-réaction et de colinéarité. En effet, si on considère deux points P_i et P_j du système les forces relatives à ces deux points vérifient :

$$F_{i/j} + F_{j/i} = 0 \quad (2.21)$$

Et

$$\begin{aligned} \sum_{j=1, j \neq i}^n \overrightarrow{OM}_i \times F_{j/i} + \overrightarrow{OM}_j \times F_{i/j} &= \overrightarrow{OM}_i \times F_{j/i} - \overrightarrow{OM}_j \times F_{j/i} \\ &= \overrightarrow{M_j M_i} \times F_{j/i} = 0 \end{aligned} \quad (2.22)$$

La dernière égalité découle du principe de colinéarité. Il en résulte les égalités suivantes :

$$\sum_{i=1}^n F_i^{ext} = \sum_{i=1}^n m_i \gamma_i \quad (2.23)$$

$$\sum_{i=1}^n \overrightarrow{OM}_i \times F_i^{ext} = \sum_{i=1}^n m_i \overrightarrow{OM}_i \times \gamma_i \quad (2.24)$$

Définition 2.8 (Centre de masse)

Soit G le centre de masse et M la masse totale du système de points:

$$G = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^n m_i M_i \quad (2.25)$$

En dérivant deux fois cette égalité, on en déduit l'accélération du centre de masse du système :

$$\gamma_G = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^n m_i \gamma_i \quad (2.26)$$

Cette expression injectée dans (2.23) nous donne la propriété suivante bien connue : la somme des forces appliquées à un système est égale à la masse du système que multiplie l'accélération de son centre de masse.

$$\sum_{i=1}^n F_i^{ext} = M \gamma_G \quad (2.27)$$

Cette propriété découle de la relation fondamentale de la dynamique et du principe d'action-réaction.

2.2.2. Formalisme de Lagrange

Un système Lagrangien est un système dont le comportement est décrit par les équations d'Euler-Lagrange représentées par un ensemble d'équation différentielles ordinaires non linéaires. Le formalisme de modélisation, utilisant ces équations est dit de Lagrange et représente un outil mathématique puissant basé sur la méthode variationnelle pour la modélisation d'une large classe de systèmes physiques : en particulier les systèmes mécaniques. D'excellentes présentations sur la modélisation variationnelle des systèmes mécaniques et électromécaniques se trouvent respectivement dans les ouvrages de (J. Meisel, 1959 ; D. C. White et al, 1959 ; G. O. Gantmacher, 1970; H. Goldstein, 1980 ; Choukchou, 2011)

Les systèmes sous actionnés étant à la base des systèmes mécaniques, leurs modélisations peut se faire au moyen des équations d'Euler-Lagrange. Ces équations, pour un système de n degrés de liberté sont données par :

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial \dot{q}} - \frac{\partial L(q, \dot{q})}{\partial q} = F(q)u \quad (2.28)$$

Où $q \in Q$ représente le vecteur de configuration appartenant à une variété de configuration n -dimensionnelle, $u \in \mathfrak{R}^m$ et $F(q) = (f_1(q), \dots, f_m(q))$ la matrice des forces extérieures. $L(q, \dot{q})$ est le Lagrangien associé au système considéré défini par la différence entre l'énergie cinétique et l'énergie potentielle du système:

$$L(q, \dot{q}) = K - V = \frac{1}{2} \dot{q}^T M(q) \dot{q} - V(q) \quad (3.29)$$

Où K est l'énergie cinétique, V l'énergie potentielle et $M(q)$ la matrice d'inertie symétrique et définie positive.

L'avantage de ce formalisme est que la forme des équations d'Euler-Lagrange est invariante, de plus, ce formalisme permet d'obtenir directement les équations d'évolution des systèmes mécaniques en fonction des forces appliquées.

Moyennant ces équations, les équations du mouvement d'un système mécanique donné peuvent être déduites comme suit :

$$\sum_j m_{kj}(q) \ddot{q}_j + \sum_{i,j} \Gamma_{ij}^k \dot{q}_i \dot{q}_j + g_k(q) = e_k^T F(q)u, \quad k = 1, \dots, n \quad (2.30)$$

Où e_k est la k^{ieme} base standard dans \mathfrak{R}^n , $g_k(q) = \partial_{q_k} V(q)$ et Γ_{ij}^k les symboles de Christoffel définis par:

$$\Gamma_{ij}^k = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial m_{kj}(q)}{\partial q_i} + \frac{\partial m_{ki}(q)}{\partial q_j} - \frac{\partial m_{ij}(q)}{\partial q_k} \right) \quad (2.31)$$

Sous forme vectorielle, on peut écrire:

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = F(q)u \quad (2.32)$$

$c_{ij} = \sum_{k=1}^n \Gamma_{kj}^i \dot{q}_k$ est un élément de $C(q, \dot{q})$. Le terme $C(q, \dot{q})\dot{q}$ contient deux types de termes contenant $\dot{q}_i \dot{q}_j$, appelés termes centrifuge (i, j) et termes Coriolis ($i \neq j$) et $G(q)$ contient le terme de gravité. (pour plus de détails consulter [M. W. Spong, 1989](#))

La matrice définie par $S_0 = \dot{M}(q) - 2C(q, \dot{q})$ est une matrice antisymétrique, ce qui nous permet d'avoir $\dot{M}(q) = C(q, \dot{q}) + C^T(q, \dot{q})$. En prenant en compte cette propriété et le fait que $M(q)$ soit une symétrique et définie positive, on peut introduire la transformation de Legendre définie par:

$$p = \frac{\partial L}{\partial \dot{q}} = M(q)\dot{q} \quad (2.33)$$

Dans ce cas, les dynamiques de (2.26) peuvent être réécrites sous la forme canonique suivant:

$$\begin{cases} \dot{q} = M^{-1}(q)p \\ \dot{p} = -G(q) + \tilde{C}^T(q, p)M^{-1}(q)p + F(q)u \end{cases} \quad (2.34)$$

$$\text{Où } \tilde{C}^T(q, p) = C(q, M^{-1}p)$$

L'équation (3.34) est dite forme normale de Legendre pour un système mécanique. En définissant les variables $x_1 = q, x_2 = p$, l'équation (2.34) peut être réécrite sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = M^{-1}(x_1)x_2 \\ \dot{x}_2 = -G(x_1) + x_2^T Q(x_1)x_2 + F(x_1)u \end{cases} \quad (2.35)$$

Ou encore de façon concaténée:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (2.36)$$

2.2.3. Modélisation dynamique du Fauteuil Roulant Electrique par l'approche Newtonienne

Dans le but d'analyser le mouvement du FRE, nous procédons par la méthode établie dans ([Fuji et Wada, 2003](#)). Un repère fixe a été assigné comme il est illustré dans la figure (2.3) où v est la vitesse Longitudinale du FRE et Φ étant l'angle de lacet, ainsi que α_r et α_l sont les angles de rotation droite et gauche respectivement.

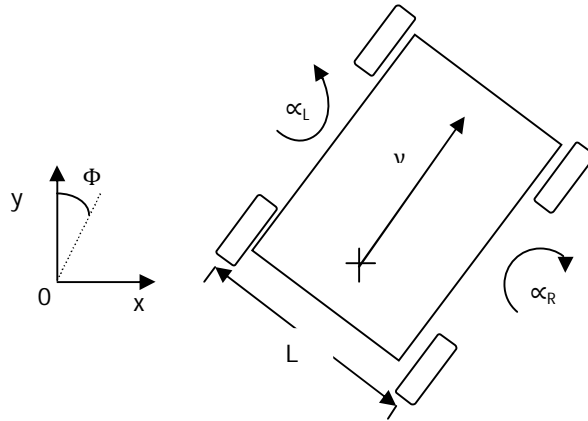


Figure 2. 3 : Etablissement des coordonnées pour l'analyse de la dynamique du FRE

Supposons que le FRE est sur une pente dont l'angle ψ . On considère le sens positif de mouvement en allant du haut en bas comme le montre la figure (2.4). On suppose aussi qu'il n'y a pas de différences sur les paramètres physiques entre les deux moteurs ainsi que les roues d'entraînement.

En suite nous considérons la notation indiquant que les indices r et l représentent la roue droite et la gauche respectivement.

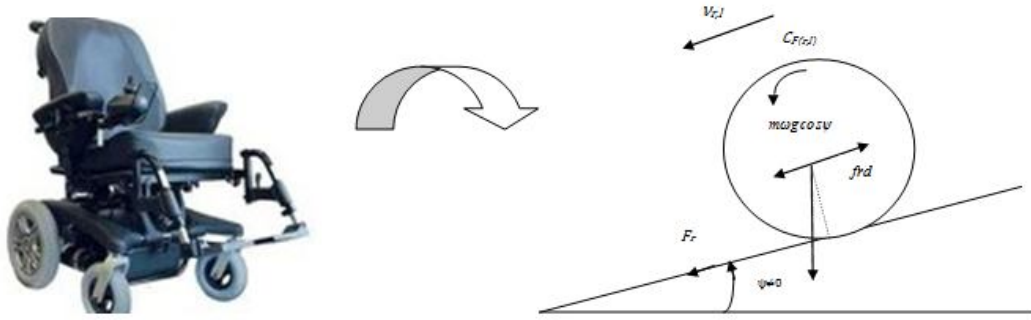


Figure 2. 4 : Représentation des forces et des couples agissant sur les deux roues motrices

On commence par établir les équations de mouvement des moteurs droite et gauche qui sont donnés par:

$$\begin{cases} J_a \ddot{\alpha}_{mr} + C_a \dot{\alpha}_{mr} + C_r = c_r \\ J_a \ddot{\alpha}_{ml} + C_a \dot{\alpha}_{ml} + C_l = c_l \end{cases} \quad (2.37)$$

A partir de la deuxième loi de Newton $\sum \vec{F} = m\dot{v}$, on obtient la dynamique des deux roues droite et gauche comme suite pour un mouvement de translation:

$$\begin{cases} m_w \dot{v}_r = m_w g \sin \psi + F_r - f_{rd} \\ m_w \dot{v}_l = m_w g \sin \psi + F_l - f_{ld} \end{cases} \quad (2.38)$$

Et en utilisant la deuxième loi de Newton $\sum moments = J\ddot{\alpha}$; les équations du mouvement de rotation sont obtenues:

$$\begin{cases} J_w \ddot{\alpha}_r + C_w \dot{\alpha}_r = C_{F_r} - R F_r \\ J_w \ddot{\alpha}_l + C_w \dot{\alpha}_l = C_{F_l} - R F_l \end{cases} \quad (2.39)$$

Les Équations du mouvement du FRE avec l'opérateur pour un mouvement longitudinal et rotationnel peuvent être introduite de cette façon:

$$J\dot{w} = \frac{L}{2} (-f_{rd} + f_{ld}) \quad (2.40)$$

$$M\dot{v} = M g \sin \psi + f_{rd} + f_{ld} \quad (2.41)$$

Prenant les relations (2.42)(2.43)(2.44) pour introduire la dynamique du moteur dans la dynamique totale qui comporte les deux roues motrices ainsi que la masse totale, dont ils sont reliés par le ratio ou le paramètre de réduction noté par σ tel que:

La relation entre l'accélération du moteur et des roues du fauteuil:

$$\begin{cases} \ddot{\alpha}_{mr} = \frac{1}{\sigma} \ddot{\alpha}_r \\ \ddot{\alpha}_{ml} = \frac{1}{\sigma} \ddot{\alpha}_l \end{cases} \quad (2.42)$$

La relation entre la vitesse angulaire du moteur et des roues du fauteuil:

$$\begin{cases} \dot{\alpha}_{mr} = \frac{1}{\sigma} \dot{\alpha}_r \\ \dot{\alpha}_{ml} = \frac{1}{\sigma} \dot{\alpha}_l \end{cases} \quad (2.43)$$

- La relation entre les couples générés par les moteurs et les couples exercés sur les roues:

$$\begin{cases} C_r = \sigma C_{Fr} \\ C_l = \sigma C_{Fl} \end{cases} \quad (2.44)$$

Dans des conditions de roulement sans glissement, les vitesses longitudinale v et de rotation w du robot sont liées aux vitesses de rotation des roues motrices ($\dot{\alpha}_r, \dot{\alpha}_l$) par les relations présentés par la suite:

- Pour la vitesse longitudinale v on a:

$$v = \frac{v_r + v_l}{2} \quad (2.45)$$

Avec $v_r = R\dot{\alpha}_r$ et $v_l = R\dot{\alpha}_l$ les vitesses des roues droite et gauche respectivement

L'équation (2.45) devient:

$$v = \frac{R}{2} (\dot{\alpha}_r + \dot{\alpha}_l) \quad (2.46)$$

- Pour la vitesse de rotation de la roue du robot w :

$$w = -\frac{R}{L} (\dot{\alpha}_r - \dot{\alpha}_l) \quad (2.47)$$

Après avoir effectué différentes simplification (Annexe A) telle que :

$$\begin{cases} \ddot{\alpha}_r [1/\sigma J_a + \sigma \{J_r + (M/4 + m_w)R^2 + J(R/L)^2\}] + \ddot{\alpha}_l [\sigma R^2(M/4 - J/L^2)] \\ + [1/\sigma C_a + \sigma C_w] \dot{\alpha}_r = C_{emr} + \sigma(M/2 + m_w)Rg \sin \psi \\ \ddot{\alpha}_l [1/\sigma J_a + \sigma \{J_r + (M/4 + m_w)R^2 + J(R/L)^2\}] + \ddot{\alpha}_r [\sigma R^2(M/4 - J/L^2)] \\ + [1/\sigma C_a + \sigma C_w] \dot{\alpha}_l = C_{eml} + \sigma(M/2 + m_w)Rg \sin \psi \end{cases} \quad (2.48)$$

On obtient le modèle finale de notre système écrit sous cette forme:

$$J_e \begin{bmatrix} \ddot{\alpha}_r \\ \ddot{\alpha}_l \end{bmatrix} + C_e \begin{bmatrix} \dot{\alpha}_r \\ \dot{\alpha}_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_r \\ C_l \end{bmatrix} + T \quad (2.49)$$

Tels que :

$$J_e = \begin{bmatrix} a & b \\ b & a \end{bmatrix}, C_e = \begin{bmatrix} c & 0 \\ 0 & c \end{bmatrix}$$

Avec a,b,c sont définies comme suite:

$$a = \frac{1}{\sigma} J_a + \sigma \left\{ J_w + \left(\frac{M}{4} + m_w \right) R^2 + \left(\frac{r}{L} \right)^2 J \right\}$$

$$b = \sigma R^2 \left(\frac{M}{4} - \frac{1}{L^2} J \right)$$

$$c = \frac{1}{\sigma} C_a + \sigma C_w$$

$$T = \sigma \left(\frac{M}{2} + m_w \right) g R \sin \psi \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$y = \begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R/2 & R/2 \\ -R/L & R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\alpha}_r \\ \dot{\alpha}_l \end{bmatrix}$$

Ce résultat est celui de l'approche Newtonienne, et selon la lecture bibliographique nous obtenons le même modèle avec l'approche Lagrangienne. Passant donc à la représentation d'état du système globale.

2.2.4. Nouvelle Représentation d'Etat du FRE

Pour un système mécanique le choix du vecteur d'état (ces composants) dépend du degré de liberté. Si on a q degré de liberté on a $2q$ composantes du vecteur d'état (l'état et sa dérivée). Revenant à notre système qui contient deux degré de libertés $[\alpha_r, \alpha_l]$ mais les valeurs utilisés dans le modèle sont les déplacements $S_{r,l}$

$$\text{Tel que: } \dot{S}_{r,l} = R\dot{\alpha}_{r,l}$$

Nous pouvons écrire notre modèle sous la forme matricielle :

$$\frac{1}{R} \begin{bmatrix} a & b \\ b & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{S}_r \\ \ddot{S}_l \end{bmatrix} + \frac{1}{R} \begin{bmatrix} c & 0 \\ 0 & c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{S}_r \\ \dot{S}_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_r \\ c_l \end{bmatrix} + T \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

Le FRE va être présenté sous la forme d'état linéaire multivariable suivante:

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + B_v V \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (2.51)$$

Considérons la variable d'état, l'entrée de commande u , et celle de perturbation T définit par:

$$x = [S_r \dot{S}_r S_l \dot{S}_l]^T, u = [c_r c_l]^T, B_v = [0 \ 1 \ 0 \ 1]^T, V = T$$

Ce qui conduit au modèle d'état suivant :

$$\begin{cases} \frac{a}{R} \ddot{S}_r + \frac{a}{R} \ddot{S}_l + \frac{c}{R} \dot{S}_r = c_r + T \\ \frac{b}{R} \ddot{S}_r + \frac{a}{R} \ddot{S}_l + \frac{c}{R} \dot{S}_l = c_l + T \end{cases} \quad (2.52)$$

D'où:

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 &= \frac{aR}{a^2 - b^2} c_r - \frac{bR}{a^2 - b^2} c_l + \frac{bc}{a^2 - b^2} x_4 - \frac{ac}{a^2 - b^2} x_2 + \frac{R}{a + b} T \\ \dot{x}_4 &= \frac{aR}{a^2 - b^2} c_r - \frac{bR}{a^2 - b^2} c_l - \frac{bc}{a^2 - b^2} x_4 + \frac{ac}{a^2 - b^2} x_2 + \frac{R}{a + b} T \end{aligned}$$

Sous la forme d'équation du 1^{er} ordre, le modèle devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \begin{array}{l} \dot{[x]} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & l_1 & 0 & l_2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & l_3 & 0 & l_4 \end{bmatrix} [x] + \begin{bmatrix} y_1 & y_2 \\ 0 & 0 \\ y_3 & y_4 \end{bmatrix} [u] + \begin{bmatrix} 0 \\ R \\ \frac{a+b}{a+b} \\ 0 \\ R \\ \frac{a+b}{a+b} \end{bmatrix}^T \\ \\ \begin{bmatrix} S_r \\ S_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [x] \end{array} \right. \quad (2.53)$$

Avec :

$$\begin{aligned} l_1 &= l_4 = -ac / (a^2 - b^2) \\ l_2 &= l_3 = bc / (a^2 - b^2) \\ y_1 &= y_4 = aR / (a^2 - b^2) \\ y_2 &= y_3 = -bR / (a^2 - b^2) \end{aligned}$$

2.3. Description et modélisation de la MSAP

2.3.1. Introduction

Afin de s'approcher encore plus du modèle réel, nous allons prendre en considération le modèle de l'actionneur qui génère les couples d'entrées du système.

La littérature des actionneurs électriques nous offre plusieurs alternatives comme la machine à courant continu, la machine synchrone à aimant permanent, moteur à courant continu sans balais (Brushless DC motor),...etc. En fonction de leur avantages et inconvénients nous avons choisi d'utiliser la machine synchrone à aimant permanent dans la motorisation des deux roues arrières du FRE (Lidozzi et al., 2005; Kim et al., 2009; Heo et al., 2013; Dinale et al., 2015), ces actionneurs permettent d'atteindre des performances élevées en raison de la puissance massique importante et de l'absence des limitations propres aux machines à collecteurs.

Avant de donner la nouvelle modélisation du FRE avec actionneur, nous abordons quelques notions de base ainsi que la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.

2.3.2. Description de la MSAP

2.3.2.1. Machine synchrone à aimants permanents

Pendant plusieurs années, l'industrie a utilisé le moteur à courant continu (CC) offrant le principal avantage d'être facilement commandable grâce au découplage naturel du flux et du couple. Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur parmi d'autres qui limitant de plus en plus son utilisation.

En revanche, la machine synchrone à aimants permanents a pu s'imposer dont elle bénéficie d'un avantage déterminant par rapport au moteur à courant continu, à savoir l'absence de contacts glissants (collecteur+balais). Cela, permet d'augmenter la vitesse ainsi que la fiabilité et la robustesse de l'actionneur, tout en réduisant les opérations de maintenance. De plus, il n'y a pas de production

d'étincelles, ce qui augmente les domaines d'utilisation. Puisque le flux d'excitation est produit par des aimants permanents, les circuits de réglage et de commande sont plus simples que ceux pour le moteur asynchrone. On peut donc également atteindre des performances dynamiques élevées. (M. A. T. F. de Sousa, 2007 ; Lahouel, 2009)

2.3.2.2. Modélisation de la MSAP

La mise en équation de la machine synchrone avec les hypothèses classique que nous avons retenues, nous ne mentionnerons que les points qui nous semblent essentiels et les choix qui sont propres par rapport à ce qui se fait habituellement.

Les hypothèses simplificatrices

Les modèles présentés pour la machine tiennent compte d'hypothèses présentées ci-dessous (Pwgasan, 1998; kaddouri,2000 ; Lateb, 2006; Boumédiène, 2007)

- Caractéristique magnétique de la machine linéaire (circuit magnétique non saturé).
- La variation des résistances des enroulements en fonction de la température négligeable.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer. Cela revient à considérer la variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.
- La symétrie de la machine
- L'effet de peau est négligé.
- Les pertes fer sont négligées.
- Les effets des encoches ne sont pas pris en compte

➤ Equations électriques

Les équations électriques dans un repère fixe lié au stator sont décrites par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

Avec :

R_s : La résistance des enroulements statorique.

$[V_a \ V_b \ V_c]^T$ Les tensions des phases statoriques.

$[I_a \ I_b \ I_c]^T$: Les courants dans les phases statoriques.

$[\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T$: Les flux totaux à travers les bobines statoriques.

➤ Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent sous forme matricielle comme suite:

$$[\Phi_{abc}] = [l_{ss}] [I_{abc}] + [\Phi_f] \quad (2.55)$$

Dans le cas général, c'est-à-dire, les machines à pôles saillants (sans amortisseurs), la matrice $[l_{ss}]$ est une matrice d'inductances statoriques. Elle contient des termes constants que nous regroupons dans $[l_{s0}]$, et des termes variables dépendant de θ que nous regroupons dans $[l_{s1}(\theta)]$.

Elle peut s'écrire :

$$[l_{ss}] = [l_{s0}] + [l_{s1}] \quad (2.56)$$

Avec

$$[l_{s0}] = \begin{bmatrix} l_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & l_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & l_{s0} \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

$$[l_{s1}] = l_{s0} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

Où

M_{s0} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques

l_{s0} : Inductance propre d'une phase statorique

θ : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator

$[\Phi_f]$: Est le flux créé par les aimants permanents supposés à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer.

Par conséquent, les expressions des flux mutuels rotor phases statoriques s'écrivent:

$$[\Phi_f] = \phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

ϕ_f : Est la valeur crête constante du flux créé par l'aimant lisse à travers les enroulements statorique,

La substitution de (2.55) dans (2.54) donne :

$$[V_{abc}] = [R][I_{abc}] + \frac{d}{dt}([l_{ss}][I_{abc}] + [\Phi_f]) \quad (2.60)$$

On remarque que le système (2.60) engendre des équations fortement non linéaires et couplées

➤ **Équation mécanique**

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega$$

La connaissance du couple électromagnétique est essentielle pour le dimensionnement de la commande et son expression définie par:

$$C_{em} = \frac{p}{2} [I]^T \left(\frac{\partial [L]}{\partial \theta} \right) [I] \tag{2.61}$$

$\Omega = \frac{w}{p}$: vitesse mécanique de rotation de la machine, w est Pulsation électrique de rotation.

➤ **Transformation de PARK**

Pour supprimer les non linéarités d'inductances des équations du modèle précédent, la majorité des travaux utilisent la transformation de Park qui consiste à remplacer des enroulements fictifs (d, q). Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leurs étude et leurs utilisation.

La transformation de Park est définie comme suit :

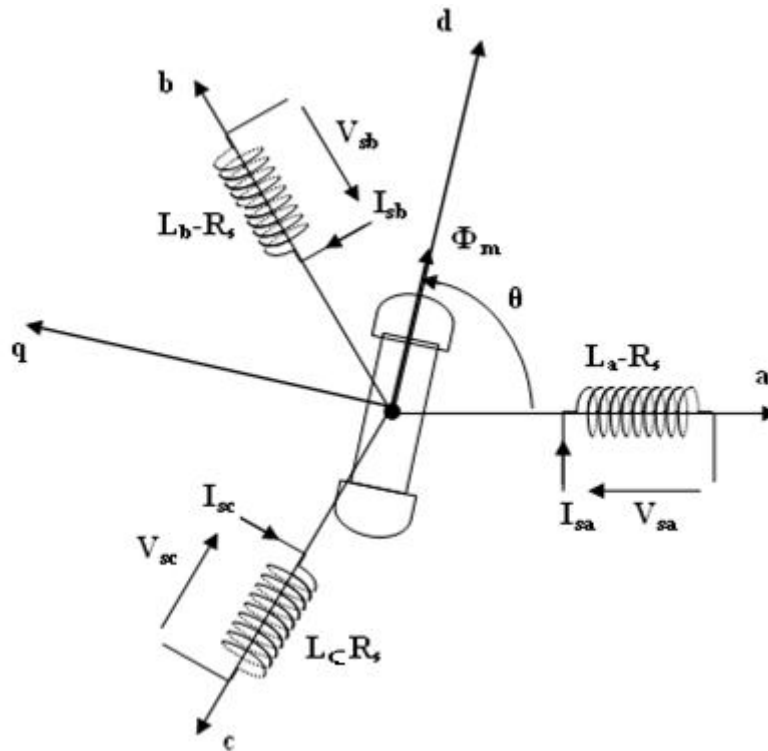


Figure 2. 5 : Schéma équivalent de la MS dans le référentiel de Park.

$$\begin{bmatrix} x_{dq0} \end{bmatrix} = [T_\theta] \begin{bmatrix} x_{abc} \end{bmatrix} \tag{2.62}$$

Où :

$[x]$ Peut-être un courant, une tension ou un flux et θ représente la position du rotor. Les termes x_d , x_q représentent les composantes directes et quadratures des variables statorique (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de transformation $[T_\theta]$ est donnée par :

$$[T_\theta] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.63)$$

La matrice inverse dans le cas où T est orthogonal, $T^{-1}(\theta) = T^t(\theta)$

$$[T_\theta]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

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

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_d & V_q & V_0 \end{bmatrix} &= [T_\theta] \begin{bmatrix} V_a & V_b & V_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} I_d & I_q & I_0 \end{bmatrix} &= [T_\theta] \begin{bmatrix} I_a & I_b & I_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Phi_a & \Phi_b & \Phi_0 \end{bmatrix} &= [T_\theta] \begin{bmatrix} \Phi_a & \Phi_b & \Phi_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.65)$$

Alors, le modèle de la machine synchrone à aimants permanents après la transformation de Park est donné par :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d S & -p\Omega L_q \\ p\Omega L_d & R_s + L_q S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p\Omega \phi_f \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

Avec la relation entre flux et courant est définie par :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d I_d + \phi_f \\ \Phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (2.67)$$

- **Mise sous forme d'équation d'état**

Considérons les tensions (V_d, V_q) et le flux d'excitation (Φ_f) comme grandeurs de commande, les courants statorique (I_d, I_q) comme variables d'état et le couple C_r comme perturbation. A partir des équations (2.66), on peut écrire le système d'équations comme suit :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\Omega \frac{L_q}{L_d} \\ -p\Omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p\Omega}{L_q} \end{bmatrix} \phi_f \quad (2.68)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega$$

Où :

$$C_{em} = p[(L_d - L_q)I_d I_q + \phi_f I_q]$$

On peut représenter la MSAP par un schéma bloc illustré par la figure (2.7)

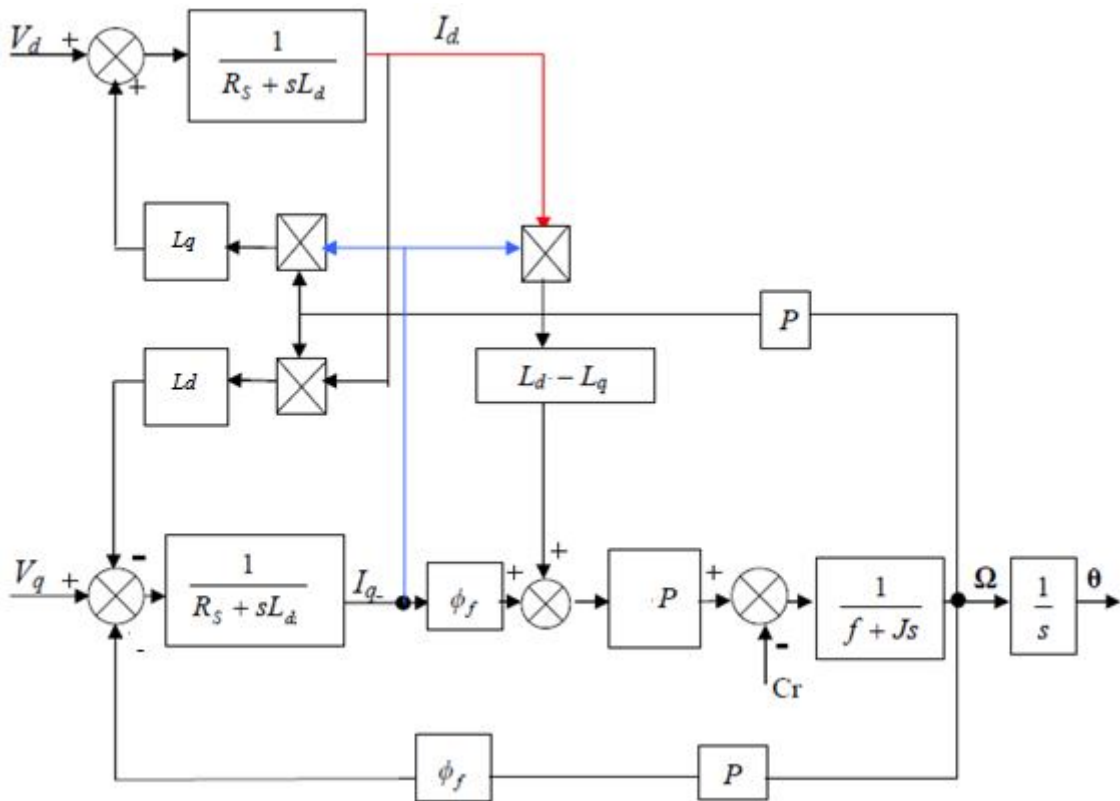


Figure 2. 6 : Schéma block de MSAP

2.3.2.3. Autopilotage

Afin d'assurer le bon fonctionnement des machines synchrones, les courants de phase doivent évoluer en synchronisme avec la rotation du rotor. On doit donc commander les convertisseurs à l'aide d'un capteur de position (autopilotage)

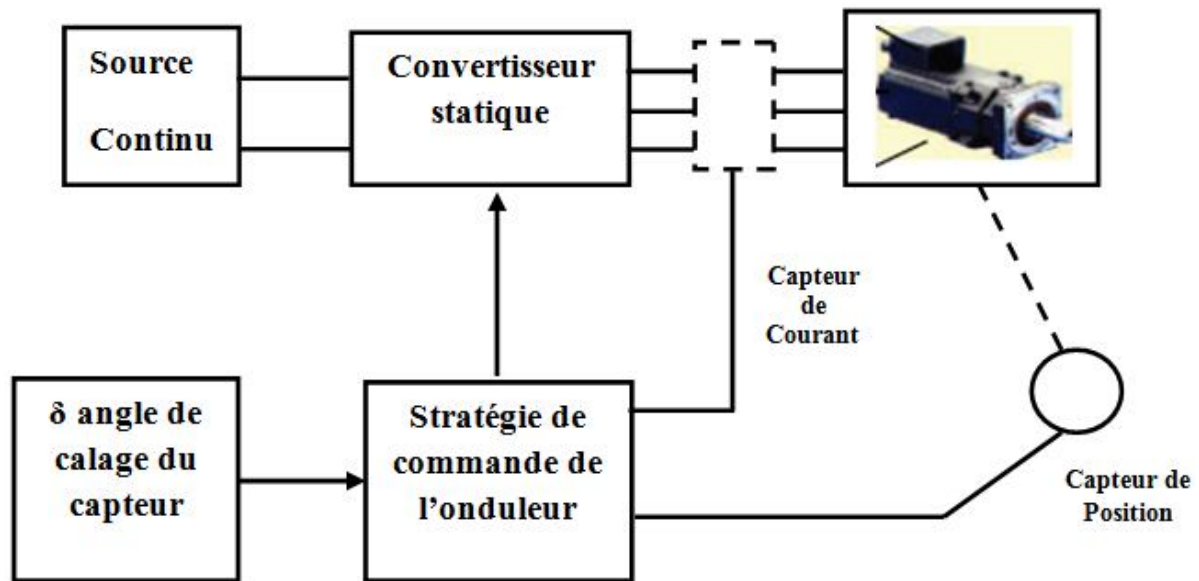


Figure 2. 7 : Schéma de principe d'autopilotage

L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les Fem de celle-ci et les courants statoriques. Avec cette condition le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine. Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor. Cela permet d'imposer la fréquence du courant ou de la tension.

Avec l'utilisation de ce principe, plusieurs variantes existent, dans lesquelles le type de la machine et du convertisseur est pris en compte. ([Hacène, 1995](#) ; [Choug, 2011](#))

2.3.2.4. Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle des machines à courant alternatif est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q).

Habituellement, la composante d'axe d du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe q joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple. ([Ameur, 2005](#); [Lahouel, 2009](#) ; [Ezzat, 2011](#))

L'application de la commande vectorielle aux machines synchrones à aimants permanents consiste à maintenir le courant I_d nul.

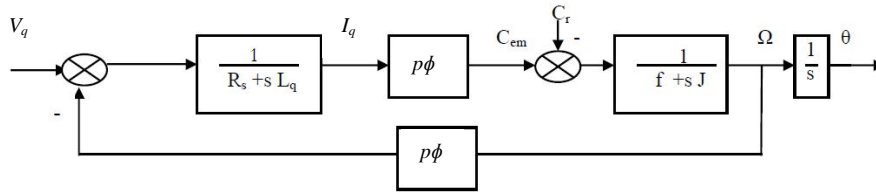


Figure 2. 8 : Modèle de la Msap après découplage

Après avoir présenté et modélisé la machine synchrone à aimants permanents, nous allons l'introduire dans notre système de façon à rajouter les parties électriques qui génèrent les couples qui vont être injectés dans la partie mécanique commune (FRE+opérateur+actionneur). Cet actionneur fonctionne à vitesse variable pour cela, une alimentation par un onduleur de tension à deux niveaux est nécessaire.

2.3.3. Alimentation par convertisseur DC/AC

Les onduleurs sont classés suivant la nature de source à courant continu en onduleurs de tension et en onduleurs de courant. L'onduleur utilisé dans cette thèse est celui de tension à deux niveaux.

2.3.3.1. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne (Babak, 2001 ; Annane, 2010)

- $S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.
- $S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) ouvert.

Avec l'état des interrupteurs du demi-bras bas est complémentaire du demi-bras haut.

La figure (3.9) montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge

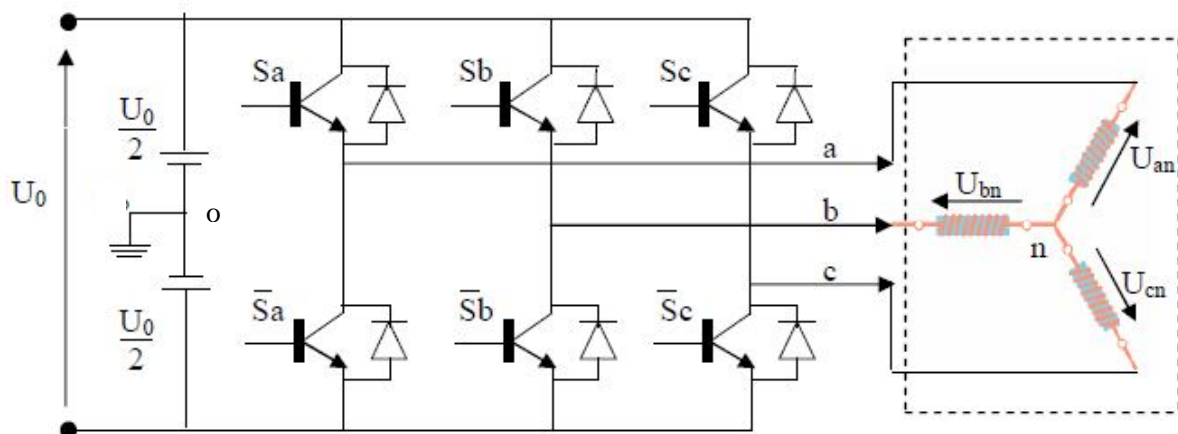


Figure 2. 9 : Structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Pour simplifier l'étude, nous supposons que : (F. Labrique et al., 1995 ; P.S. Bastiani, 2001)

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} , on a :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} + u_{ob} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} + u_{oc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} + u_{oa} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (2.69)$$

u_{ao} , u_{bo} et u_{co} peuvent être considérées comme des tensions alimentant l'onduleur (tension continues).

Soit " n " l'indice du point neutre du coté alternatif. On a:

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (2.70)$$

u_{an} , u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la machine synchrone à aimants permanents.

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors:

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (2.71)$$

La substitution de (3.71) dans (3.70) aboutit à:

$$u_{no} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (2.72)$$

En remplaçant (2.72) dans (2.70), on aboutit à:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (2.73)$$

Alors les tensions simples sont :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{U_o}{6}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{U_o}{6}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{U_o}{6}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (2.74)$$

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{6}U_o \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} [S] \quad (2.75)$$

Comme on peut le voir, les combinaisons $(S_a S_b S_c) = (111)$ et (000) correspondent au vecteur nul.

2.3.3.2. Stratégie de commande des onduleurs à deux niveaux

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion ont été proposées par différents auteurs. On distingue pour l'onduleur à deux niveaux les stratégies suivantes (A. Schönung et al., 1964)

- Commande pleine onde.
- Commande MLI triangulo-sinusoïdale
- Commande MLI vectorielle (SVM).

La commande MLI triangulo-sinusoïdale a fait l'objet de nombreuses publications depuis longtemps, ce qui nous a poussés à l'utiliser comme stratégie de commande de l'onduleur alimentant l'actionneur du fauteuil roulant électrique.

2.3.3.3. Commande MLI

L'alimentation par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI), s'avère d'un grand intérêt pour la commande des machines électriques. En effet elle permet le réglage en amplitude et en fréquence de la tension d'alimentation et de repousser les harmoniques vers des rangs plus élevés.

Dans la méthode de M.L.I. naturelle (Schönung et al., 1964) les instants d'échantillonnage ainsi que les largeurs des impulsions de commande sont déterminés par la comparaison entre la tension modulante sinusoïdale «modulatrice» basse fréquence et une onde triangulaire «porteuse» haute fréquence.

La largeur d'impulsion est proportionnelle aux valeurs de la tension modulante aux instants d'échantillonnage. Ces instants étant définis de manière naturelle par la comparaison de deux ondes, il n'existe pas de période d'échantillonnage bien définie, d'où le qualificatif d'échantillonnage naturel, figure (2.10)

Dans ce cas, deux paramètres caractérisent la modulation:

- Indice de modulation m : égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la référence ($m = \frac{f_p}{f}$)
- Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension r : égal au rapport de l'amplitude de tension de référence V_m à la valeur crête $U_c/2$ de la porteuse : ($r = \frac{2V_m}{U_c}$)

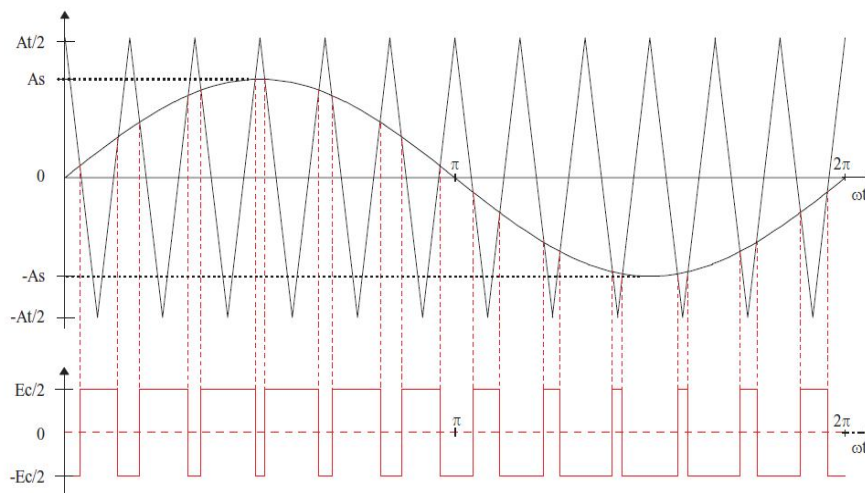


Figure 2. 10 : M.L.I à échantillonnage naturel

2.4. Modèle du système global

Après avoir vu les principales caractéristiques de la machine synchrone à aimants permanents ainsi que sa modélisation, nous allons l'insérer dans notre modèle du FRE comme il est schématisé dans la figure 2.11.

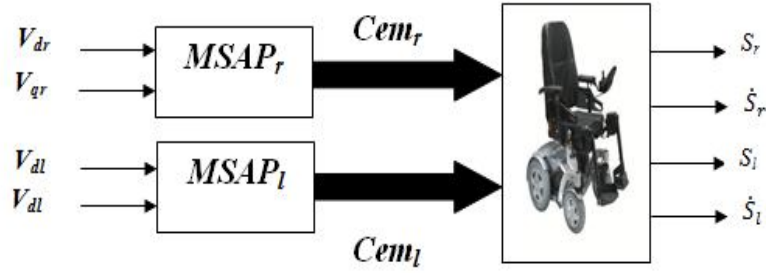


Figure 2. 11 Schéma synoptique du modèle globale (FRE+MSAP)

Notre modèle global non linéaire est sous cette forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = l_1 x_2 + l_2 x_4 + y_1 p [(L_{dr} - L_{qr}) x_5 x_7 + \phi_f x_7] + y_2 p [(L_{dl} - L_{ql}) x_6 x_8 + \phi_f x_8] + \frac{R}{a+b} T \\ \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = l_3 x_2 + l_4 x_4 + y_3 p [(L_{dr} - L_{qr}) x_5 x_7 + \phi_f x_7] + y_4 p [(L_{dl} - L_{ql}) x_6 x_8 + \phi_f x_8] + \frac{R}{a+b} T \\ \dot{x}_5 = -\frac{R_s}{L_{dr}} x_5 + p\Omega \frac{L_{qr}}{L_{dr}} x_7 + \frac{1}{L_{dr}} V_{dr} \\ \dot{x}_6 = -\frac{R_s}{L_{dl}} x_6 + p\Omega \frac{L_{ql}}{L_{dl}} x_8 + \frac{1}{L_{dl}} V_{dl} \\ \dot{x}_7 = -p\Omega \frac{L_{dr}}{L_{qr}} x_5 - \frac{R_s}{L_{qr}} x_7 + \frac{1}{L_{qr}} V_{qr} - \frac{p\Omega}{L_{qr}} \phi_f \\ \dot{x}_8 = -p\Omega \frac{L_{dl}}{L_{ql}} x_6 - \frac{R_s}{L_{ql}} x_8 + \frac{1}{L_{ql}} V_{ql} - \frac{p\Omega}{L_{ql}} \phi_f \end{array} \right. \quad (2.76)$$

Avec :

$$[x] = [S_r \dot{S}_r S_l \dot{S}_l \dot{I}_{dr} \dot{I}_{dl} \dot{I}_{qr} \dot{I}_{ql}]^T, u = [V_{dr} V_{dl} V_{qr} V_{ql}]^T, B_v = [0 \ 1 \ 0 \ 1]^T, V = T$$

2.5. Principe du différentiel électronique

Puisque les deux roues arrière sont entraînées par deux moteurs, la vitesse de chaque roue motrice peut être contrôlée de façon indépendante. Le différentiel électronique est une partie de l'unité de commande du fauteuil roulant électrique. Il est mis en œuvre dans un microprocesseur qui reçoit le signal de vitesse à partir des roues motrices et l'angle de braquage, après avoir calculé les différences de vitesse des deux roues, le contrôleur électronique envoie les signaux de retour aux régulateurs des deux moteurs pour régler la vitesse de chaque roue indépendamment. (Zao et al., 2009)

Un capteur de position est utilisé pour détecter la position angulaire du joystick. Lorsque l'angle de braquage est égal à zéro, le FRE est conduit sur une ligne droite donc le différentiel électronique ne fonctionne pas. Dans le cas contraire, où l'angle de braquage est différent de zéro l'état de la roue gauche est différent de celle de la droite, cela signifie que le FRE effectue un tour ou changement de trajectoire.

Les vitesses concernant la conduite à gauche θ_l et droite θ_r sont alors obtenues en ajustant la vitesse de référence commune θ_{ref} en utilisant le signal de sortie du capteur de position. Si le FRE

tourne à droite, la vitesse de la roue gauche est augmentée et la vitesse de la roue droite reste égale à la vitesse de référence θ_{ref} . Si le FRE tourne à gauche, la vitesse de la roue droite est augmentée et celle de la roue gauche reste égale à la vitesse de référence commune.

$$\begin{cases} \delta > 0 \Rightarrow \text{Tourne à gauche} \\ \delta = 0 \Rightarrow \text{Tout droit} \\ \delta < 0 \Rightarrow \text{Tourne à droite} \end{cases}$$

La figure 3.12 illustre le braquage à droite du fauteuil roulant électrique.

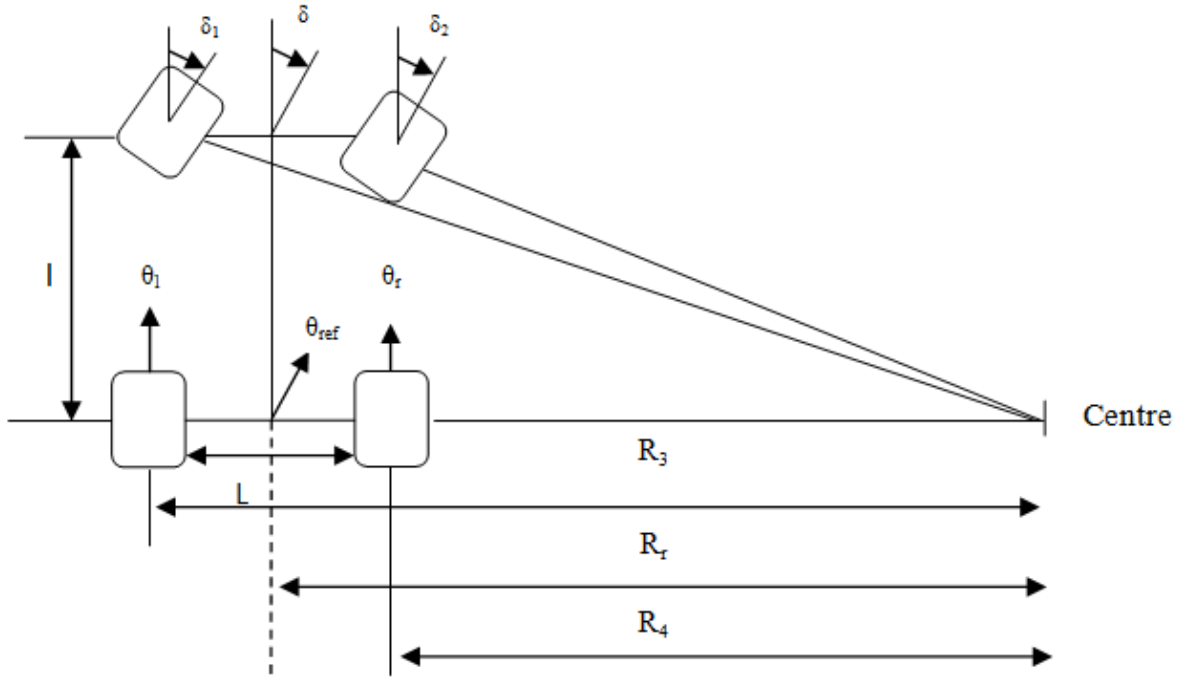


Figure 2. 12 : Cas d'un braquage à droite d'un fauteuil roulant électrique

On suppose que :

$$\delta_1 = \delta_2 = \delta \tag{2.77}$$

Les positions au niveau des roues sont exprimées en fonction du rayon de courbure R_r et la largeur du prototype L (distance inter-roues motrices) :

$$\theta_l = \left(\frac{R_r - L/2}{R_r} \right) \theta_{ref} \tag{2.78}$$

$$\theta_r = \left(\frac{R_r + L/2}{R_r} \right) \theta_{ref} \tag{2.79}$$

Avec:

$$\frac{\theta_l}{R_3} = \frac{\theta_r}{R_4} = \frac{\theta_{ref}}{R_r} \tag{2.80}$$

Où θ_{ref} est la position du centre de l'axe de la roue supposée maintenue constante.

D'après la figure (2.12):

$$\tan(\delta) = \frac{L}{R_r} \quad (2.81)$$

l est la longueur entre les deux trains avant et arrière.

D'où:

$$\theta_l = \theta_{ref} - \left(\frac{\tan(\delta).L/2}{l} \right) \theta_{ref} \quad (2.82)$$

$$\theta_r = \theta_{ref} + \left(\frac{\tan(\delta).L/2}{l} \right) \theta_{ref} \quad (2.83)$$

2.6. Conclusion:

La modélisation vise à associer au processus physique étudié (FRE), un modèle mathématique rendant compte le plus fidèlement possible de son comportement en associant la partie mécanique à la partie électrique.

Nous avons vu la modélisation cinématique et dynamique de notre système simplifié ainsi que sa représentation d'état. En revanche nous avons essayé de s'approcher encore plus du modèle réel, en mettant l'accent sur l'actionneur et rajouté la partie électrique de la machine synchrone à aimants permanents, ainsi que l'alimentation utilisée (onduleur triphasé à deux niveaux), et l'insertion du différentiel électronique après avoir donné leur aspect théorique.

Une fois le modèle global est obtenu, qui est couplé multivariable non linéaire, nous allons appliqué des méthodes de commandes linéaire et non linéaire permettant d'assurer un bon suivi de consigne du fauteuil roulant électrique avec un bon rejet de perturbation.

Aucun homme ne peut rien vous révéler sinon ce qui repose déjà à demi endormi dans l'aube de votre connaissance''

Khalil Gibran

La plupart des méthodes de synthèse de loi de commande se basent sur un modèle mathématique du système à commander. Certaines de ces techniques exigent une très bonne connaissance du modèle, sous peine de dégradation importante des performances, voire de perte de stabilité. Or, les systèmes réels ont très souvent un comportement différent des modèles mathématiques, à cause des variations de paramètres, de phénomènes physiques négligés, de perturbations extérieures...etc. Et même lorsque l'on a un très bon modèle à disposition, il arrive fréquemment qu'il soit trop complexe, et doive être simplifié pour pouvoir synthétiser une commande. Un remède consiste à calculer la loi de commande pour une famille de modèles à laquelle le système réel est censé appartenir. Cet ensemble est généralement constitué d'un système nominal et de variations limitées de paramètres de ce modèle, appelées *incertitudes*. Une telle famille est appelée modèle *incertain*. Si la loi de commande est synthétisée de manière à répondre aux exigences du cahier des charges pour tous les modèles de cette famille, elle est dite *robuste*.

Ce chapitre sera consacré à la présentation de quelques notions et techniques de la théorie de la commande non linéaire telle que le mode glissant et le Backstepping. En raison des nombreuses contributions des dernières années, nous arrêtons notre intérêt qu'aux points qui sont les plus directement liés à notre propre travail.

3.1. Théorie de Lyapounov

➤ Fonction de Lyapounov:

Définition 3.1:

Soit le système autonome:

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

Où $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état et $f: D \rightarrow \mathbb{R}^n$ une fonction localement lipchitzienne et continue sur un domaine D de \mathbb{R}^n pour cette équation, le point de l'espace d'état $x = 0$ est un point d'équilibre s'il vérifie

$$f(0) = 0, \quad \forall t \geq 0 \quad (3.2)$$

Soit $V: D \rightarrow \mathbb{R}$ une fonction différentielle admettant des dérivées partielles continues. On note

$$\dot{V}(x) = \frac{\partial V}{\partial x} \cdot f(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial V(x)}{\partial x_i} \cdot f_i(x) \quad (3.3)$$

La dérivée de la fonction V dans la direction du champ de vecteur f

➤ Notion de stabilité au sens de Lyapounov

Le concept de stabilité est très intuitif dans le contexte des systèmes mécaniques. Considérons, par exemple, une bille sur une surface non plane (voir Figure 3.1). Une position d'équilibre sera dite stable si, après toute perturbation suffisamment petite sur la position de la bille, celle-ci revient à son état d'équilibre (initial).

Définition 3.2 (définition formelle)

Un système est stable au sens de Lyapunov, si:

$$\forall R > 0, \exists r > 0 \text{ tel que } \|x_0\| < r \Rightarrow \|x(t)\| < R$$

Cette définition signifie que, quelle que soit la boule d'exigence de taille R il est toujours possible de choisir une certaine sous-boule de taille r telle que, pour toutes les conditions initiales comprises dans cette sous-boule, les trajectoires résultantes seront, en tout temps, comprises dans la boule d'exigence de taille R .



Figure 3. 1 : Illustration de la définition intuitive de la stabilité.

Lorsque le système est stable, il est toujours possible de trouver une telle sous-boule, même lorsque le rayon R de la boule d'exigence est diminué de manière à le rendre arbitrairement petit, augmentant ainsi les contraintes sur les conditions initiales.

Ceci corrobore la définition intuitive de la stabilité. En effet, en considérant la bille captive dans un bol, une hauteur de référence arbitraire de la bille peut être considérée comme étant une mesure de la boule d'exigence R . Maintenant, s'il existe toujours une certaine hauteur suffisamment petite (correspondant à r), de telle sorte que, si la bille est lâchée à n'importe quelle hauteur comprise dans l'intervalle défini par cette hauteur (associée à r), elle ne pourra jamais dépasser la hauteur d'exigence de référence (associée à R), alors la bille sera stable au sens de Lyapunov. Ceci ne signifie pas pour autant que la bille revienne asymptotiquement à son point d'équilibre. Ainsi, la bille est stable dans le cas d'un bol convexe et instable lorsque le bol est concave.

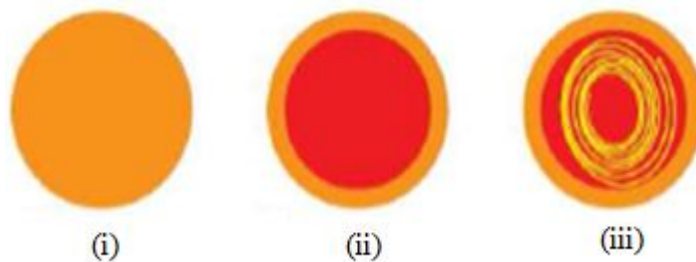


Figure 3. 2 : Illustration de la définition formelle de la stabilité (i) Pour tout choix de la boule d'exigence $\|x\| < R$ il doit être possible de construire (ii) une sous boule de condition initiales $\|x_0\| < r$ telle que (iii) pour toute condition initiale appartenant à cette sous boule, la trajectoire résultante reste emprisonnée dans la grande boule de taille R .

➤ Stabilité de Lyapounov, méthode directe

La *méthode directe* de Lyapounov est basée sur l'évolution d'un phénomène physique au cours du temps et cherche à générer une fonction scalaire de type énergétique qui admet une dérivée temporelle négative. Si l'énergie totale d'un système se dissipe continument (c'est-à-dire décroît avec le temps) alors ce système (qu'il soit linéaire ou non, stationnaire ou non) tend à se ramener à un état d'équilibre (il est stable)

Donc si on peut définir une fonction dans un domaine autour de l'équilibre (l'origine), positive dont la dérivée est négative, cela nous simplifie l'étude de la stabilité sans avoir besoin de résoudre l'équation différentielle afin d'obtenir l'évolution des états du système dans le temps. (Chokchou, 2011 ; Guessas, 2012)

Théorème 3.1 (Khalil, 1996) Soit $x = 0$ un point d'équilibre de (2.1) et soit le domaine $D \subset \mathbb{R}^n$ contenant $x = 0$. Soit la fonction $V: D \rightarrow \mathbb{R}^n$ de classe C^1 , telle que

$$V(0) = 0 \text{ et } V(x) > 0 \text{ dans } D$$

$$\dot{V}(x) \leq 0 \text{ dans } D$$

Alors $x = 0$ est stable. De plus, si

$$\dot{V}(x) < 0 \text{ dans } D - \{0\}$$

Alors $x = 0$ est asymptotiquement stable.

Notons que pour avoir une stabilité asymptotique du point d'équilibre $x = 0$, il est nécessaire de prouver que $\dot{V}(x) < 0$ dans $D - \{0\}$. Cela dit, il existe d'autres théorèmes qui permettent de montrer la stabilité asymptotique quand $\dot{V}(x) \leq 0$. (Jawhar Ghommam, 2010)

3.2. Commande par mode glissant

Les modes glissants pour les systèmes non linéaires ont été largement étudiés et développés depuis leurs introductions. L'objectif de la méthode est, à l'aide d'une commande discontinue, de contraindre le système à évoluer et rester, en temps fini, sur une surface où le comportement résultant correspond aux dynamiques souhaitées. De plus amples détails peuvent être trouvés dans les références. (Utkin, 1977; Spurgeon et Edwards, 1983; Fillipov, 1983; Boukhobza, 1997 ; Floquet, 2000 ; Perruquetti et Barbot, 2002; Chokchou, 2011).

La loi de commande par modes glissants est de conception relativement simple et présente des qualités de robustesse vis-à-vis d'une certaine classe de perturbations. Cependant, il existe quelques problèmes comme le phénomène de réticence et la brutalité de la commande discontinue. Ces inconvénients peuvent être vraiment néfastes pour l'actionneur utilisé. Pour palier à ce défaut on peut remplacer les fonctions «signe» par des fonctions «sigmoïdes» plus.

3.2.1. Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface concerne le nombre nécessaire ainsi que la forme. Ces deux facteurs sont en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système non linéaire définis par l'équation d'état suivante:

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) + v(t) \quad (3.4)$$

Avec: $x(t)$ vecteur état, $u(t)$ vecteur entrée, $v(t)$ vecteur de perturbation, et $f(x, t)$ et $g(x, t)$ des fonctions non linéaires.

Il faut choisir m surfaces de glissements pour le vecteur $u(t)$ de dimension m . En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état. Dans ce dernier c'est-à-dire le cas linéaire-, on trouve la méthode connue par «loi de commutation par contre réaction d'état» (Bühler, 1986). Dans le cas, non linéaire, du traitement dans le plan de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système, (Slotine, 1991) nous propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable x à sa valeur de consigne x_{ref} .

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{r-1} e(x) \quad (3.5)$$

Avec

x : Variable à réguler

$e(x)$: L'écart de la variable à réguler.

λ : Constante positive.

r : Degré relatif, représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$ la surface de glissement est $S(x) = e(x)$

Et pour $r = 2$ la surface de glissement sera $S(x) = \dot{e}(x) + \lambda e(x)$

Avec $r = 3$; $S(x) = \ddot{e}(x) + 2\lambda\dot{e}(x) + \lambda^2 e(x)$

Jusqu'à la nième étape $r = n$ la surface de glissement est sous la forme :

$$S(x) = e^{n-1}(x) + \binom{n-1}{1} \lambda e^{n-2}(x) + \binom{n-1}{2} \lambda^2 e^{n-3}(x) + \dots + \lambda^k e^{n-1-k}(x)$$

Une forme générale

$$S(x) = \sum_{k=0}^{n-1} \binom{n-1}{k} \lambda^k e^{n-1-k}(x) \quad (3.6)$$

L'expression $S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse $e(x)$ tend vers zéro pour un choix correct du gain λ . En d'autre terme la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ égale à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant une condition de convergence (Utkin, 1977 ; Tzafestas et Rigatos, 1999).

3.2.2. Fonction directe de commutation : condition de convergence

C'est la première condition de convergence, proposée par Emilyanov et Utkin (Utkin, 1977 ; Fossard, 1996 ; Tzafestas et Rigatos, 1999 ; Idris ; 2003). Elle est sous la forme:

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.7)$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$, les valeurs justes à gauches et à droites de la surface de commutation. Puisque $S(x)$ change de signe aux deux cotés de la surface de commutation. La condition (3.7) est équivalente à exiger que la dérivée de $S(x)$ doive aussi changer de signe lorsqu'on passe d'un côté à l'autre de la surface de commutation.

3.2.3. Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x)$ pour les variables d'états du système, et de choisir la loi de commande qui fera décroître cette fonction. Donc déterminer une loi de commande,

afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction scalaire, de Lyapunov définie positive, et bien choisie, soit négative. Cette propriété doit être vérifiée le long de toutes les trajectoires possibles du système en boucle fermée. Le design consiste, alors, à trouver une fonction de Lyapunov et une loi de commande qui répond aux spécifications. Pour des raisons de stabilité, ces méthodes conviennent mieux aux systèmes non linéaires. Les solutions proposées sont spécialement conçues pour ce type de systèmes. (Utkin, 1977 ; Tzafestas et Rigatos, 1999 ; Idris ; 2003)

$$\dot{V}(x) < 0 \text{ et } V(x) > 0 \quad (3.8)$$

En déduisant la fonction de Lyapunov et sa dérivée par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (3.9)$$

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative, ceci est vérifié si:

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (3.10)$$

Cette équation explique le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant les trajectoires du système à se diriger vers la surface des deux côtés, figures (3.3). Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie (Utkin, 1977, Boumédiène, 2007). En résumé, l'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de construire une commande u , telle que $S^2(x)$ correspond à une fonction de Lyapunov.

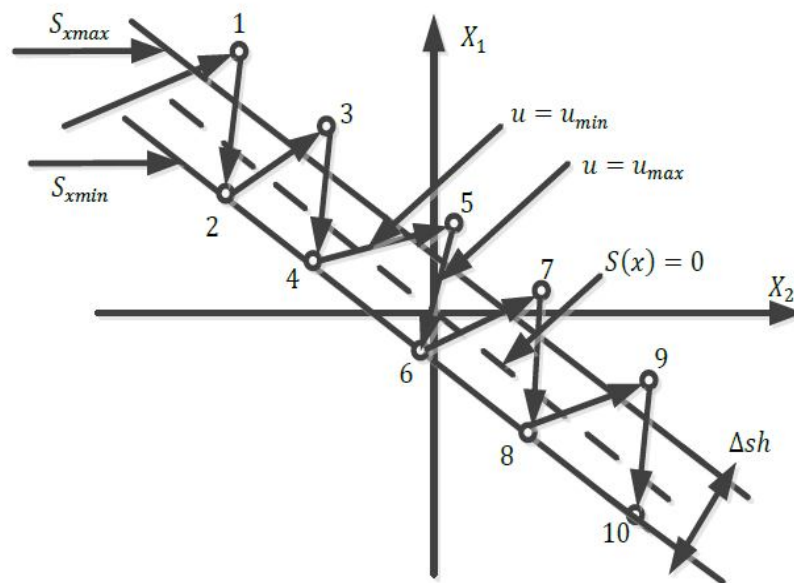


Figure 3. 3:Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface

3.2.4. Définitions des grandeurs de commande

La surface de glissement se détermine en fonction du système et des performances désirées. Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but que de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité vers la surface). C'est pourquoi la surface a pu être déterminée indépendamment de la commande, sur la base du système et des performances désirées (la réciprocité n'est pas vraie, et la commande va dépendre de la surface de glissement).

En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces. La trajectoire dans le plan de phase (ex : un système d'ordre deux) est constituée de trois parties distinctes figure (3.4). (Bühler, 1986; Gayed, 1996; Tzafestas et Rigatos, 1999 ; Boumédiène, 2007)

- **Le mode de convergence (MC) :** Durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x) = 0$ et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le mode de glissement (MG) :** Durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)$.
- **Le mode de régime permanent (MRP) :** Il permet l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande.

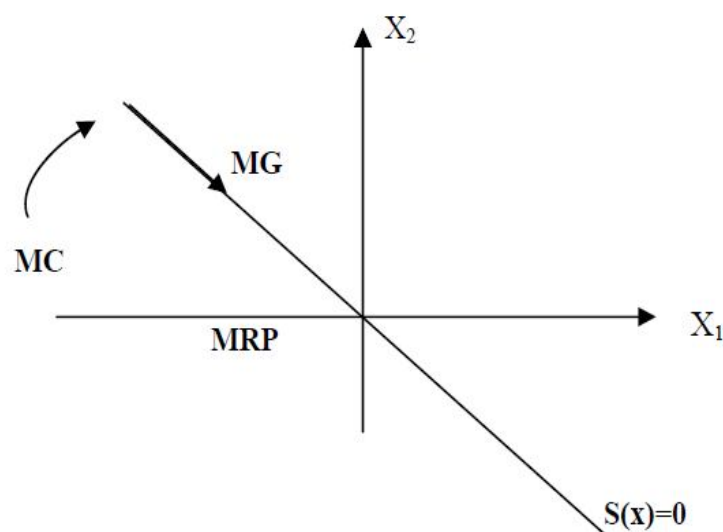


Figure 3. 4 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

L'obtention du régime glissant supposerait la discontinuité de la commande. De ce fait, si cette commande est indispensable pour assurer l'attractivité, elle n'empêche nullement, au contraire, une partie continue qui lui soit adjointe pour diminuer l'amplitude de la discontinuité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement se compose de deux parties, une concernant la linéarisation exacte u_{eq} et l'autre stabilisante u_n :

$$u = u_{eq} + u_n \quad (3.11)$$

La grandeur u_{eq} correspond à la commande équivalente proposée par Filippov (Filippov ; 1960) Elle sert à maintenir l'état sur la surface de glissement $S(x)$. La commande équivalente est déduite : sachant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$. Elle peut être interprétée comme un retour d'état particulier jouant le rôle de signal de commande appliqué sur le système à régler (Fossard, 1996).

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre u_{max} et u_{min}

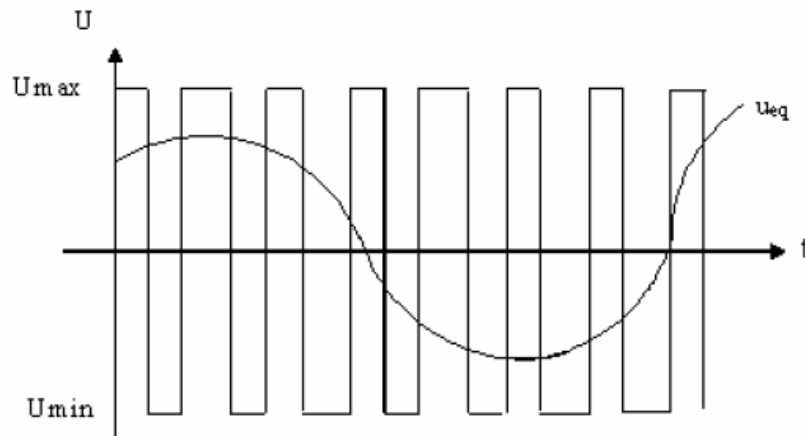


Figure 3. 5 : La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{max} et u_{min}

La commande u_n est déterminée pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et satisfaire la condition de convergence. Plusieurs choix pour la commande discontinue u_n peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue par:

$$u_n = [u_1, u_2, \dots, u_m] \text{ avec la fonction signe par rapport à } S = [S_1, S_2, \dots, S_m]:$$

$$\begin{cases} \text{Sign}(S) = +1 & \text{Si } S > 0 \\ \text{Sign}(S) = -1 & \text{Si } S < 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

Avec

u_n s'exprime donc comme suite:

$$u_n = k \text{sign}(S) \quad (3.13)$$

Où k est un gain positif.

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure 2.6

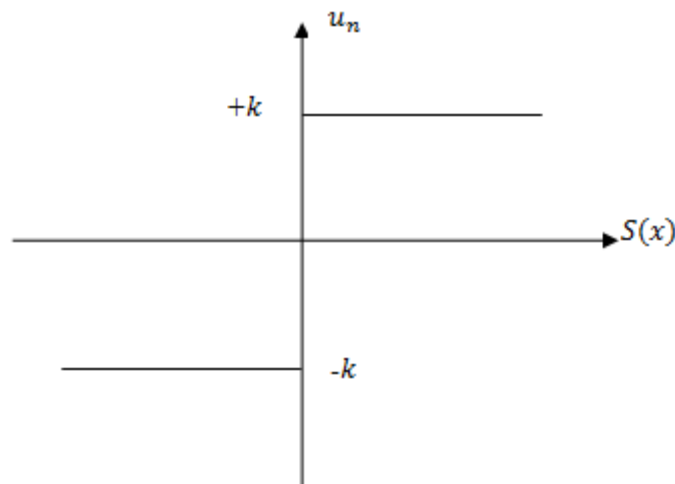


Figure 3. 6 : Allure de la fonction signe

Si le gain k est très petit, le temps de réponse sera long, si k est très grand, le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître sur les réponses en régime permanent, dites broutement ou chattering.

3.2.5. Application de la commande

Soit le système défini dans l'espace d'état par :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (3.14)$$

Le vecteur commande $u(t)$ est composé de deux grandeurs $u(t) = u_{eq} + u_n$

Par substitution, nous trouvons l'expression suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t) + g(x, t)u_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} [g(x, t)u_n] \quad (3.15)$$

En mode de glissement et en régime permanent. La surface est nulle, par conséquent sa dérivée et la composante discontinue est aussi nulle :

- $\dot{S}(x) = 0$
- $u_n = 0$

D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente

$$u_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right]^{-1} \left[\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right] \quad (3.16)$$

Afin que la commande existe, la surface doit remplir la condition suivante :

$$\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \neq 0 \quad (3.17)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme u_{eq} par son expression dans l'équation (3.16), nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [g(x, t)u_n] \quad (3.18)$$

La condition d'attractivité devient :

$$\dot{S}(x)S(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [g(x, t)u_n] < 0 \quad (3.19)$$

La solution la plus simple de choisir u_n sous la forme de relais. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suite :

$$u_n = k \text{sign}(S(x, t)) \quad (3.20)$$

En remplaçant l'expression de u_n dans (3.19) on obtient:

$$\dot{S}(x)S(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)k|S(x)| < 0 \quad (3.21)$$

Le gain k est choisi positif. Si k est choisi très petit, le temps de réponse sera très long. Si au contraire il est choisi très grand nous aurons de fortes sollicitations de l'organe de commande qui peuvent exiger des dynamiques négligées.

3.2.6. Phénomène de broutement

Le problème des régimes glissants est que la commande est discontinue sur la surface de glissement. Elle commute entre deux valeurs $\pm|k|$ à une fréquence théoriquement infinie. Ceci est impossible à réaliser d'une part de la présence d'un temps de retard pour le calcul de la commande et d'autre part de la limite de la fréquence de commutation des interrupteurs. Par conséquent, des oscillations à hautes fréquences se produisent, ce phénomène est dit phénomène de broutement (chattering en anglais). Dans ce mode la trajectoire d'état n'évolue plus exactement le long de la surface, mais elle tend à osciller autour d'elle (Utkin, 1977 ; Perruquetti et Barbot, 2002)

Les principales raisons à l'origine de ce phénomènes sont:

- Le retard pur en série avec le système en boucle ouverte (retards inhérents au système, échantillonnage,...)
- Les dynamiques non modélisées des capteurs et observateurs, qui retardent le moment où le régulateur prend conscience qu'il faut inverser la commande.
- Les dynamiques non modélisées des actionneurs et autre dynamiques rapides du système qui retardent le moment où la commande est suffisamment forte pour rapprocher le système de la surface de glissement.

Tous ces phénomènes ont globalement l'effet de retarder l'application effective de la commande permettant de ramener le système sur la surface de glissement à partir du moment où il l'a quittée. On parle aussi de chattering pour désigner l'oscillation haute fréquence de la commande (et non plus de la variable de glissement). Une autre cause de chattering, notamment sur la commande, est le bruit de mesure. En effet, une erreur de mesure quand l'état est très proche de la surface de glissement peut entraîner une erreur de signe de la commande, car cette dernière croit à tort que le système se trouve de l'autre côté de la surface. (Bregeault, 2010)

De nombreuses études ont été effectuées dans le but de réduire ce phénomène. L'une d'elles consiste à remplacer la fonction signe par des fonctions de saturations

$$\text{sat}(s) = \begin{cases} \frac{s}{\epsilon} & \text{si } |s| \leq \epsilon \\ \text{sign}(s) & \text{si } |s| > \epsilon \end{cases} \quad (3.22)$$

Avec ϵ est un paramètre petit est positif.

Nous trouvons aussi dans la littérature de l'automatique, d'autres types d'adoucissement de la fonction signe, par exemple, on peut remplacer la fonction signe par une classe de C^1 , figures (3.7), (3.8)

$$\text{Smooth}(S) = \frac{S}{|S| + \epsilon} \quad (3.23)$$

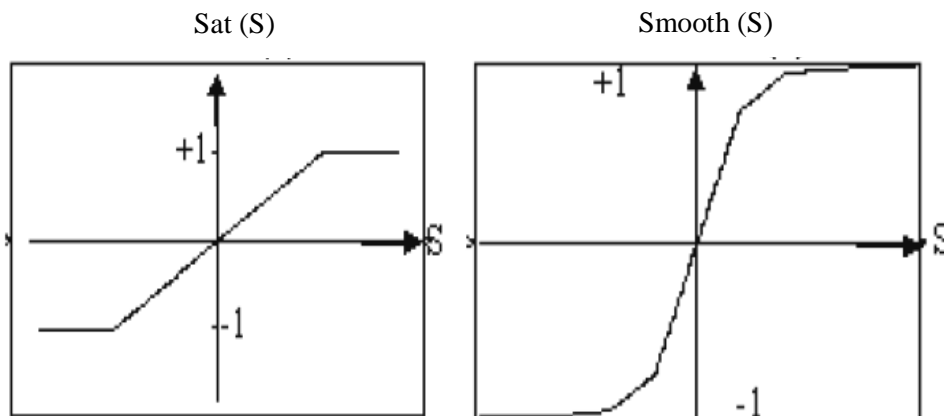


Figure 3. 7 : Fonction de saturation

Figure 3. 8 : Fonction Sigmoides

3.3. Commande par Backstepping

Plus récemment, la technique du Backstepping (commande stabilisante non linéaire) a fait son apparition dans les années 1990, elle a été développée par Kanellakopoulos (Kanellakopoulos et al.1991) et inspiré par les travaux de Feurer et Morse (Feurer et Morse, 1978) d'une part et Tsinias (Tsinias, 1989) et Kokotovit, Sussmann (Kokotovit et Sussmann, 1989) d'autre part. L'arrivée de la commande par le Backstepping a donné un nouveau souffle à la commande des systèmes non linéaires, qui malgré les grands progrès réalisés, manquait d'approches générales.

Cette technique est une méthode systématique et récursive de synthèse de lois de commande non linéaires qui utilise le principe de stabilité de Lyapunov et qui peut s'appliquer à un grand nombre de systèmes non linéaires.

L'idée de base de la commande par le Backstepping est de rendre les systèmes bouclés équivalents à des sous-systèmes d'ordre un en cascade stable au sens de Lyapunov, ce qui leur confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique. En d'autres termes, c'est une méthode multi-étapes. A chaque étape du processus, une commande virtuelle est ainsi générée pour assurer la convergence du système vers son état d'équilibre. Cela peut être atteint à partir des fonctions de Lyapunov qui assurent pas à pas la stabilisation de chaque étape de synthèse.

Le Backstepping est applicable au système de type triangulaire inférieur ou appelée aussi boucle de retour stricte c.à. d la dérivée de chaque composante du vecteur état doit être une fonction des composantes précédentes et dépendre additivement de la composante suivante.

– Commenant avec la première équation différentielle du système \dot{x}_1 qui est plus loin de l'entrée de commande u , et n'achève la loi de commande de type d'expression analytique qu'en dernière étape.

– Elle construit une sortie passive et une fonction de stockage qui est utilisée comme une fonction Lyapunov.

La méthode de linéarisation par bouclage de retour élimine toutes les non linéarités du système, la technique du Backstepping donne plus de flexibilité au concepteur en exploitant les " bonnes " non linéarités, tandis que les " mauvaises " non linéarités ou les non linéarités déstabilisantes sont dominées en ajoutant des amortissements non linéaires. Ainsi, une robustesse additionnelle est obtenue (Krstic et al., 1996 ; Guessas, 2012).

Considérons le problème de la stabilisation du système non linéaire sous la forme triangulaire suivant :

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 + f_1(x_1) & (3.24) \\ \dot{x}_2 &= x_3 + f_2(x_1, x_2) \\ &\vdots \\ \dot{x}_i &= x_{i+1} + f_i(x_1, x_2, \dots, x_i) \\ &\vdots \\ \dot{x}_n &= f_n(x_1, x_2, \dots, x_n) + u\end{aligned}$$

L'idée derrière la technique du backstepping est de considérer l'état x_2 comme une "commande virtuelle" pour x_1 . Donc, s'il est possible de rendre $x_2 = -x_1 - f_1(x_1)$, alors l'état x_1 sera stabilisé. Ceci pourra être vérifié en considérant la fonction de Lyapunov $V_1 = \frac{1}{2}x_1^2$. Mais puisque x_2 n'est pas la vraie commande pour x_1 , nous désignons le changement de variables suivant :

$$\begin{aligned}z_1 &= x_1 \\ z_2 &= x_2 - \alpha_1(x_1)\end{aligned}$$

Avec $\alpha_1(x_1) = -x_1 - f_1(x_1)$. Introduisant la fonction de Lyapunov $V_1(z_1) = \frac{1}{2}z_1^2$, nous obtenons :

$$\dot{z}_1 = -z_1 + z_2$$

$$\dot{z}_2 = x_3 + f_2(x_1, x_2) - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1}(x_2 + f_1(x_1)) = x_3 + \bar{f}_2(z_1, z_2)$$

$$\dot{V}_1 = -z_1^2 + z_1 z_2$$

En procédant récursivement, nous définissons les variables suivantes :

$$z_3 = x_3 - \alpha_2(z_1, z_2)$$

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2$$

Pour déterminer l'expression de $\alpha_2(z_1, z_2)$, observons que

$$\dot{z}_2 = z_3 + \alpha_2(z_1, z_2) + \bar{f}_2(z_1, z_2)$$

$$\dot{V}_2 = -z_1^2 + z_2 \left(z_1 + z_3 + \alpha_2(z_1, z_2) + \bar{f}_2(z_1, z_2) \right)$$

Choisissant $\alpha_2(z_1, z_2) = -z_1 - z_2 - \bar{f}_2(z_1, z_2)$, nous obtenons

$$\dot{z}_1 = -z_1 + z_2$$

$$\dot{z}_2 = -z_1 + z_2 + z_3$$

$$\dot{V}_2 = -z_1^2 - z_2^2 + z_2 z_3$$

Récursivement, à l'étape i , définissant

$$z_{i+1} = x_{i+1} - \alpha_i(z_1, \dots, z_i) \quad (3.25)$$

$$V_i = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^i z_k^2 \quad (3.26)$$

Pour obtenir

$$\dot{z}_i = z_{i+1} + \alpha_i(z_1, \dots, z_i) + \bar{f}_i(z_1, \dots, z_i)$$

$$\dot{V}_i = - \sum_{k=1}^{i-1} z_k^2 + z_{i-1} z_i + z_i \left(z_{i+1} + \alpha_i(z_1, \dots, z_i) + \bar{f}_i(z_1, \dots, z_i) \right)$$

En utilisant l'expression $\alpha_i(z_1, \dots, z_i) = -z_{i+1} - z_i - \bar{f}_i(z_1, \dots, z_i)$, nous obtenons :

$$\dot{z}_i = -z_{i-1} - z_i + z_{i+1}$$

$$\dot{V}_i = - \sum_{k=1}^{i-1} z_k^2 + z_{i-1} z_i$$

à l'étape n , nous obtenons

$$\dot{z}_n = \bar{f}_n(z_1, \dots, z_n) + u \quad (3.27)$$

En choisissant

$$u = \alpha_n(z_1, \dots, z_n) = -z_{n-1} - z_n - \bar{f}_n(z_1, \dots, z_n) \quad (3.28)$$

Pour la fonction de Lyapunov suivante

$$V_n = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n z_k^2 \quad (3.29)$$

Il s'en suit

$$\dot{z}_n = -z_{n-1} - z_n \quad (3.30)$$

$$\dot{V}_n = -\sum_{k=1}^n z_k^2 \quad (3.31)$$

La stabilité du système est prouvée en recourant à de simples fonctions de Lyapunov quadratiques. Il faut aussi noter que la dynamique obtenue en fonction des coordonnées en z est linéaire.

L'avantage de la technique du backstepping est sa flexibilité pour le choix des fonctions stabilisantes α_i qui sont choisies simplement sans éliminer toutes les non linéarités afin de rendre la fonction \dot{V}_i négative (Chokchou, 2011)

3.4. Amélioration de la commande Backstepping

Parmi les avantages de la technique du Backstepping, c'est qu'on peut l'associer à d'autres méthodes de l'automatique moderne dont l'objectif est d'améliorer les performances du système commandé. Ce qui nous a ramené à procéder par la suite à une amélioration soit par l'introduction d'un terme intégral, soit par une association à d'autre commande comme celle par mode glissant.

3.4.1. L'introduction du terme Intégral

Afin d'améliorer la robustesse de la commande par Backstepping, et pour être en mesure d'éliminer les erreurs résiduelles, en présence de perturbations à moyenne non nulle, une action intégrale est introduite dans les contrôleurs générés par le Backstepping. Cette introduction nécessite une modification de procédure de design. (Boumediène, 2007).

L'amélioration de la commande Backstepping en ajoutant une action intégrale est une idée dont les origines sont difficiles à retracer, en raison de son apparition simultanée, souvent implicite, dans les travaux de (Koditschek, 1987; Shellshellann, 1988 ; Tsinias, 1989 ; Byrnes et Isidori, 1989 ; Sontag et al., 1989), qui ont vu la stabilisation par un intégrateur comme un cas particulier de la stabilisation à travers toutes les fonctions de transfert, comme dans les conceptions adaptatives débuté par (Parcs, 1966 ; Landau, 1979 ; Narendra. et al., 1997). Cette vue de la passivité a été étendu aux cascades non linéaires par (Ortega, 1991 ; Byrnes et al., 1991). Backstepping Intégrateur comme un outil de conception récursive (Kokotovic et Sussmann, 1989 ; Corollaire 3,2) a été employé dans la conception en cascade de (Saber et al., 1990) et développée par (kanellakopoulos, et al., 1992). (livre kanellakopoulos, kristic ; 1995)

Le contrôleur, généré par la commande par Backstepping, est du type PD (Proportionnel Dérivée). Par conséquent, celui-ci ne permet pas d'éliminer les perturbations externes à moyenne non nulle à moins qu'elles soient à la sortie d'un procédé intégrateur. Afin d'être en mesure d'éliminer ces erreurs, une solution consiste à doter les régulateurs obtenus d'une action intégrale (Benaskeur et al, 2000). L'idée principale se résume à introduire, d'une manière virtuelle, un intégrateur en cascade avec le procédé et à procéder à l'élaboration de la loi de commande de façon conventionnelle à l'aide de la méthode du Backstepping. Ensuite, cet intégrateur sera transféré dans le régulateur ce qui permettra de

garantir une erreur nulle due à des perturbations à moyenne non nulle à l'entrée et/ou à la sortie du procédé. (Paquin, 2000; Eshbair, 2005; Oueder, 2012)

Dans le cas de la MSAP, L'influence de la variabilité de certains paramètres et de la perturbation de charge peut être fortement réduite par l'introduction d'une action intégrale qui peut être ajouté à la dernière étape de calcul de la commande par Backstepping (Boumédiène, 2007) comme elle peut être introduite à chaque étape dont le but est d'assurer une grande précision de la commande de la vitesse et la position.

Cette technique présente de hautes performances en régimes transitoires et permanent et aussi vis-à-vis des incertitudes paramétriques. (Mohamed Assaad Hamida et al, 2012)

3.4.2. Association de la commande Backstepping à la commande par mode Glissant

La plupart des nouveaux outils de conception ont émergé en activant quelques concepts descriptifs classiques. Cela explique le regain d'activité que connaît ce domaine depuis plusieurs années. La fonction de commande de Lyapunov a suscité beaucoup d'intérêt ces dernières années dans le domaine de conception, ce qui a donné lieu à des techniques systématiques de conception de contrôleurs pour les systèmes non linéaires (Utkin, 1977 ; Fossard, 1996 ; Tzafestas et Rigatos, 1999 ; Idris, 2003 ; Boumédiène, 2007)

La technique de Backstepping et celle de mode glissant sont deux méthodes qui exploitent la notion de fonction de commande de Lyapunov (Boudjema et al, 1998). Ce point commun nous a permis d'élaborer une commande associant ces deux techniques.

En effet les deux critères permettant aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement sont:

- Celui proposé par Utkin : $s(x)\dot{s}(x) < 0$
- Celui défini par la fonction de Lyapunov : $\dot{V}(x) < 0$, la fonction énergie est fonction de la surface qui est fonction de l'erreur.

En mode glissant cette condition est réalisée par : $\dot{s}(x) = -q_0 \text{sign}(s) - q_1(s)$

Avec q_0 et q_1 réels positifs. Par conséquent la condition de stabilité de Lyapunov est réalisée par la condition de convergence des modes glissants

L'association des deux commandes se fait pendant l'étape où la commande réelle apparaît.

3.5. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à présenter les aspects théoriques sur la stabilité et le contrôle des systèmes non linéaires. Il n'existe pas de méthodologie générale pour la conception d'un contrôleur non linéaire à l'inverse des systèmes linéaires.

Nous avons essayé d'expliquer de façon simple le principe de quelques techniques de commande dédiées au contrôle non linéaire, et qui sont en relation avec notre travail, le but étant de les utiliser afin d'obtenir le suivi de trajectoire du fauteuil roulant électrique.

La commande non linéaire utilisée est la commande par Backstepping qui définit une approche fonctionnelle de Lyapunov produisant une loi de commande de stabilisation.

Nous avons présenté quelques améliorations possibles soit par l'ajout d'une action intégrale soit par l'association à la commande par mode glissant. Nous allons voir par la suite, la description et la modélisation de notre système.

*L'erreur n'annule pas la valeur de l'effort accompli.
Qui veut faire quelque chose trouve un moyen. Qui ne veut rien faire trouve une excuse.
Proverbes arabes (Traduction).*

Dans toute formulation d'un problème de commande, le modèle mathématique développé dans le but d'établir la loi de commande ne reflète pas exactement le processus réel. Ces différences peuvent par exemple être dues à des dynamiques non modélisées, à des variations des paramètres du système ou à l'approximation trop directe de comportements complexes du processus.

Dans le cadre de la théorie des systèmes linéaires, la synthèse de la commande est basée sur une approximation linéaire du modèle dynamique du Fauteuil Roulant Electrique. Cette approche permet de découpler cette dynamique en deux boucles de type SISO, associée à deux entrées de commande dont le but de faciliter l'étude du suivi de trajectoire. Généralement les deux boucles décrivent la position ou la vitesse du FRE. Les résultats de simulation visualisent les performances de cette commande linéaire.

4.1. La commande par PID

La stratégie de commande par PID (pour Proportionnel - Intégral - Dérivé) est certainement l'approche la plus intuitive et la plus simple à embarquer sur un processeur. Elle permet de comprendre facilement le rôle physique de chacun des termes de la commande, ce qui permet de régler les gains en conséquence.

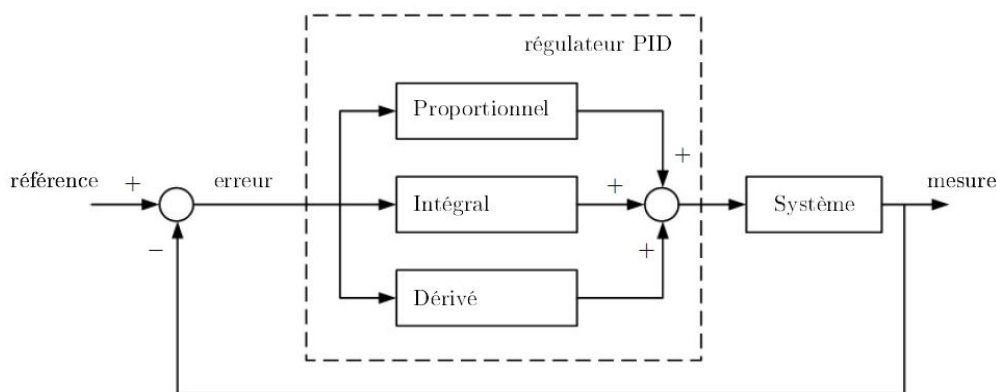


Figure 4. 1: Principe du PID

Comme le montre la figure 4.1, cette structure délivre un signal de commande à partir de l'erreur existante entre la référence et la mesure, de son intégral et de sa dérivée. Bien que l'analyse d'un système piloté avec un régulateur PID soit simple, sa conception peut être difficile car il n'existe pas de méthode unique pour déterminer les gains intervenant dans le processus. Il est alors nécessaire de trouver des compromis entre durée du régime transitoire, dépassement, erreur statique, stabilité et robustesse. Les méthodes de réglage les plus utilisées en théorie sont la méthode de Ziegler-Nichols, la méthode de Naslin (polynômes normaux à amortissement réglable) et la méthode du lieu de Nyquist inverse, la méthode de placement de pôles, la méthode de Broïda et celle par approches successives.

Le régulateur PID est caractérisé par la fonction de transfert suivante:

$$C(s) = k_p + k_i/s + k_d s$$

Avec : k_p , k_i , k_d sont les paramètres du contrôleur PID respectivement.

4.2. Découplage

Dans le but de simplifier la commande du FRE, et afin d'insérer des régulateurs linéaires classiques ; nous avons découplé la dynamique des deux roues en transformant les couples générés par les moteurs c_r , c_l par des nouveaux couples c_r^* , c_l^* .

La littérature offre des méthodes de calcul de la matrice de découplage comme celle utilisée par Nyabundi. (Nyabundi et al., 2009a) et (Baker et al., 2006).

Nous avons procédé en utilisant cette dernière pour déterminer la matrice de découplage telle que :

$$\begin{bmatrix} c_l \\ c_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_l^* \\ c_r^* \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Ceci est représenté schématiquement sur la figure (4.3).

On remarque que le couple c_r influe sur la dynamique de la roue droite, et le couple c_l influe sur celle de la roue gauche. Le découplage facilite le dimensionnement monovarié de la commande en utilisant le système réduit suivant :

La forme désirée, pour avoir un découplage entre les deux entrées c_l , c_r

$$\dot{x} = [A]x + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ y_1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & y_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_l^* \\ c_r^* \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Pour notre modèle d'état qui est définie par:

$$\dot{x} = [A]x + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ y_1 & y_2 \\ 0 & 0 \\ y_3 & y_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_l \\ c_r \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

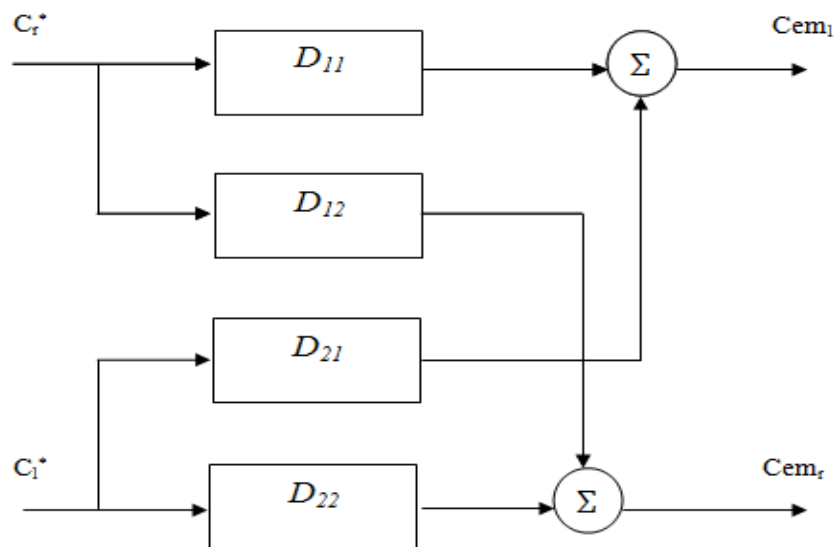


Figure 4. 2 : Système de Découplage

Substituant (4.2) dans (4.3) nous obtenons le système (4.4) :

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ y_1 & y_2 \\ 0 & 0 \\ y_3 & y_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} \\ D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ y_1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & y_4 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

La résolution du système (4.4) nous permet d'obtenir la matrice de découplage D, définie par:

$$[D] = \begin{bmatrix} 0.9677 & 0.0163 \\ 0.0161 & 0.9837 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

4.3. Réglage du Fauteuil Roulant Electrique

4.3.1. Modèle linéaire monovariante

Après avoir calculé la matrice de découplage, nous allons l'appliquer à notre modèle simplifié (équation 3.53) et globale, afin d'insérer le régulateur linéaire classique PID dont le but est le contrôle de position ainsi que de vitesse sera pour assurer le suivi de trajectoire.

4.3.2. Le modèle simplifié

4.3.2.1. Réglage de position du FRE:

Pour le contrôle de position du FRE, nous allons utiliser un correcteur Proportionnel Intégral Dérivé (PID).

Le schéma bloc de la boucle fermée est illustré dans la figure 4.3, et sa fonction de transfert est sous cette forme :

$$C(s) = k_p + k_i/s + k_d s$$

Avec : k_p , k_i , k_d sont les paramètres du contrôleur PID respectivement.

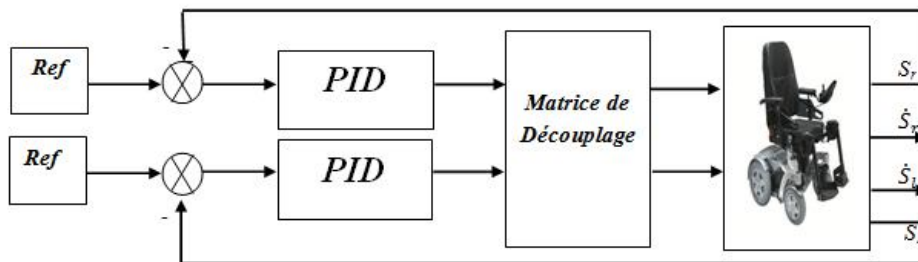


Figure 4. 3: Boucle fermée du FRE avec PID pour le contrôle de position.

Résultats de simulation :

Afin de tester l'efficacité du découplage et de valider la structure de commande proposée pour le modèle linéaire réduit, nous avons simulé le système réglé, pour une référence de position $x = 2 m$.

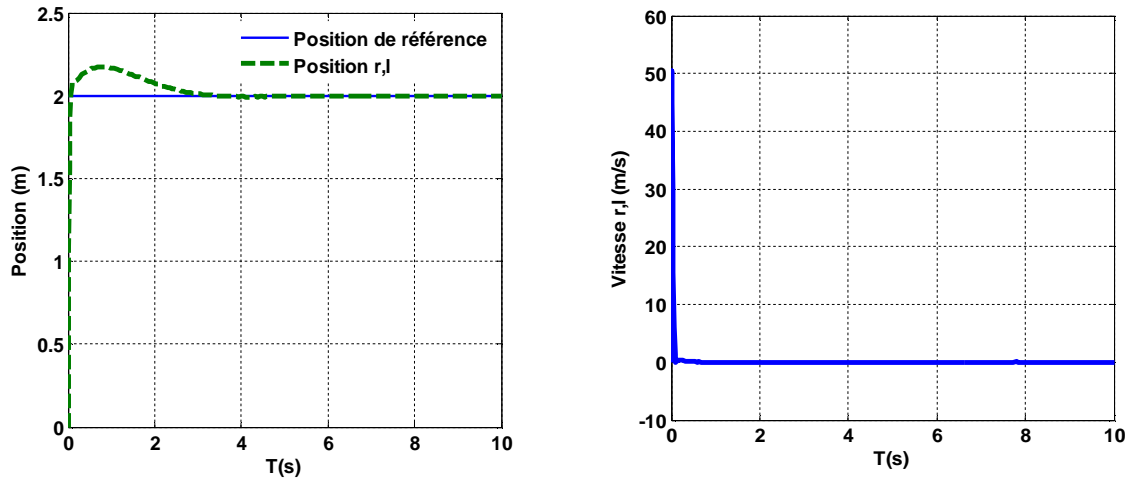


Figure4.4. 1:Commande de position du système découplé à une entrée échelon

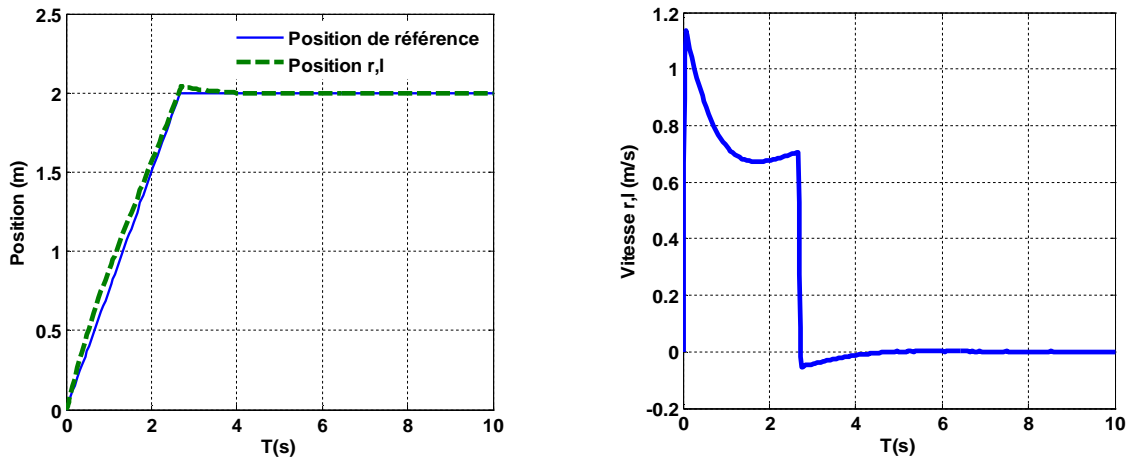


Figure 4. 4.2. Commande de position du système découplé à une entrée rampe

Les figures (4.4.1, 4.4.2) nous donnent les performances de la commande par PID avec modèle linéaire pour le réglage de la position du FRE avec une entrée à un échelon et rampe respectivement.

Les caractéristiques temporelles du système contrôlé après ce test sont :

Pour une entrée à un échelon

$$PID \begin{cases} \text{Dépassement} = 11\% \\ \text{temps de réponse} = 0.057s \\ \text{Erreur Statique} = 0.0001 \end{cases}$$

Pour une entrée rampe

$$PID \begin{cases} \text{Dépassement} = 11\% \\ \text{temps de réponse} = 2.8s \\ \text{Erreur Statique} = 0.0001 \end{cases}$$

D'après ces performances nous constatons que le temps de réponse à 5% pour une entrée échelon est vraiment petit ce qui signifie que le système répond rapidement, mais vu que notre prototype est une chaise roulante faite pour les personnes d'aide à mobilité réduite donc le plus important pour nous c'est d'avoir les meilleures performances pour les patients, la raison pour laquelle nous avons utilisé une entrée rampe.

Les résultats de simulations dans le cas de référence de position variable (vitesse constante) sont configurés dans les figures (4.4.3, 4.4.4)

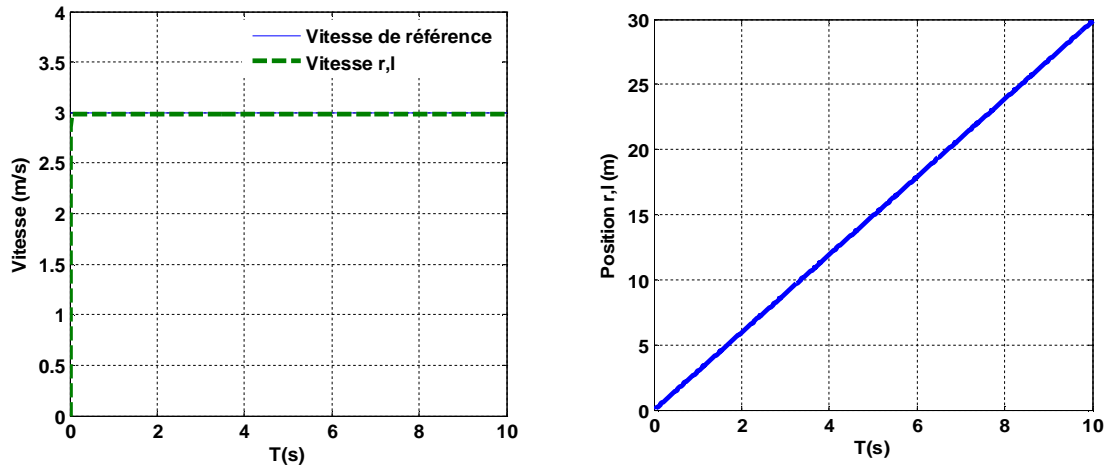


Figure 4.4. 3: Contrôle de vitesse du système découplé à entrée échelon

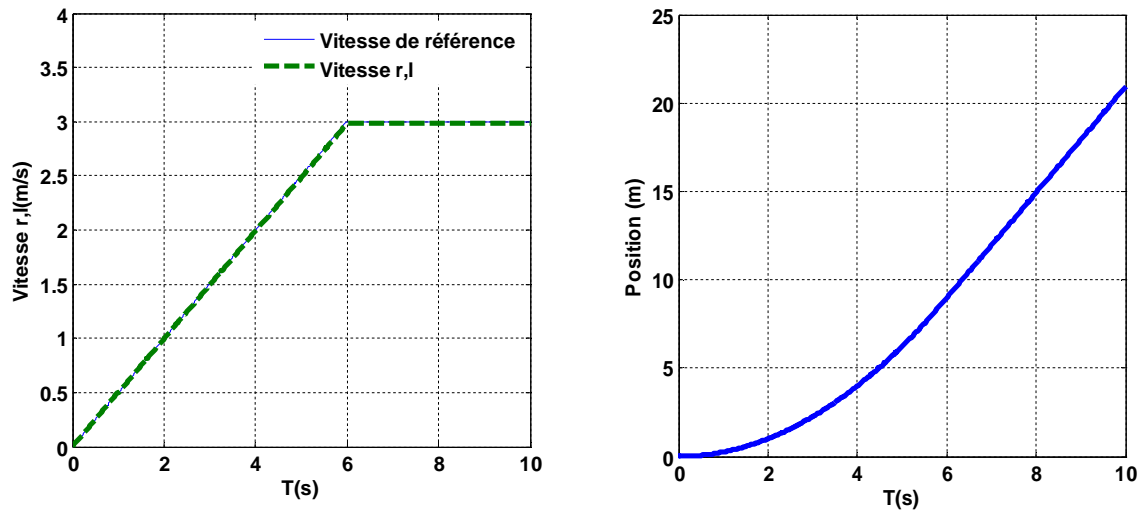


Figure 4.4. 4. Contrôle de vitesse du système découplé à une entrée rampe

Les figures (4.4.3, 4.4.4) nous donnent les performances de la commande par PI avec modèle linéaire pour le réglage de la vitesse du FRE avec une entrée à un échelon et rampe respectivement.

Les caractéristiques temporelles du système contrôlé après ce test sont :

Pour une entrée à un échelon

$$PID \begin{cases} \text{Dépassement} = 0 \\ \text{temps de réponse} = 0.021s \\ \text{Erreur Statique} = 0.02 \end{cases}$$

Pour une entrée rampe

$$PID \begin{cases} \text{Dépassement} = 0 \\ \text{temps de réponse} = 5.7s \\ \text{Erreur Statique} = 0.02 \end{cases}$$

D’après ces performance nous avons constaté que le temps de réponse à 5% pour une entrée échelon est vraiment petit ce qui signifie que le système répond rapidement, mais vu que notre prototype est une chaise roulante faite pour les personnes d’aide à mobilité réduite donc le plus important pour nous c’est d’avoir les meilleurs performances pour le patient la raison pour laquelle que nous avons utilisée une entrée rampe.

4.3.3 Le modèle global

Dans le but d’utiliser le contrôleur classique PID nous avons découplé notre système FRE+MSAP en deux sous systèmes en utilisant la même matrice de découplage, l’un correspondant à la roue gauche et l’autre à la roue droite.

4.3.3.1. Contrôle de position

Le schéma bloc ci dessus illustre le principe de la commande

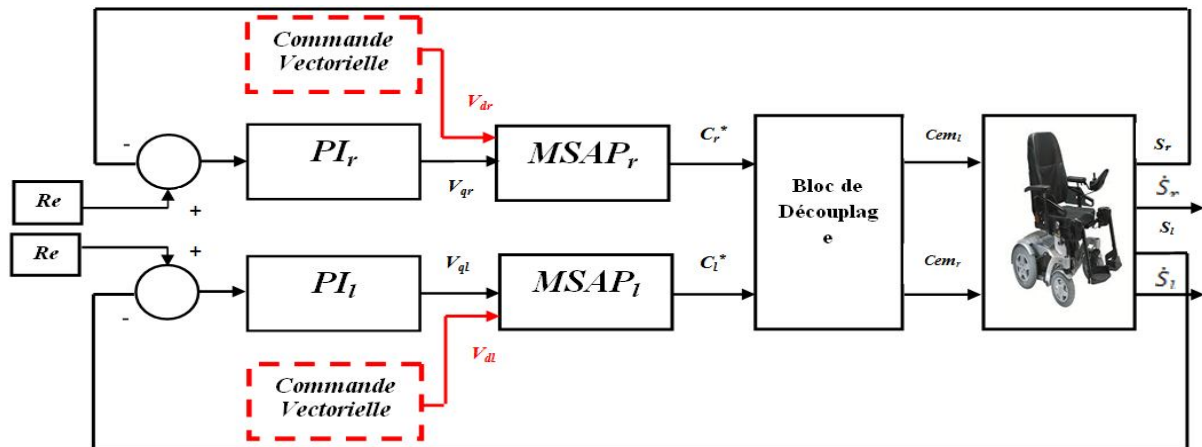


Figure 4. 5 : Schème bloc du modèle FRE+MSAP découplé, contrôle de position.

❖ Résultats de simulation

Les résultats obtenus après simulations pour le premier test correspondant à différents entrées position (échelon et rampe) sont illustrées dans les figures 4.6.1 et 4.6.2 respectivement. Dans le deuxième test nous présentons les résultats de simulations (figures 4.7.1, 4.7.2) pour une position de référence variable correspondant à une vitesse constante pour deux cas :

- Référence de position qui impose une référence de vitesse sous forme échelon.
- Référence de position qui impose une référence de vitesse sous forme rampe.

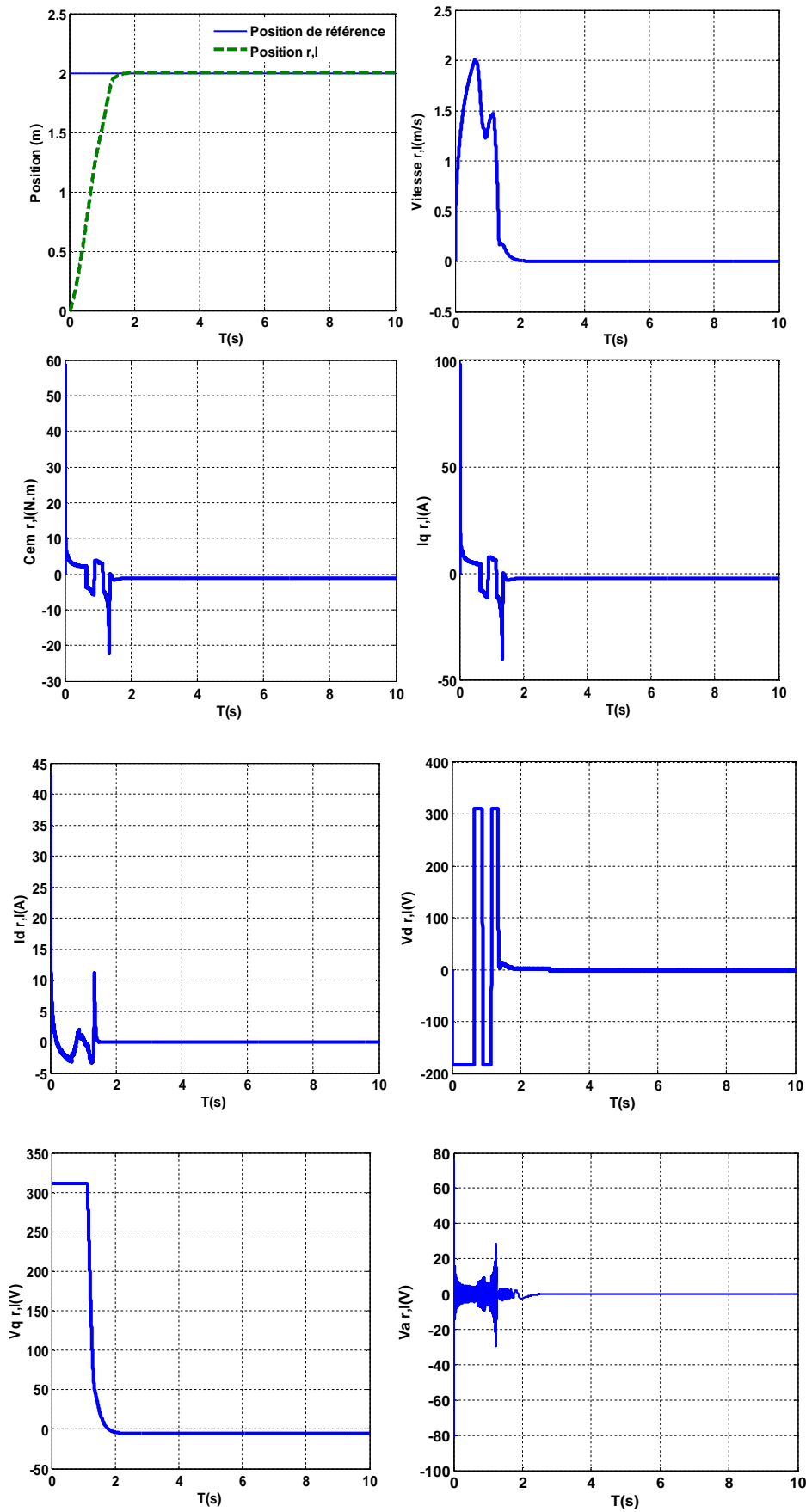


Figure4.6. 1: Résultats de simulations du système global découplé, évolution des grandeurs mécaniques et électriques pour une entrée échelon (contrôle de position).

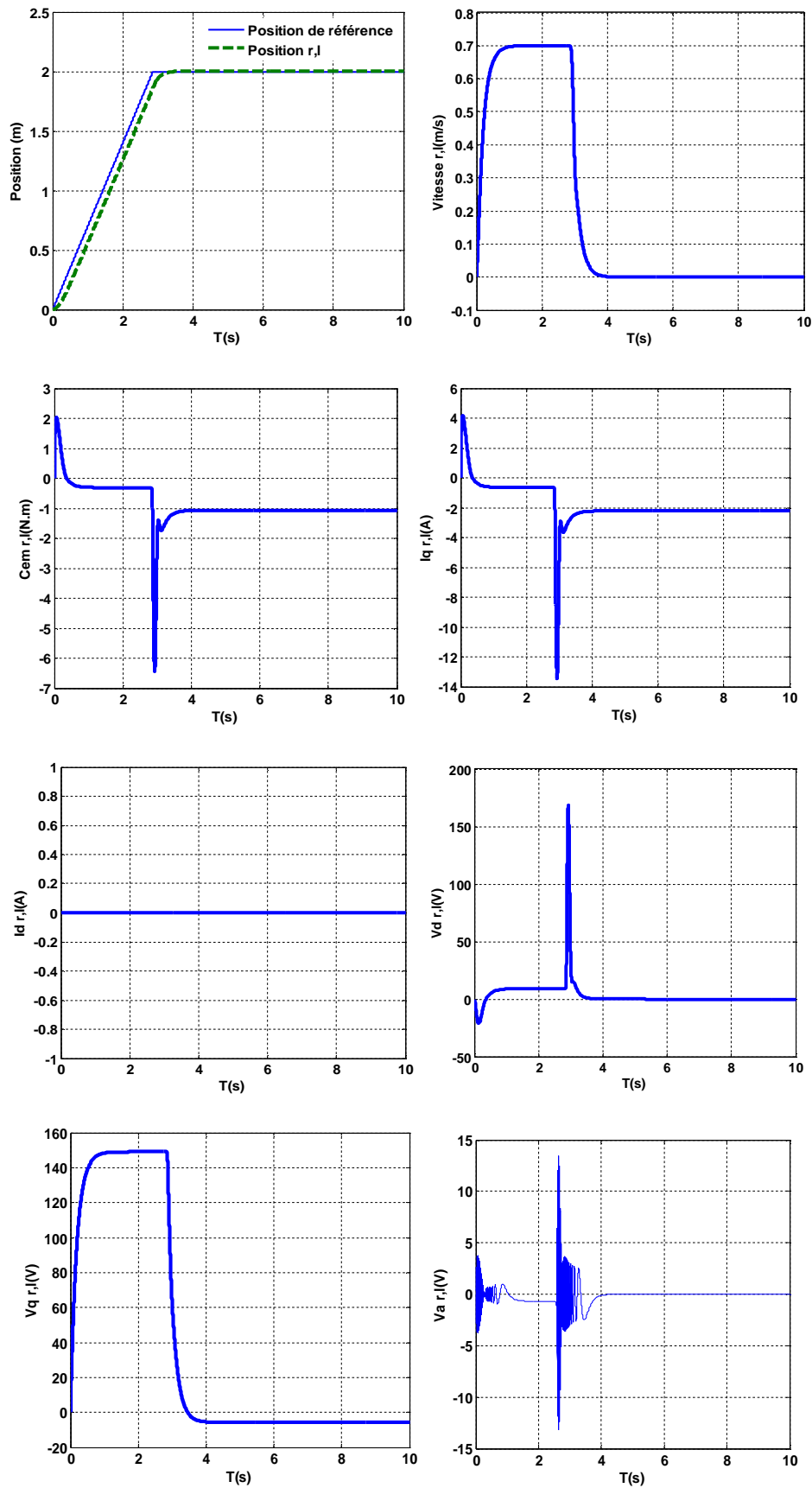


Figure4.6. 2 : Résultats de simulations du système global découplé, évolution des grandeurs mécaniques et électriques pour une entrée rampe (contrôle de position).

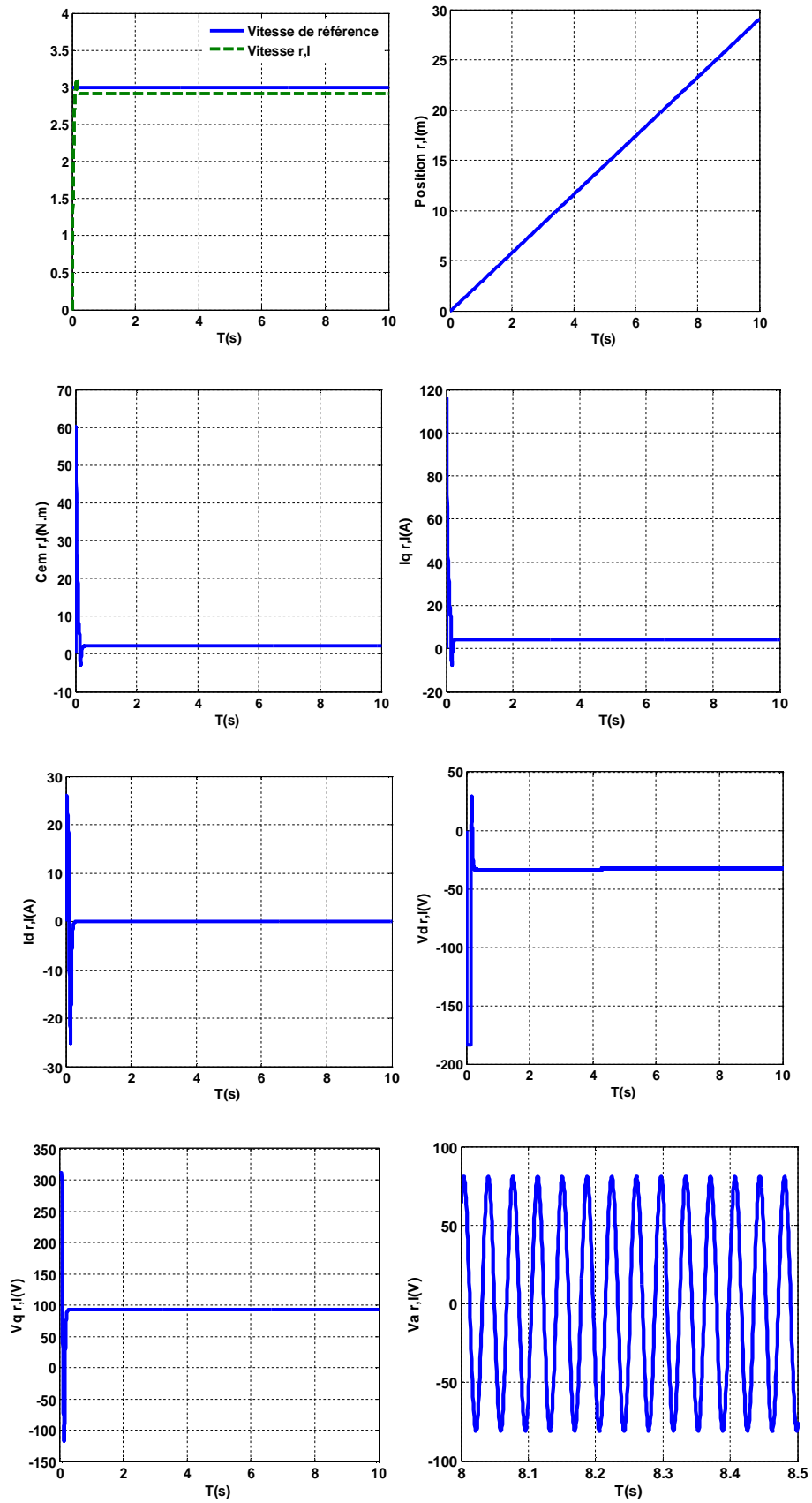


Figure4.7. 1 : Résultats de simulations du système global découplé, évolution des grandeurs mécaniques et électriques pour une entrée échelon(contrôle de vitesse).

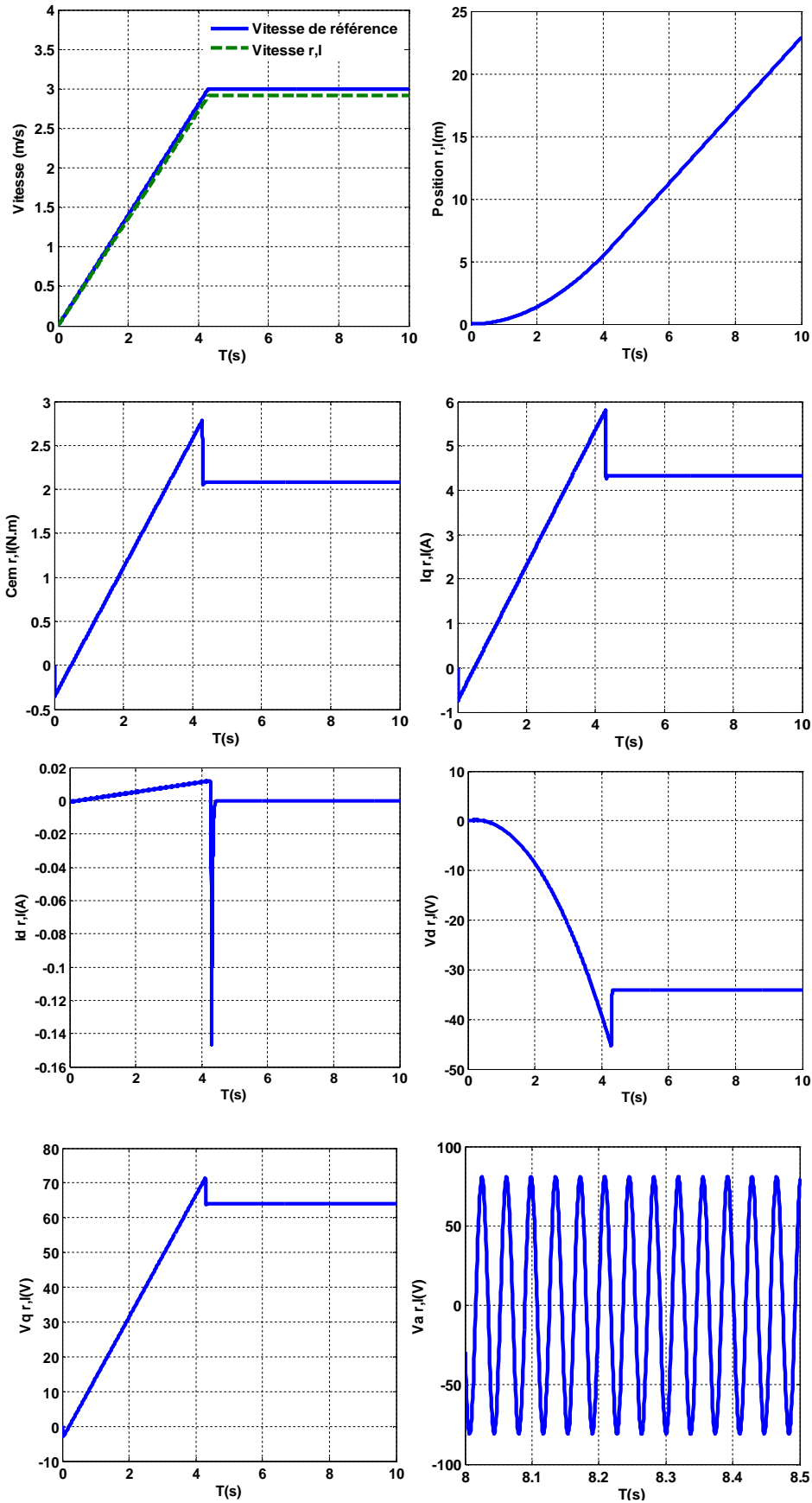


Figure4.7. 2 : Résultats de simulations du système global découplé, évolution des grandeurs mécaniques et électriques pour une entrée rampe (contrôle de vitesse).

❖ Interprétation des résultats

D'après les résultats obtenus nous avons remarqué que les performances de notre système sont satisfaisantes et le suivi est maintenu dans les deux cas.

les figures 4.6.1, 4.6.2, nous ont permis d'évaluer le temps de réponse, dépassement, et l'erreur lors du contrôle de position pour une entrée échelon ($t_r=1.27s$, $D=0$, $e=0.0055$) et une entrée rampe ($t_r=2.92s$, $D=0$, $e=0.0055$).

De même les figures 4.7.1, 4.7.2, nous ont permis d'évaluer le temps de réponse, dépassement, et l'erreur lors du contrôle de vitesse pour une entrée échelon ($t_r=0.1s$, $D=11\%$, $e=0.09$) et une entrée rampe ($t_r=4.2s$, $D=0$, $e=0.09$).

La commande vectorielle est de même assurée par un réglage PI, et nous avons obtenu $I_d=0$.

Nous avons constaté que notre système globale est rapide, stable, précis pour les deux cas d'entrées.

Nous avons conclu que la commande par utilisation des correcteurs classiques tels que le PI, et le PID, appliquées à notre système découplé a donné de bons résultats.

4.4. Conclusion

L'approche par des correcteurs linéaires, du type PID, a vite montré ses limites. En effet, ceux-ci sont soumis à la loi de Bode qui veut que les effets d'amplitude et les effets de phase soient couplés et antagonistes.

La motivation de ce chapitre consiste à étudier le problème de poursuite parfaite d'une trajectoire de référence de la sortie. Pour la résolution de ce problème, nous avons proposé, dans un premier temps, une commande classique linéaire PID dans les deux cas modèle simplifié et modèle après l'intégration de l'actionneur de type MSAP. Les résultats de la simulation du premier test correspondant au modèle simplifié montrent un bon suivi pour les deux références de position (constante, et variable) avec un léger dépassement dans le contrôle de

Le deuxième test correspondant au modèle simplifié avec actionneur MSAP, le suivi est maintenu sans dépassement, nous avons remarqué un fort appel de courant au régime transitoire pour le cas entrée échelon. Cependant pour le cas entrée rampe les résultats sont satisfaisants.

'' La science comporte des savoirs jamais définitivement acquis et des questionnements incessants sur chaque parcelle d'inconnu et de connu. Le bon sens n'est qu'un ramassis de préjugés''

Albert Einstein

Intrinsèquement, la plupart des systèmes physiques ont un comportement non linéaire, dont leur théorie de commande a été le sujet de développements intenses pendant les dernières décennies.

La commande des systèmes constitue l'un des domaines les plus riches en termes d'algorithmes, d'outil, d'analyse et de techniques de design. Toutefois, toutes ces techniques sont basées sur la connaissance des paramètres du système à contrôler. Du degré de validité de cette hypothèse, dépend la qualité du comportement du système compensé obtenu. Si les paramètres du procédé sont connus avec exactitude un contrôleur bien conçu donne, en général, de bons résultats, la réciproque est en général vraie.

L'un des outils les plus connus, et qui est appliqué à l'étape de la conception et à l'exécution des unités de commande dans les systèmes non linéaire, est la théorie du Backstepping.

La technique du Backstepping combine la notion de fonction de contrôle de Lyapunov avec une procédure récursive de design. Cela permet de surmonter l'obstacle de la dimension et d'exploiter la souplesse de conception dans le cas scalaire pour résoudre les problèmes de commande pour les systèmes d'ordre élevé. Le Backstepping permet, de conserver les non linéarités utiles qui, souvent, aident à conserver des valeurs finies du vecteur d'état. Le Backstepping se base sur la deuxième méthode de Lyapunov avec celui des lois de commande. Ceci lui permet, en plus de faciliter la tâche pour laquelle le contrôleur est conçu (poursuite et/ou régulation), de garantir, en tout temps la stabilité globale du système compensé.

Dans ce présent chapitre, nous allons développer une loi de commande par la technique Backstepping du système globale. Cette dernière a pour objectif de commander la position et la vitesse du FRE. Nous allons insérer par la suite, l'alimentation qui est un onduleur à deux niveaux et nous concluons par des résultats de simulations et étude de robustesse.

5.1. Commande non linéaire Backstepping appliquée au système FRE simplifié

Dans cette partie, nous avons traité notre modèle linéaire simplifié multivariable sans l'introduction de l'actionneur. Afin de contrôler le suivi de position, nous avons utilisé la commande Backstepping.

L'idée de base de la commande de type Backstepping est de rendre les systèmes bouclés équivalents à des sous-systèmes d'ordre un en cascade stable au sens de Lyapunov, ce qui leur confère des qualités de robustesse et une stabilité globale asymptotique. En d'autres termes, c'est une méthode multi-étapes. A chaque étape du processus, une commande virtuelle est ainsi générée pour assurer la convergence du sous système vers son état d'équilibre.

Cela peut être atteint à partir des fonctions de Lyapunov qui assurent pas à pas la stabilisation de chaque étape de synthèse.

Notre modèle sous forme d'état, va d'être divisé en quatre sous-systèmes afin de contrôler la position et la vitesse. Le schéma de principe de la commande est donné par la figure (5.1)

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{[x]} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & l_1 & 0 & l_2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & l_3 & 0 & l_4 \end{bmatrix} [x] + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ y_1 & y_2 \\ 0 & 0 \\ y_3 & y_4 \end{bmatrix} [u] + \begin{bmatrix} 0 \\ R \\ \frac{a+b}{a+b} \\ 0 \\ R \\ \frac{a+b}{a+b} \end{bmatrix}^T \\ \\ \begin{bmatrix} S_r \\ S_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [x] \end{array} \right. \quad (5.1)$$

$$x = [S_r \dot{S}_r S_l \dot{S}_l]^T, u = [c_r c_l]^T, B_v = [0 \ 1 \ 0 \ 1]^T, V = T$$

Et $S_{r,l} = x_{1,3}$, $\dot{S}_{r,l} = x_{2,4}$ respectivement.

$$l_1 = l_4 = -ac / (a^2 - b^2)$$

$$l_2 = l_3 = bc / (a^2 - b^2)$$

$$y_1 = y_4 = aR / (a^2 - b^2)$$

$$y_2 = y_3 = -bR / (a^2 - b^2)$$

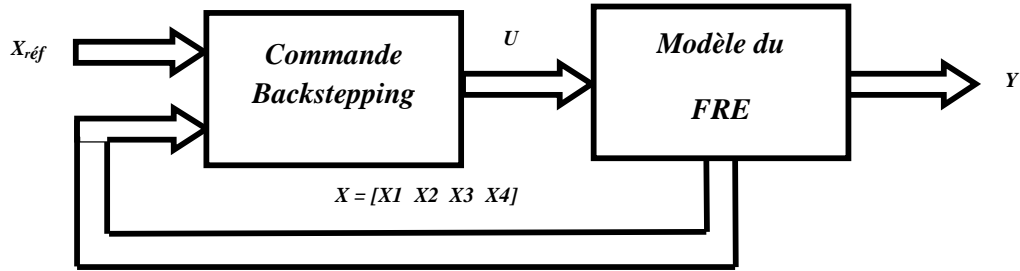


Figure 5. 1: Schéma de principe de l'application de la commande Backstepping

5.1.1 Commande de position du FRE

Nous allons présenter les étapes de dimensionnement afin de contrôler la position de la roue droite, nous définissons une variable erreur qui représente la différence entre la position mesurée et celle désirée

$$e_1 = x_1 - x_{1ref} \quad (5.2)$$

Considérons la fonction énergie candidate de Lyapunov suivante :

$$V(e_1) = (1/2)e_1^2 \quad (5.3)$$

La dérivée temporelle de cette fonction est de la forme :

$$\begin{aligned} \dot{V}(e_1) &= e_1 \dot{e}_1 \\ &= e_1 (\dot{x}_1 - \dot{x}_{1ref}) \end{aligned} \quad (5.4)$$

En utilisant la première équation du modèle : $\dot{x}_1 = x_2$

La dérivée de la variable erreur e_1 est donnée par :

$$\dot{e}_1 = x_2 - \dot{x}_{1ref} \quad (5.5)$$

Pour obtenir la dérivée négative, on considère x_2 comme commande virtuelle telle que :

$$\begin{aligned} x_2 &= \varphi(e_1) \\ &= -C_1 e_1 + \dot{x}_{1ref} \end{aligned} \quad (5.6)$$

Donc

$$\dot{V}(e_1) = -C_1 e_1^2 < 0 \text{ avec } C_1 \text{ est une constante définie positive.}$$

Le théorème est vérifié, donc le premier sous système est asymptotiquement stable.

Étape 2: Contrôle de la vitesse de la roue droite

Pour le suivi de trajectoire de la roue droite, l'erreur de vitesse est défini comme suite

$$e_2 = x_2 - x_{2ref} \quad (5.7)$$

Sachant que $x_{2ref} = \varphi(e_1)$ comme commande virtuelle, déterminer à partir de l'étape 1

Augmentons l'ordre de la fonction d'énergie de Lyapunov

$$V(e_1, e_2) = 1/2 e_1^2 + 1/2 e_2^2 \quad (5.8)$$

Sa dérivée est sous cette forme :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2$$

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{x}_{2ref} \quad (5.9)$$

$$= l_1 x_2 + l_2 x_4 + T + y_1 c_r + y_2 c_l + \dot{x}_{2ref} \quad (5.10)$$

Cherchons l'expression de \dot{x}_{2ref} :

$$\text{On a: } x_{2ref} = -C_1 e_1 + \dot{x}_{1ref}$$

La dérivée est comme suite :

$$\begin{aligned} \dot{x}_{2ref} &= -C_1 \dot{e}_1 + \ddot{x}_{1ref} \\ &= -C_1 (x_2 - x_{1ref}) + \ddot{x}_{1ref} \\ &= -C_1 (e_2 - x_{2ref} - \dot{x}_{1ref}) + \ddot{x}_{1ref} \end{aligned} \quad (5.11)$$

Remplaçant (5.11) dans l'équation (5.10) on obtient :

$$\dot{e}_2 = l_1 x_2 + l_2 x_4 + T + y_1 c_r + y_2 c_l + C_1 (e_2 + x_{2ref} - \dot{x}_{1ref}) - \ddot{x}_{1ref} \quad (5.12)$$

L'expression des commandes réelles apparait explicitement :

$$y_1 c_r + y_2 c_l = -C_2 e_2 - l_1 x_2 - l_2 x_4 - T - C_1 (e_2 + x_{2ref} - \dot{x}_{1ref}) + \ddot{x}_{1ref} \quad (5.13)$$

Nous posons :

$$y_0 = -C_2 e_2 - l_1 x_2 - l_2 x_4 - T - C_1 (e_2 + x_{2ref} - \dot{x}_{1ref}) + \ddot{x}_{1ref}$$

Donc :

$$\dot{V}(e_1, e_2) = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 < 0 \text{ Avec } C_1, C_2 > 0$$

La stabilité du deuxième sous système est vérifiée.

Pour résoudre (5.13) avec deux inconnus, une autre équation est introduite pareillement des deux étapes 3 et 4 respectivement.

Étape 3 : Passant au contrôle de la position de la roue gauche.

Une variable erreur qui représente la différence entre la position mesurée et celle désirée de la roue gauche est défini par :

$$e_3 = x_3 - x_{3ref} \quad (5.14)$$

La fonction de Lyapunov augmentée est donnée par:

$$V(e_1, e_2, e_3) = (1/2)e_1^2 + (1/2)e_2^2 + (1/2)e_3^2 \quad (5.15)$$

L'expression de sa dérivée est:

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3) = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 \quad (5.16)$$

$$\dot{e}_3 = \dot{x}_3 - \dot{x}_{3ref}$$

D'après le modèle : $\dot{x}_3 = x_4$

La commande virtuelle est : $x_4 = \varphi(e_3)$

$$= -C_3 e_3 + \dot{x}_{3ref} \quad (5.17)$$

D'où : $\dot{V}(e_1, e_2, e_3) = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 - C_3 e_3^2 < 0$ Avec C_1, C_2, C_3 positifs

Jusqu'à maintenant nous avons abouti la stabilité du 3^{ème} sous système, mais il faut l'apparition de la commande réelle, la raison pour laquelle nous allons introduire une quatrième étape.

Étape 4 : Le contrôle de la vitesse de la roue gauche

Finalement, une quatrième variable erreur de poursuite en vitesse:

$$e_4 = x_4 - x_{4ref} \quad (5.18)$$

Sachant que $x_{4ref} = \varphi(e_3)$ comme commande virtuelle de l'étape 3 va être une grandeur de référence pour cette étape.

La fonction énergie de Lyapunov augmentée est considérée comme suite:

$$V(e_1, e_2, e_3, e_4) = (1/2)e_1^2 + (1/2)e_2^2 + (1/2)e_3^2 + (1/2)e_4^2 \quad (5.19)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3, e_4) = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \quad (5.20)$$

$$\dot{e}_4 = \dot{x}_4 - \dot{x}_{4ref}$$

$$= l_3 x_2 + l_4 x_4 + T + y_3 c_r + y_4 c_l - \dot{x}_{4ref}$$

Avec : $\dot{x}_{4ref} = -C_3(x_4 - \dot{x}_{3ref}) + \ddot{x}_{3ref}$

Enfin l'apparition des commandes réelles :

$$y_3 c_r + y_4 c_l = -C_4 e_4 - l_3 x_2 - l_4 x_4 - T - C_3(x_4 - \dot{x}_{3ref}) + \ddot{x}_{3ref} = y_5 \quad (5.21)$$

Finalement :

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3, e_4) = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 - C_3 e_3^2 - C_4 e_4^2 < 0 \text{ Avec } C_1, C_2, C_3, C_4 \text{ tous positifs} \quad (5.22)$$

Cette condition nous mène à garantir la stabilité globale de notre système.

Le système à deux inconnues est résumé comme suite :

$$\begin{cases} y_1 c_r + y_2 c_l = y_0 \\ y_3 c_r + y_4 c_l = y_5 \end{cases} \quad (5.23)$$

Les couples moteurs droite et gauche sont obtenus après la résolution des deux équations:

$$c_r = y_0/y_1 - (y_2/y_1) c_l \quad (5.24)$$

Et

$$c_l = (y_1 y_5 - y_3 y_0)/(y_4 y_1 - y_3 y_2) \quad (5.25)$$

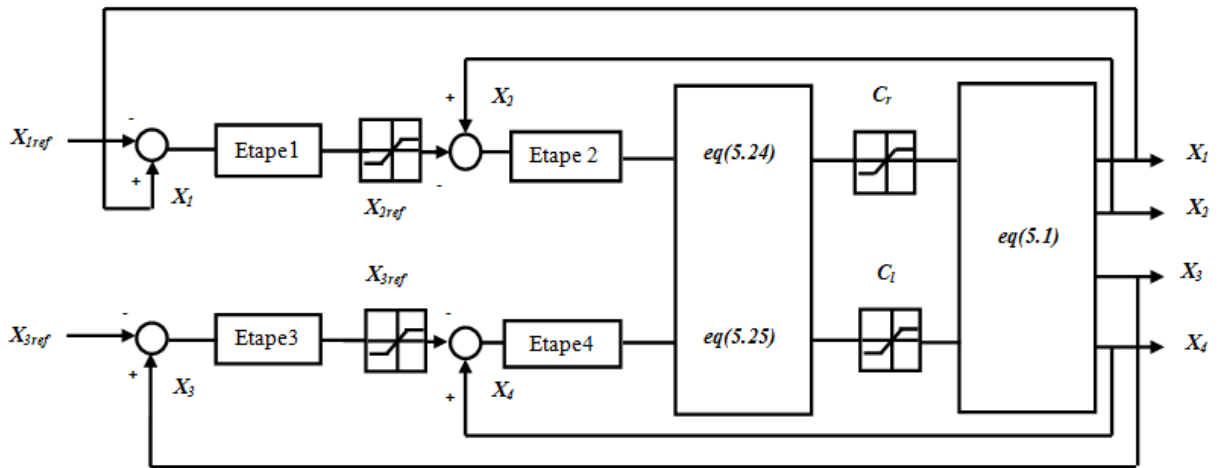


Figure 5. 2 : Schéma Block de l'application du régulateur Backstepping au FRE

➤ Résultats de simulations

Après simulation du contrôle de position des roues, nous simulons la commande de la vitesse en choisissant une position de référence de sorte que nous obtenons une vitesse constante.

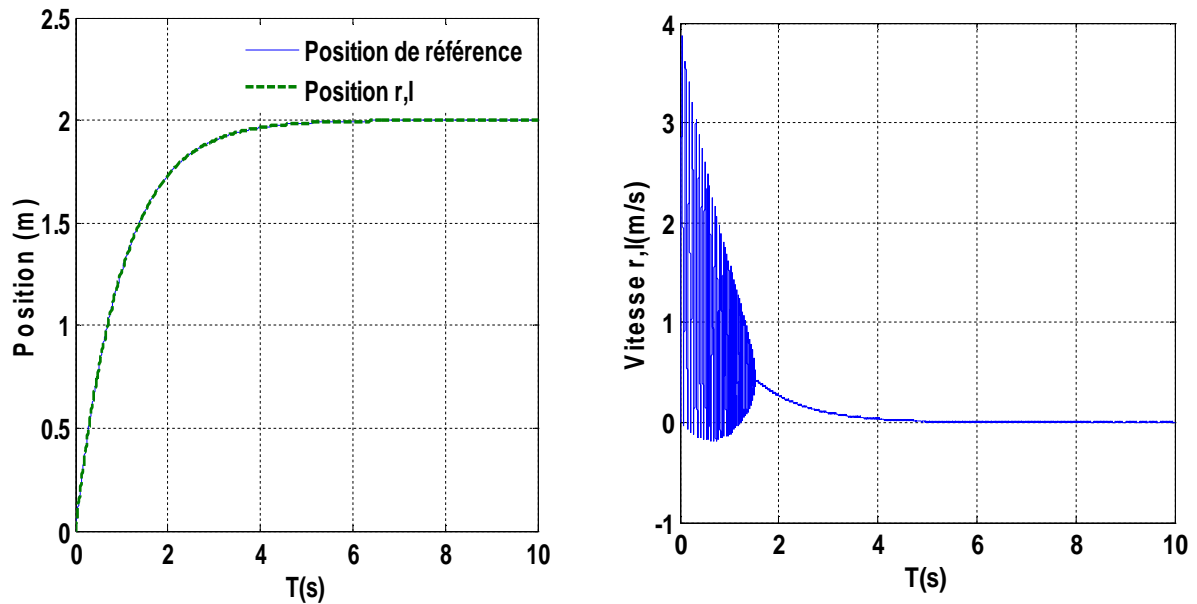


Figure 5. 3 : Evolution de la position et de la vitesse (contrôle de position).

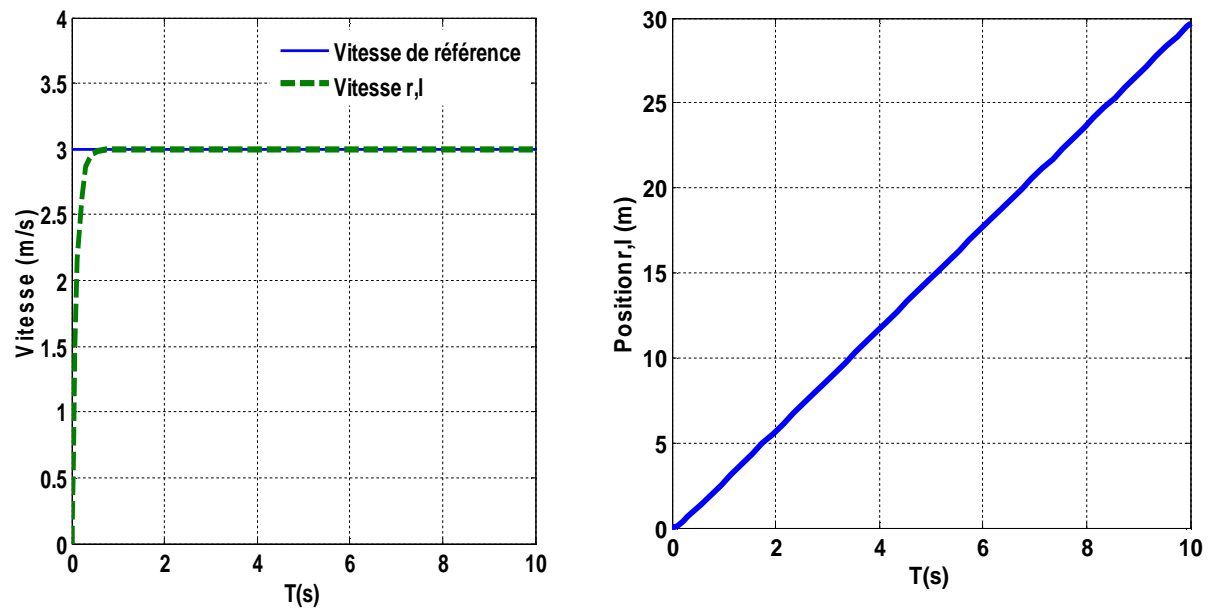


Figure 5. 4: Evolution de la position et de la vitesse (contrôle de vitesse)

➤ Interprétation des résultats

D'après les résultats obtenus, nous remarquons que notre système simplifié converge vers l'entrée dans un temps de 3.8s (Figure 5.3) pour une position de référence constante, et vers 0.57s pour une vitesse de référence constante (position variable) (Figure 5.4).

5.2. Application de la commande non linéaire Backstepping au FRE (modèle global)

Après l'étude de la commande du modèle simplifié, nous allons utiliser par la suite le modèle globale en abordant toujours cette commande pour le contrôle de la position et la vitesse du FRE. Nous nous intéressons maintenant à la commande Backstepping au modèle avec actionneur électrique dit modèle global. Les objectifs de la commande resteront les mêmes c.à.d le réglage de position et de vitesse.

5.2.1. Contrôle de position des roues

5.2.1.1. La Commande vectorielle avec réglage PI

La commande de position et de vitesse du modèle global se fait maintenant en agissant sur les nouvelles grandeurs de commandes qui sont les tensions de chaque actionneur électrique pour réduire le nombre de grandeurs de commandes et donc simplifier la synthèse du régulateur, nous allons appliquer la commande vectorielle par régulateur PI afin de maintenir le courant statorique dans le référentiel d,q selon un seul axe (figure 5.5). Ce qui conduit à lier l'entrée v_d du moteur gauche et celle de droite à la sortie du PI assurant la commande vectorielle.

5.2.1.2. Application de la commande non linéaire Backstepping au FRE

Notre objectif est de synthétiser l'expression de la commande V_q du moteur gauche et celle de droite permettant de stabiliser les variables d'états des moteurs sur leurs références, et par conséquent les variables d'erreurs sur l'origine. Cela sera réalisé en suivant l'approche du Backstepping dont les étapes de calcul sont :

Etape 1 : Contrôle de la position de la roue droite

Définissons une variable d'erreur qui représente la différence entre la position mesurée et celle désirée

$$e_1 = x_1 - x_{1ref} \quad (5.26)$$

Considérons la fonction énergie candidate de Lyapunov suivante :

$$V(e_1) = (1/2)e_1^2 \quad (5.27)$$

Sa dérivée temporelle est de la forme:

$$\dot{V}(e_1) = e_1 \dot{e}_1 = e_1(\dot{x}_1 - \dot{x}_{1ref}) \quad (5.28)$$

Selon notre modèle : $\dot{x}_1 = x_2$

La dérivée de la variable d'erreur e_1 est donnée par :

Pour obtenir la dérivée négative, nous considérons x_2 comme commande virtuelle telle que:

$$x_2 = \varphi(e_1) = -C_1 e_1 + \dot{x}_{1ref} \quad (5.29)$$

$$\dot{V}(e_1) = -C_1 e_1^2 < 0 \text{ Avec } C_1 > 0$$

Puisque le théorème est vérifié, le premier sous système est asymptotiquement stable.

Etape 2 : Contrôle de la vitesse de la roue droite

Pour le suivi de trajectoire de la roue droite, l'erreur de vitesse est définie comme suite :

$$e_2 = x_2 - x_{2ref} \quad (5.30)$$

Augmentons l'ordre de la fonction énergie de Lyapunov

$$V(e_1, e_2) = (1/2)e_1^2 + (1/2)e_2^2 \quad (5.47)$$

D'où sa dérivée est:

$$\dot{V}(e_1, e_2) = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 \quad (5.31)$$

Cherchons maintenant \dot{e}_2

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{x}_{2ref} \quad (5.32)$$

$$= l_1x_2 + l_2x_4 + y_1Cem_r + y_2Cem_l + T - \dot{x}_{2ref} \quad (5.33)$$

x_{2ref} est la commande virtuelle de l'étape précédente et qui est maintenant la grandeur de référence :

$$x_{2ref} = -C_1e_1 + \dot{x}_{1ref} \quad (5.34)$$

$$\dot{x}_{2ref} = -C_1\dot{e}_1 + \ddot{x}_{1ref} \quad (5.35)$$

Après calcul nous obtenons :

$$\dot{e}_2 = l_1x_2 + l_2x_4 + y_1Cem_r + y_2Cem_l + T + C_1(e_2 - x_{2ref}) \quad (5.36)$$

Les deux grandeurs Cem_r et Cem_l vont être choisis comme commandes virtuelles dont leurs expressions apparaissent explicitement :

$$y_1Cem_{rref} + y_2Cem_{lref} = -C_2e_2 - l_1x_2 - l_2x_4 - T - C_1(e_2 - x_{2ref}) \quad (5.37)$$

Nous notons : $y_0 = -C_2e_2 - l_1x_2 - l_2x_4 - T - C_1(e_2 - x_{2ref})$

$$\dot{V}(e_1, e_2) = -C_1e_1^2 - C_2e_2^2 < 0$$

La stabilité du deuxième sous système est garantie.

Pour résoudre l'équation (5.37) avec deux inconnus, une autre équation est introduite pareillement des deux étapes 3 et 4 respectivement.

Etape 3 : Contrôle de la position de la roue gauche

Une variable erreur qui représente la différence entre la position mesurée et celle désirée de la roue gauche :

$$e_3 = x_3 - x_{3ref} \quad (5.38)$$

Soit la fonction énergie de Lyapunov suivante :

$$V(e_1, e_2, e_3) = (1/2)e_1^2 + (1/2)e_2^2 + (1/2)e_3^2 \quad (5.39)$$

D'où

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3) = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 \quad (5.40)$$

$$e_3 \dot{e}_3 = e_3 (\dot{x}_3 - \dot{x}_{3ref}) \quad (5.41)$$

Selon notre modèle : $\dot{x}_3 = x_4$

La commande virtuelle choisit est:

$$x_4 = \varphi(e_3) = -C_3 e_3 + \dot{x}_{3ref} \quad (5.42)$$

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3) = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 - C_3 e_3^2 < 0 \text{ pour les coefficients } C_1, C_2, C_3 \text{ positifs} \quad (5.43)$$

Jusqu'à maintenant nous avons assuré la stabilité du troisième sous système, nous allons maintenant créer une nouvelle erreur entre la variable de commande virtuelle est sa valeur mesurée, noté e_4 .

Étape 4: Contrôle de la vitesse de la roue gauche

La quatrième variable erreur est :

$$e_4 = x_4 - x_{4ref} \quad (5.44)$$

Nous augmentons l'ordre de la fonction de Lyapunov :

$$V(e_1, e_2, e_3, e_4) = (1/2)e_1^2 + (1/2)e_2^2 + (1/2)e_3^2 + (1/2)e_4^2 \quad (5.45)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3, e_4) = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \quad (5.46)$$

Développement de \dot{e}_4

$$\dot{e}_4 = \dot{x}_4 - \dot{x}_{4ref} \quad (5.47)$$

$$\dot{e}_4 = l_3 x_2 + l_4 x_4 + y_3 Cem_r + y_4 Cem_l + T - \dot{x}_{4ref} \quad (5.48)$$

x_{4ref} est la commande virtuelle de l'étape précédente et qui est maintenant la grandeur de référence

Les deux grandeurs Cem_r, Cem_l vont être choisit comme commandes virtuelles, dont leurs expression est:

$$y_3 Cem_{rref} + y_4 Cem_{lref} = -C_4 e_4 - l_3 x_2 - l_4 x_4 - T - C_3 (x_4 - \dot{x}_{3ref}) - \ddot{x}_{3ref} \quad (5.49)$$

$$\text{Nous notons } y_5 = -C_4 e_4 - l_3 x_2 - l_4 x_4 - T - C_3 (x_4 - \dot{x}_{3ref}) - \ddot{x}_{3ref} \quad (5.50)$$

Le système à deux inconnues est résumé comme suite:

$$\begin{cases} y_1 Cem_{rref} + y_2 Cem_{lref} = y_0 \\ y_3 Cem_{rref} + y_4 Cem_{lref} = y_5 \end{cases} \quad (5.51)$$

Après la résolution du système à deux inconnus, nous déterminons l'expression des deux commandes virtuelles définies par :

$$Cem_{rref} = y_0/y_1 - y_2/y_1 Cem_{lref} \quad (5.52)$$

$$Cem_{lref} = y_1 y_5 - y_3 y_0 / y_4 y_1 - y_3 y_2 \quad (5.53)$$

Ces deux commandes virtuelles ainsi obtenues vont être utilisés comme grandeurs de référence aux étapes 5 et 6 respectivement.

Étape 5 : Contrôle du couple de la roue droite.

Pour cette étape nous choisissons e_5 comme :

$$e_5 = Cem_r - Cem_{rref} \quad (5.55)$$

Soit la fonction énergie augmentée suivante :

$$V(e_1, e_2, e_3, e_4, e_5) = (1/2)e_1^2 + (1/2)e_2^2 + (1/2)e_3^2 + (1/2)e_4^2 + (1/2)e_5^2 \quad (5.56)$$

Sa dérivée est sous la forme :

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3, e_4, e_5) = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 + e_5 \dot{e}_5 \quad (5.57)$$

Développement de \dot{e}_5 :

$$\dot{e}_5 = \dot{Cem}_r - \dot{Cem}_{rref} \quad (5.58)$$

Avec l'expression du couple (pole lisse)

$$Cem_r = P\varphi_f I_{qr} \quad (5.59)$$

Remplaçant dans l'équation (5.58)

$$\dot{e}_5 = (P\varphi_f/L_q) [(V_{qr} - R_s I_{qr} - wL_d I_{qr} - w\varphi_f) - \dot{Cem}_{rref}] \quad (5.60)$$

Pour stabiliser e_5 à l'origine, il faut choisir V_{qr} de façon à ce que la dérivée de la fonction énergie soit négative.

D'où la commande réelle V_{qr} , est sous la forme :

$$V_{qr} = -C_5 e_5 + R_s I_{qr} + wL_d I_{dr} + w\varphi_f + (L_q/P\varphi_f) \dot{Cem}_{rref} \quad (5.61)$$

Avec :

$$\dot{Cem}_{rref} = (1/y_0) \dot{y}_0 - (y_2/y_1) \dot{Cem}_{lref} \quad (5.62)$$

Et :

$$\dot{y}_0 = -[l_1(C_1 + C_2) + l_1^2 + l_2 l_3]x_2 - [l_2(C_1 + C_2) + l_1 l_2 + l_2 l_4]x_4 - [C_1 + C_2 + l_1 + l_2]T - [y_1(C_1 + C_2) + l_1 y_1 + l_2 y_3]Cem_{rref} + [y_2(C_1 + C_2) + l_1 y_1 + l_2 y_4]Cem_{lref} - C_1(C_1 + C_2)(e_2 + x_{2ref}) \quad (5.63)$$

Étape 6 : Contrôle du couple de la roue gauche.

Cette étape consiste à introduire une dernière erreur e_6 qui présente l'écart entre le couple mesuré et le couple de référence de la roue gauche:

$$e_6 = Cem_l - Cem_{lref} \quad (5.64)$$

Augmentons l'ordre de la fonction énergie :

$$V(e_1, e_2, e_3, e_4, e_5, e_6) = (1/2)e_1^2 + (1/2)e_2^2 + (1/2)e_3^2 + (1/2)e_4^2 + (1/2)e_5^2 + (1/2)e_6^2 \quad (5.65)$$

Sa dérivée est sous la forme :

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3, e_4, e_5, e_6) = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 + e_5 \dot{e}_5 + e_6 \dot{e}_6 \quad (5.66)$$

Développement de \dot{e}_6 :

$$\dot{e}_6 = \dot{Cem}_l - \dot{Cem}_{lref} \quad (5.67)$$

Avec l'expression du couple

$$Cem_l = P\varphi_f I_{ql} \quad (5.68)$$

Remplaçant l'équation (5.67) dans (5.68)

$$\dot{e}_6 = (P\varphi_f/L_q)[(V_{ql} - R_s I_{ql} - wL_d I_{ql} - w\varphi_f) - \dot{C}em_{lref}] \quad (5.69)$$

D'où l'expression de la commande réelle qui assure la dérivée de la fonction énergie négative est :

$$V_{ql} = -C_6 e_6 + R_s I_{ql} + wL_d I_{ql} + w\varphi_f + (L_q/P\varphi_f) \dot{C}em_{lref} \quad (5.70)$$

Avec $\dot{C}em_{rref} = (1/y_4 y_1 - y_3 y_2) (y_1 \dot{y}_5 - y_3 \dot{y}_0)$ (5.71)

Et : $\dot{y}_5 = [(C_1 + l_4 + C_3 + l_1)l_3]x_2 - [l_4(C_3 + C_4) + l_4^2 + l_3 l_2 + C_4 C_3]x_4 - [(C_4 + l_4 + C_3)y_3 + l_3 y_1]Cem_{rref} - [l_3 y_2 + (l_4 + C_3 + C_4)y_4]Cem_{lref} - [C_4 + C_3 + l_4 + l_3]T$ (5.72)

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3, e_4, e_5, e_6) = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 - C_3 e_3^2 - C_4 e_4^2 - C_5 e_5^2 - C_6 e_6^2 < 0$$

Nous pouvons dire que les commande V_{qr} et V_{ql} assurent la convergence du couple $Cem_{r,l}$ vers $Cem_{r,lref}$ et qui conduit à la convergence de $x_{1,3}$ vers $x_{ref,1,3}$, avec la condition : $\forall C_{1,2,3,4,5,6} > 0$

NB : Le choix des coefficients $C_{1,2,3,4,5,6}$ améliorent les performances de la commande, à savoir (temps de réponse, dépassement...etc) et doivent être tous positifs.

La deuxième entrée V_d du système est déterminée en utilisant la commande vectorielle par un réglage PI qui force I_d vers I_{dref} imposée nulle.

Le schéma block de la commande est illustré dans la figure (5.5)

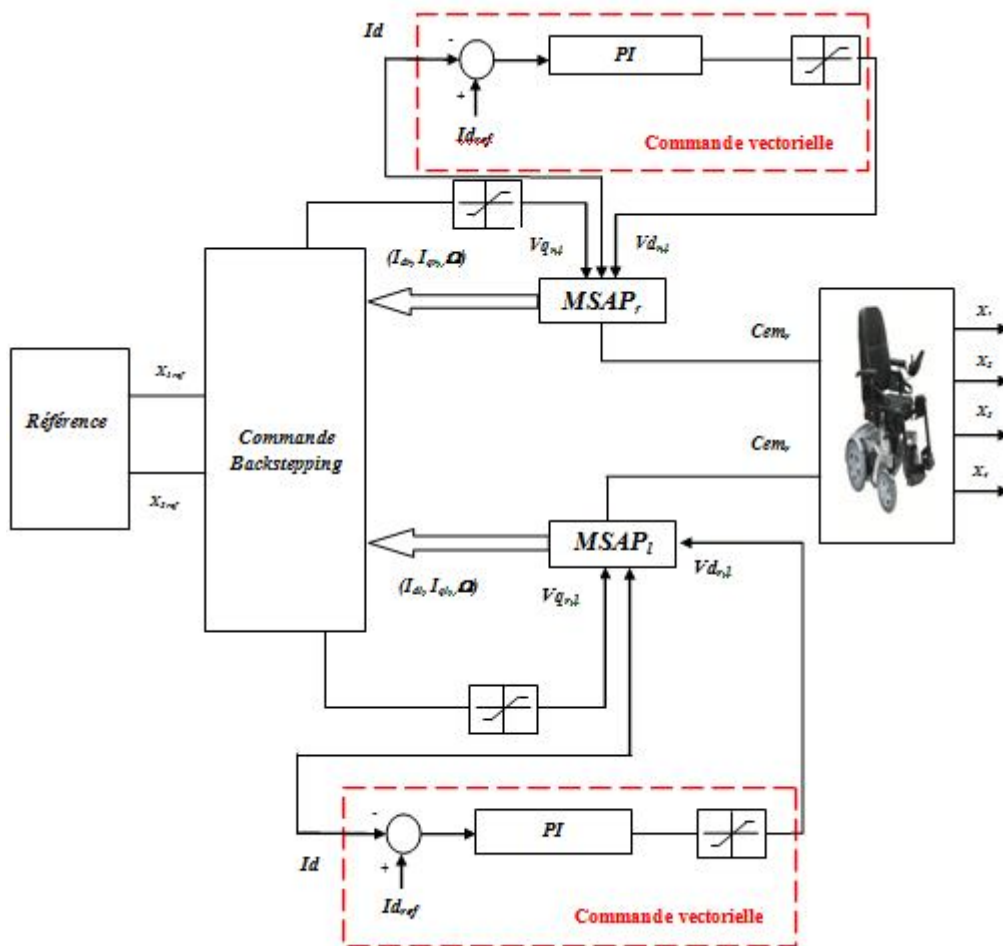


Figure 5. 3 : Schéma de la commande par Backstepping appliquée au modèle global du FRE, avec deux actionneurs MSAP sous pilotage vectoriel (PI).

5.2.1.3. Association de l'onduleur à la machine à aimants permanents

L'association MSAP-Onduleur conduit au nouveau schéma global du FRE menu de la commande Backstepping suivant :

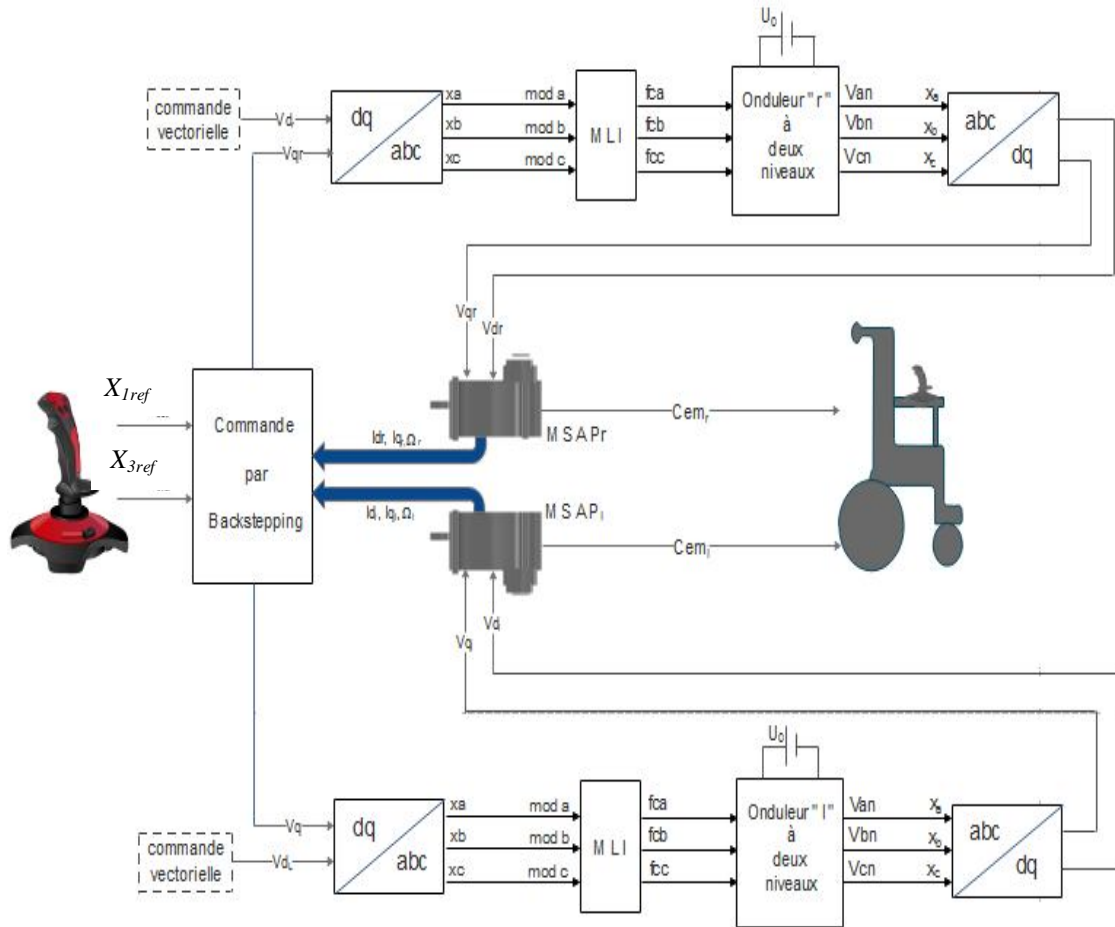


Figure 5. 4: schéma de l'application de la commande Backstepping au système global, cas de l'insertion de l'onduleur de tension.

➤ Simulation Numérique

Pour évaluer le comportement de la commande adoptée basée sur la méthode Backstepping appliquée sur le système global sans et avec onduleur avec pilotage vectoriel par régulateur PI, nous l'avons testé par simulation numérique.

Les paramètres de la commande sont donnés par le tableau 5.1, le réglage de position pour deux types de références (position constante et variable).

| Paramètres | C ₁ | C ₂ | C ₃ | C ₄ | C ₅ | C ₆ |
|------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
| Réglage | | | | | | |
| Position | 10 | 10000 | 10 | 10000 | 500 | 500 |

Tableau 5.1 : Paramètres de la commande pour le réglage de position et de vitesse (Backstepping)

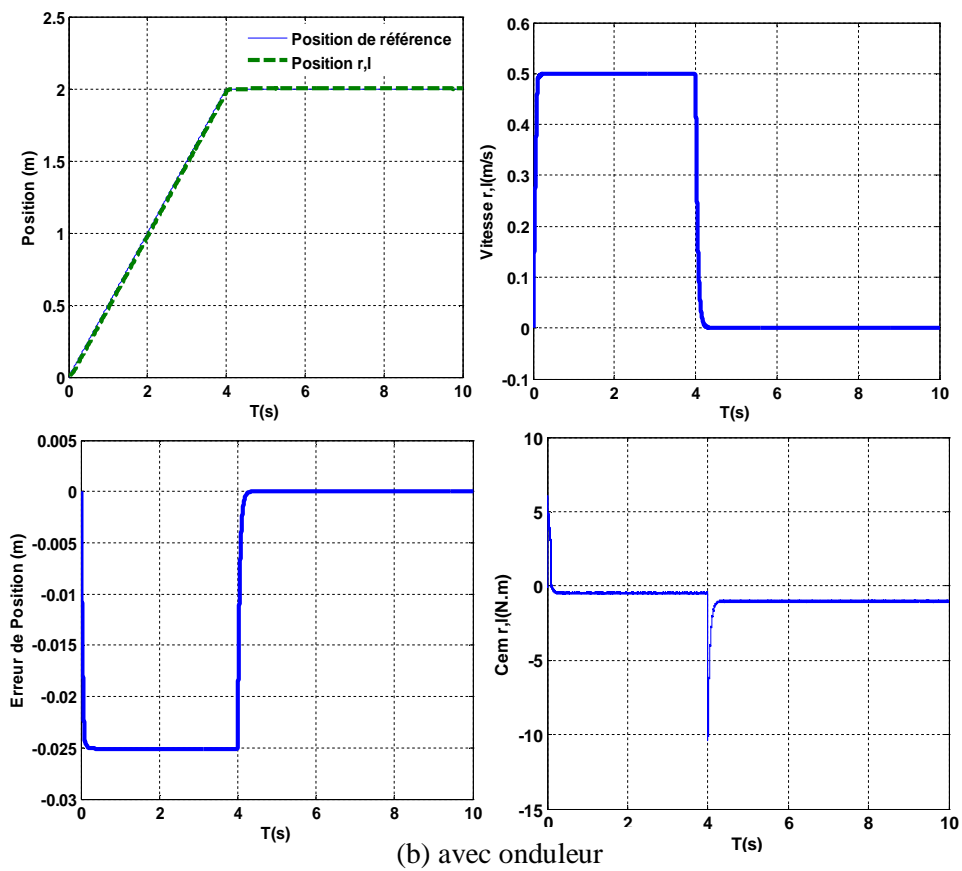
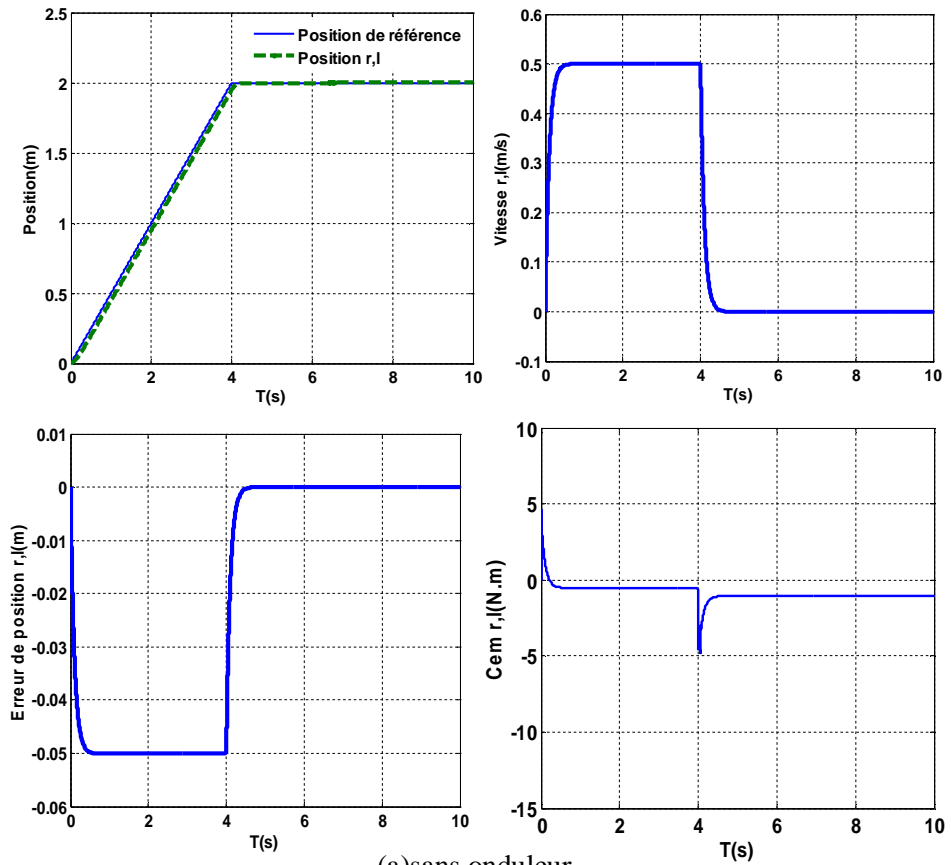


Figure 5.7. 1: Résultats de simulation de la commande Backstepping sans et avec onduleur, commande vectoriel par régulateur PI (référence de position constante, cas des grandeurs mécaniques).

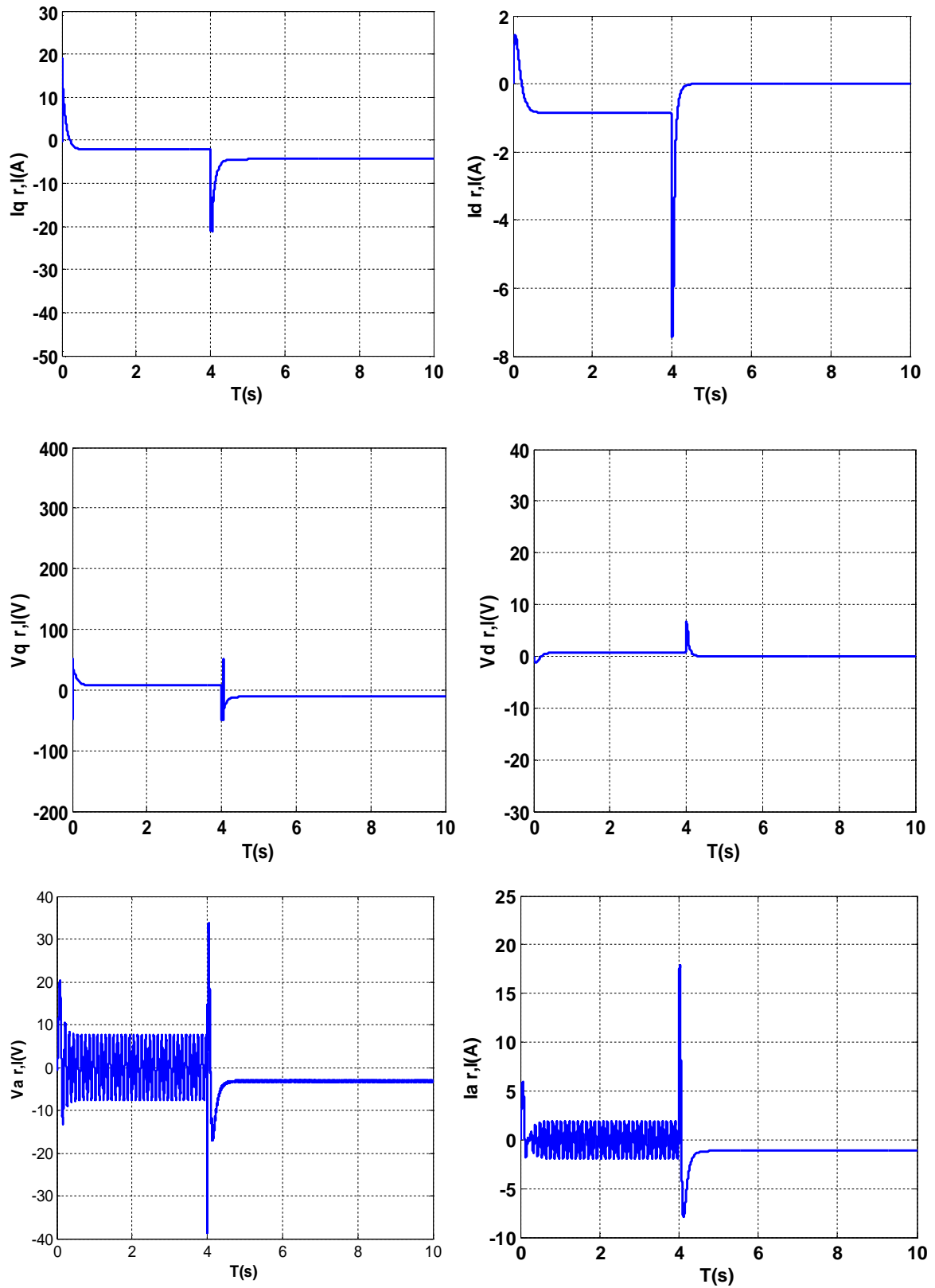


Figure 5.7. 2: Résultats de simulation de la commande Backstepping sans onduleur, commande vectoriel par régulateur PI (référence de position constante, cas des grandeurs électriques).

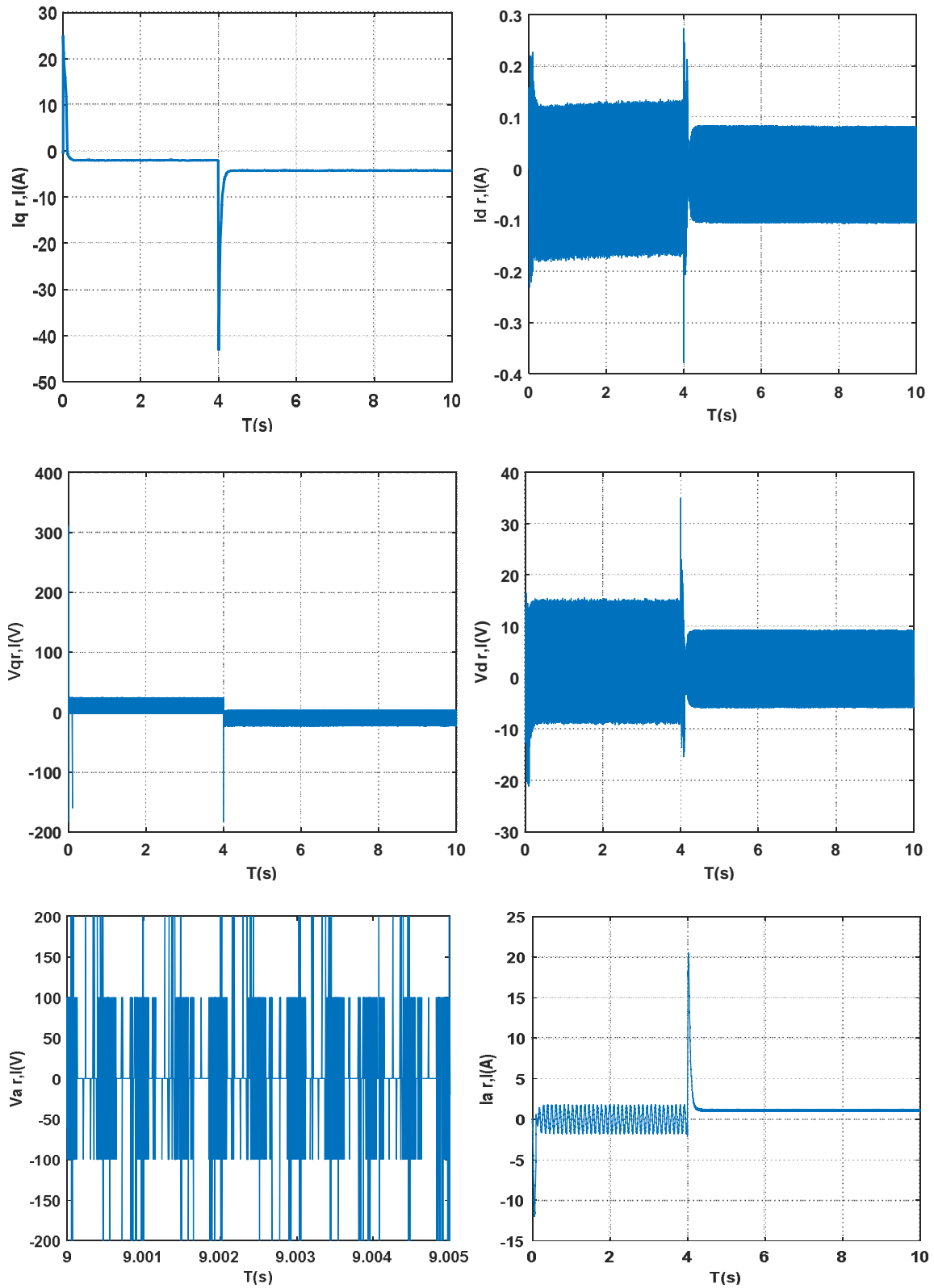


Figure 5.7. 3: Résultats de simulation de la commande Backstepping avec onduleur, commande vectorielle par régulateur PI (référence de position constante, cas des grandeurs électriques).

5.2.1.4. Commande vectorielle avec régulateur Backstepping

L'objectif de cette partie est de forcer le courant I_d vers sa référence I_{dref} . La commande vectorielle impose une référence nulle. A ce stade, nous définissons l'erreur du courant comme suite :

$$e = I_d - I_{dref} \tag{5.73}$$

$$\dot{e} = \dot{I}_d - \dot{I}_{dref} \tag{5.74}$$

La fonction énergie candidate de Lyapunov :

$$V(e) = 1/2 e^2 \tag{5.75}$$

Sa dérivée est de la forme :

$$\begin{aligned} \dot{V}(e) &= e\dot{e} \\ &= e(\dot{I}_d - \dot{I}_{dref}) \end{aligned} \tag{5.76}$$

Sachant que :

$$\dot{I}_d = \frac{V_d - R_S I_d + \Omega p L_q I_q}{L_d} \tag{5.77}$$

D'où

$$\dot{e} = \frac{1}{L_d} V_d + \frac{-R_S I_d + \Omega p L_q I_q}{L_d} - \dot{I}_{dref} \tag{5.78}$$

La commande réelle est choisit de sorte que la dérivée de la fonction énergie soit négative:

$$V_d = -L_d C e + R_S I_d - \Omega p L_q I_q + L_d \dot{I}_{dref} \tag{5.79}$$

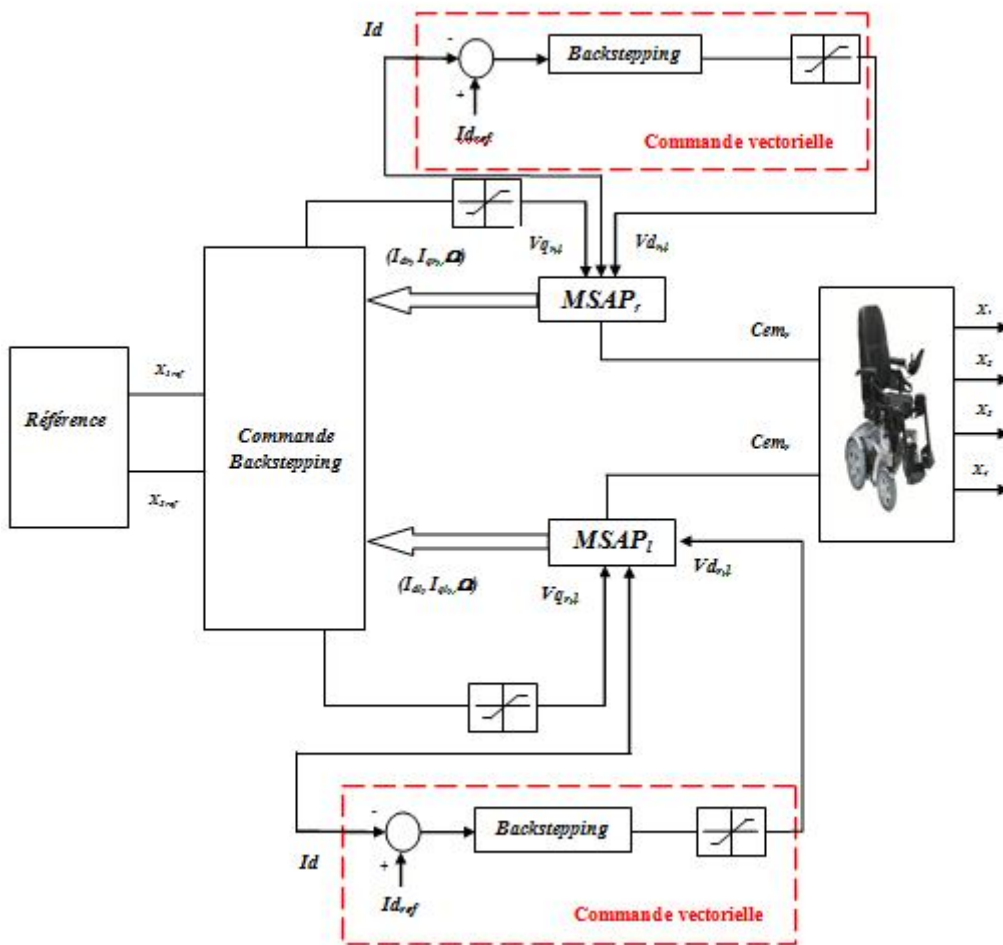


Figure 5. 8: Schéma de la commande par Backstepping appliquée à la MSAP avec pilotage vectoriel par Backstepping ($V_{dr,l}$)

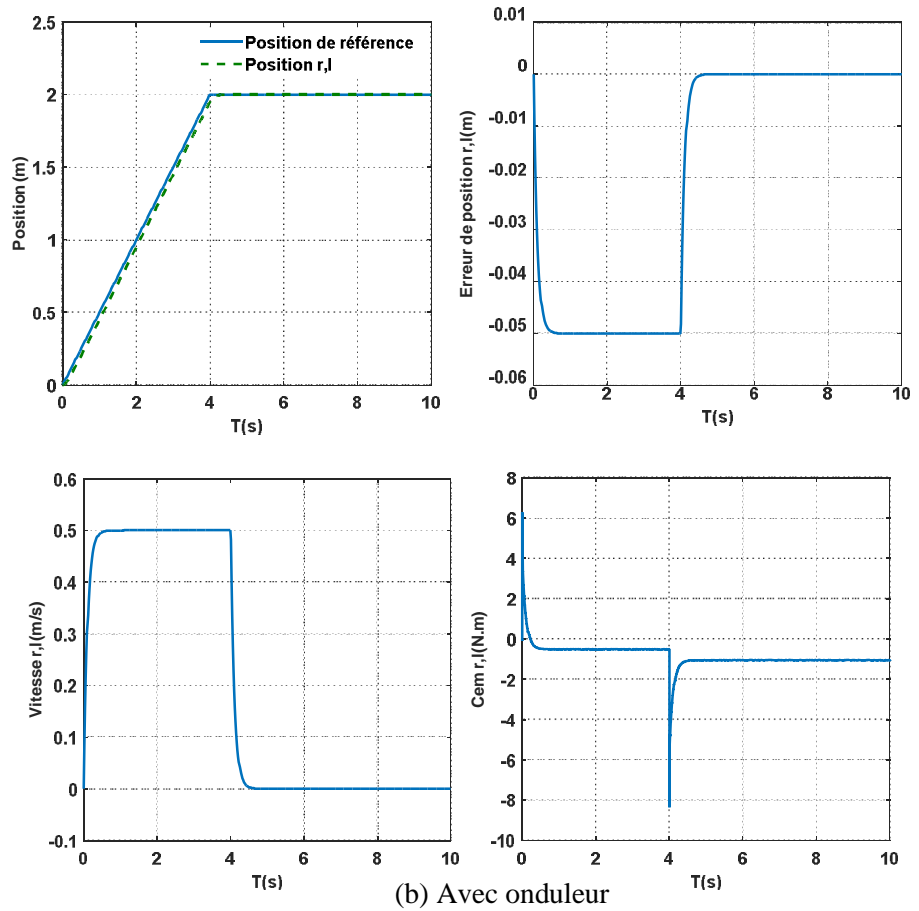
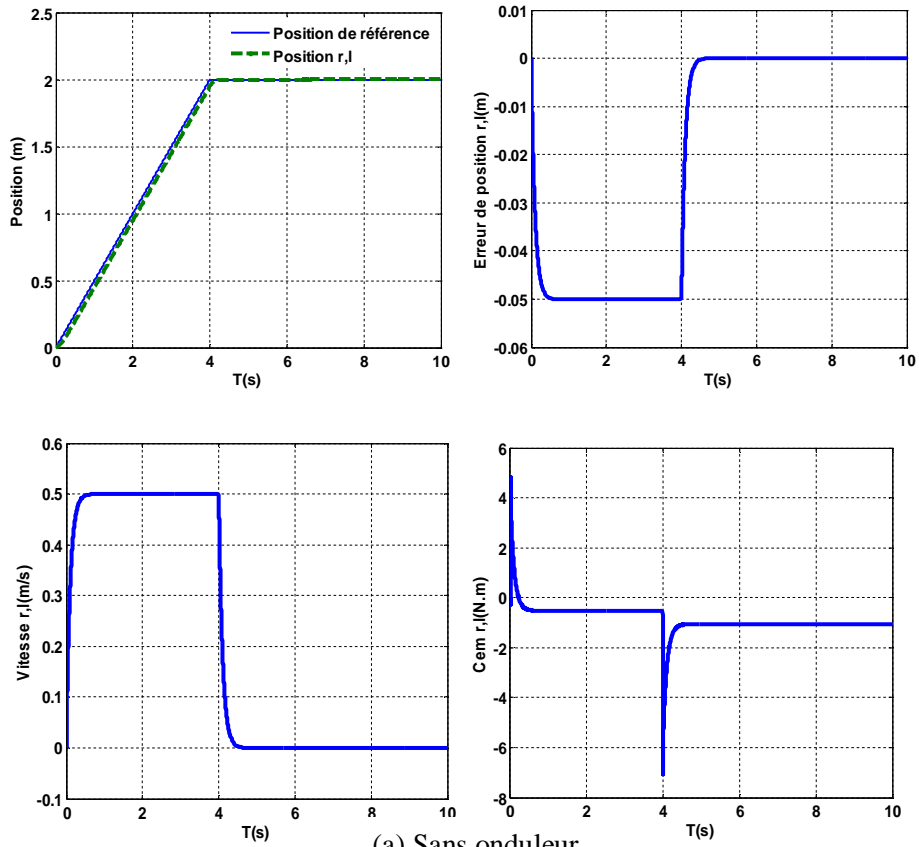


Figure 5.9. 1: Résultats de simulation de la commande Backstepping cas des grandeurs mécaniques avec pilotage vectoriel par Backstepping (référence de position constante)

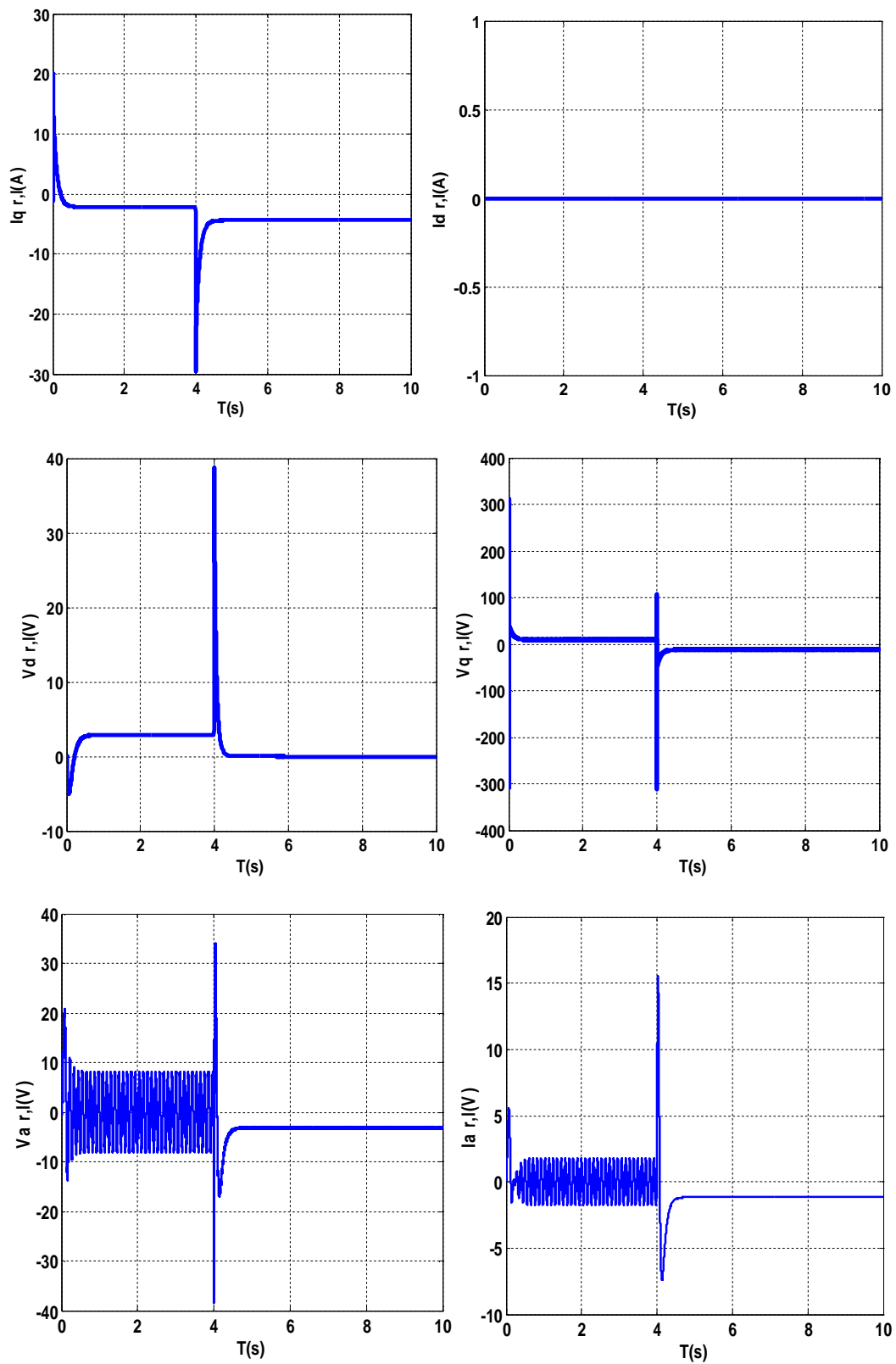


Figure 5.9. 2: Résultats de simulation de la commande Backstepping sans onduleur, cas des grandeurs électrique avec pilotage vectoriel par Backstepping (référence de position constante)

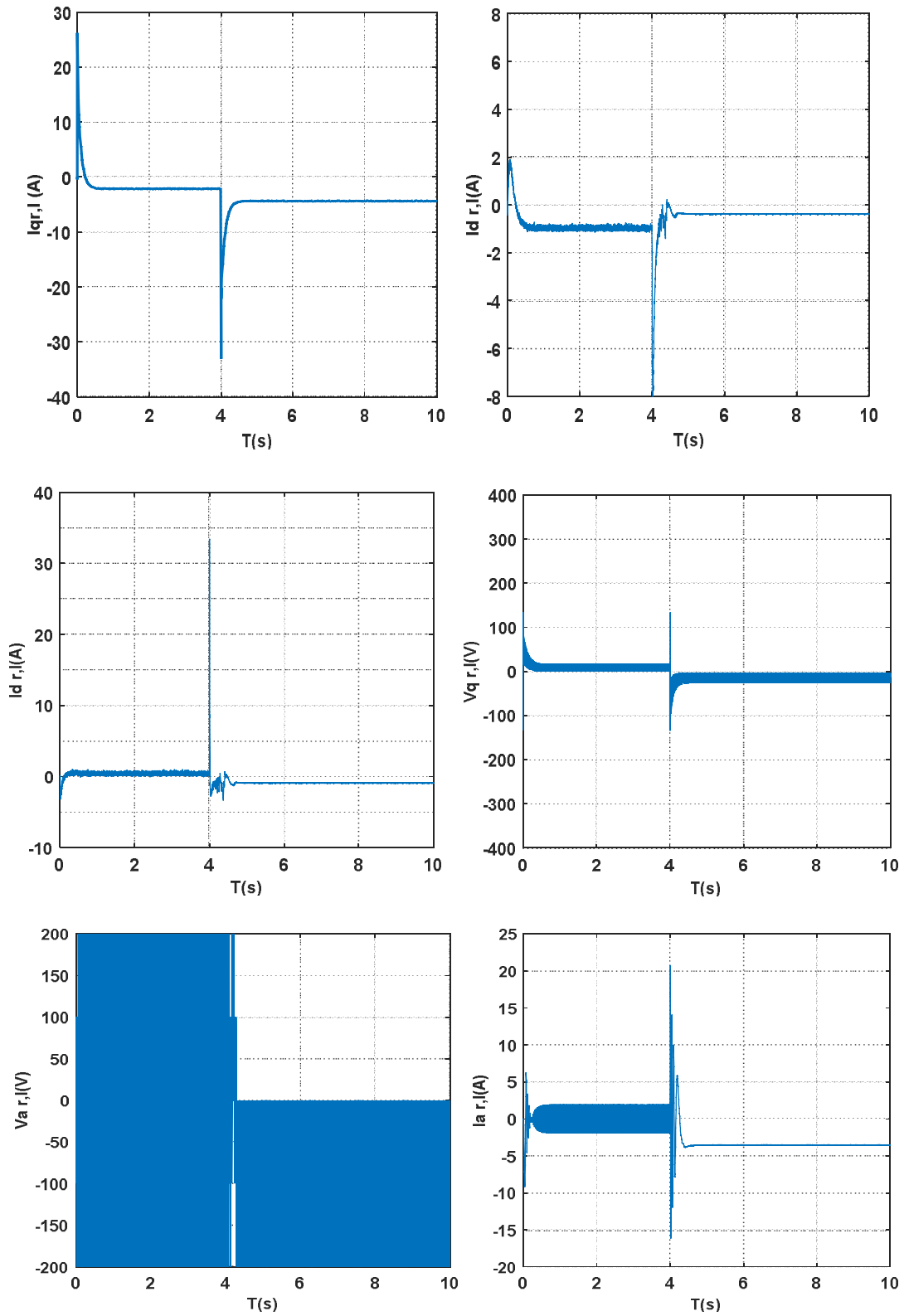


Figure 5.9. 3: Résultats de simulation de la commande Backstepping avec onduleur, cas des grandeurs électrique avec pilotage vectoriel par Backstepping (référence de position constante)

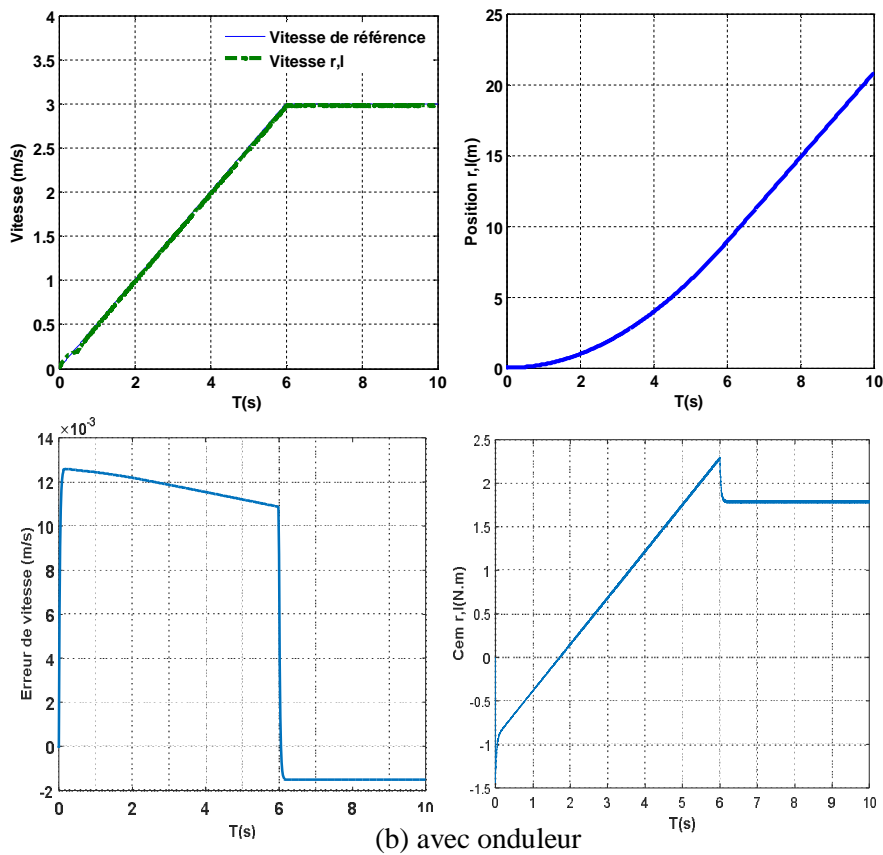
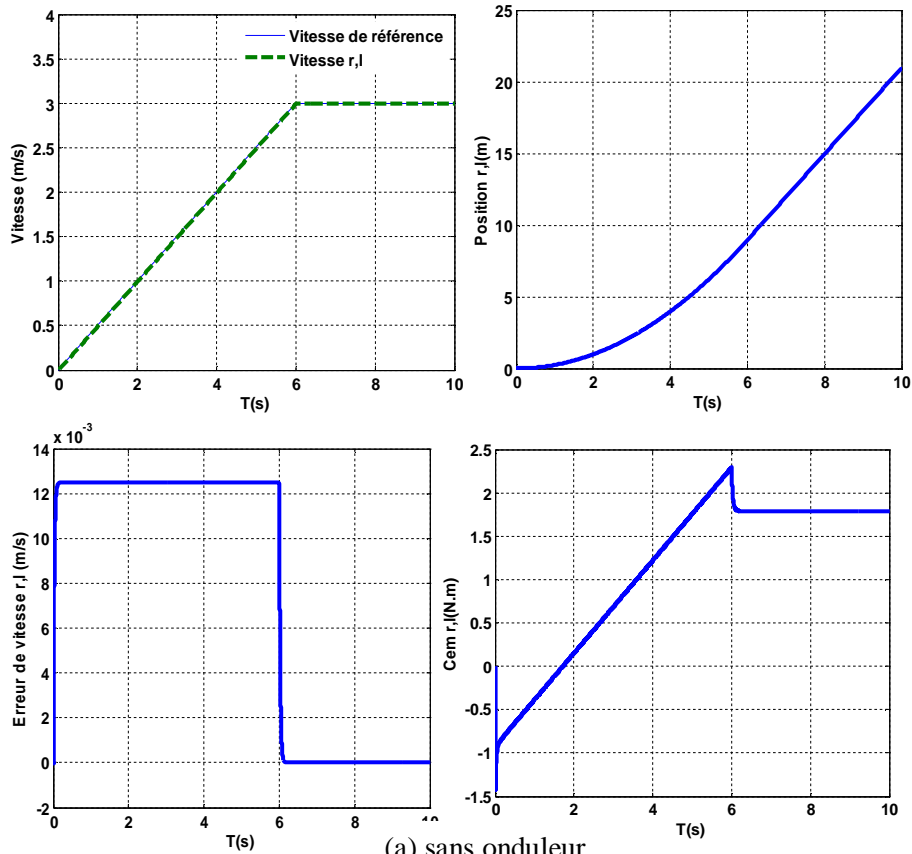


Figure 5.10. 1: Résultats de simulation de la commande Backstepping sans et avec onduleur avec pilotage vectoriel par Backstepping (référence de position variable, cas des grandeurs mécaniques)

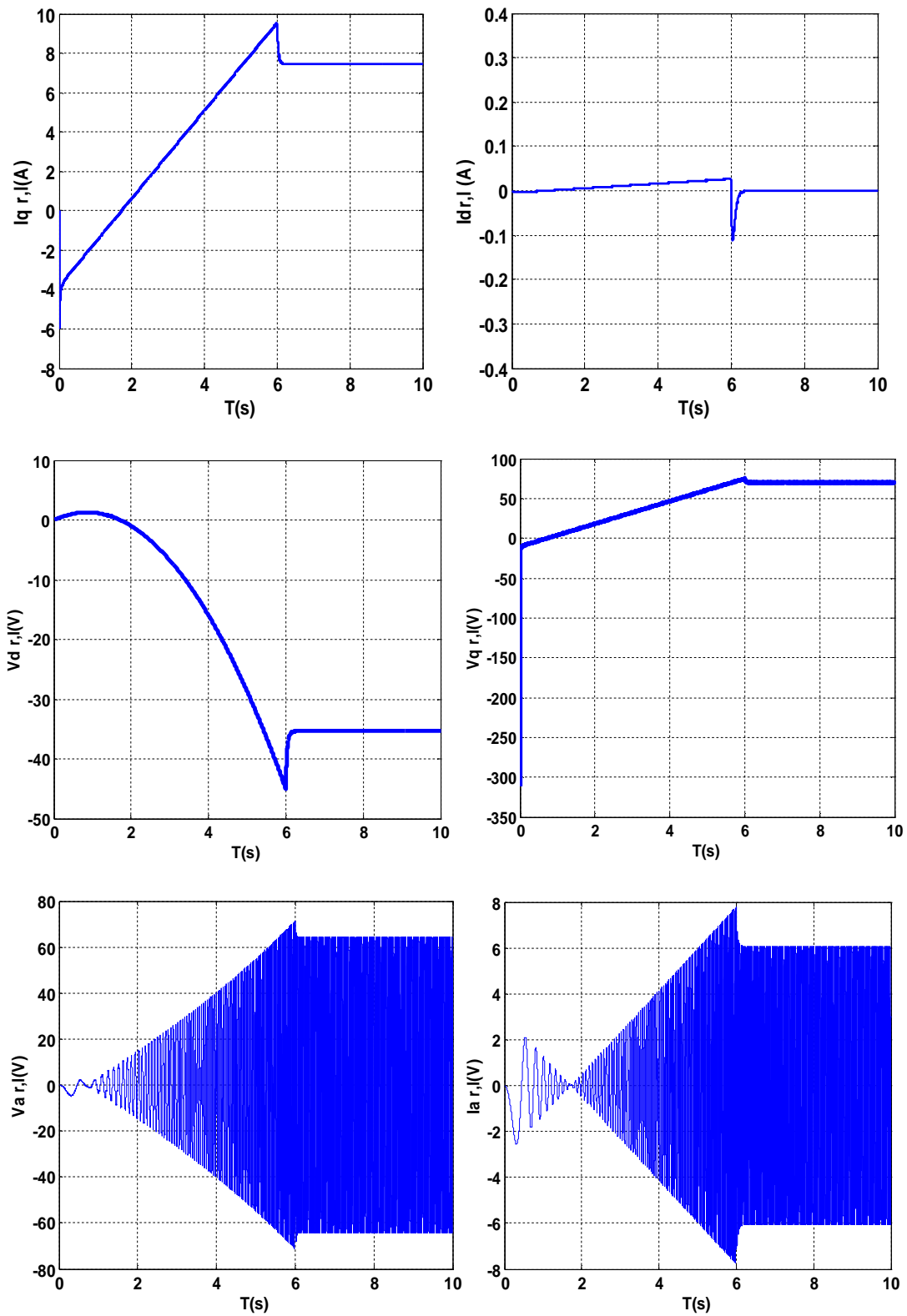


Figure 5.10. 2: Résultats de simulation de la commande Backstepping sans onduleur avec pilotage vectoriel par Backstepping (référence de position variable, cas des grandeurs électriques).

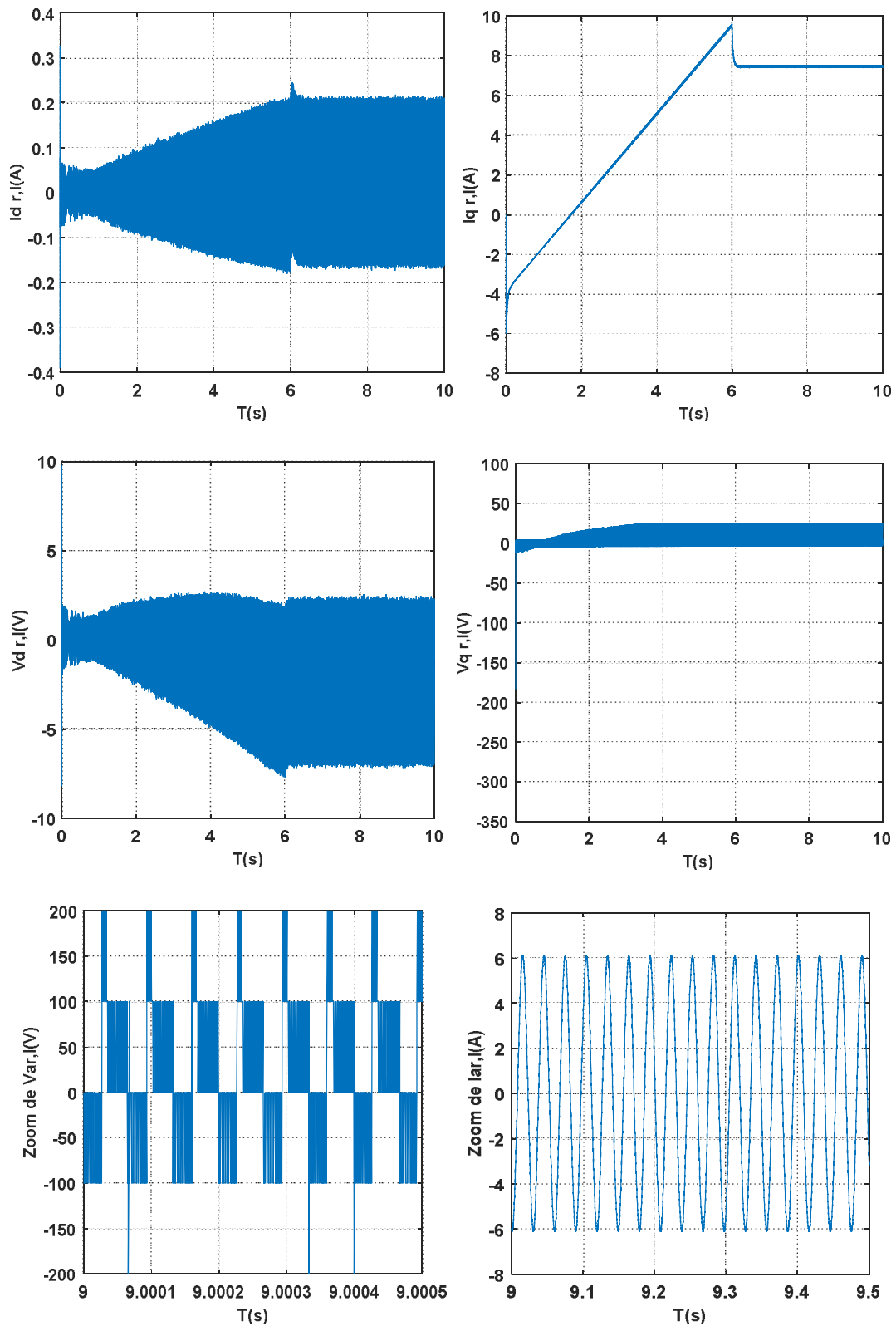


Figure 5.10. 3 : Résultats de simulation de la commande Backstepping avec onduleur avec pilotage vectoriel par Backstepping (référence de position variable, cas des grandeurs électriques)

Les figures (5.7.1), (5.7.2), et (5.7, 3), montrent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MAS pour le modèle non linéaire (FRE+MASP) dans le cas du réglage de position avec une référence constante, pour une consigne de 2m sans et avec onduleur.

Les figures (5.10.1), (5.10.2), (5.10.3) présentent le comportement global pour le réglage de vitesse pour une consigne de 3m/s.

L'analyse des courbes de simulations permet de présager de bonnes performances en poursuite avec un temps de réponse de 3.9s (position) et 5.72s (vitesse) qui reste acceptable vis-à-vis le confort du malade.

Une erreur statique nulle, ainsi que les différentes erreurs de position et de vitesse s'annulent en régime permanent.

Le couple électromagnétique et le courant présentent un pic lors du passage du régime transitoire au permanent.

L'ajout de l'onduleur n'a pas beaucoup d'influence sur les différentes grandeurs électriques et mécaniques, cependant nous notons la présence d'harmoniques au niveau des tensions.

La commande vectorielle est assurée par deux régulateurs: Proportionnel Intégral (PI) et Backstepping. Nous avons remarqué que pour le premier le Id possède un pic lors du passage du régime transitoire au permanent ensuite il tend vers zéro, mais le fait d'utiliser le deuxième nous avons obtenu un courant Id qui est nul dans les deux régimes.

5.3. Etude de robustesse:

L'étude de la robustesse de la commande Backstepping appliquée au modèle globale du FRE, tels que les MSAP sont menu de commande vectorielle assurée par un régulateur PI.

Le benchmark choisit se divise en trois parties, il est décrit comme suite :

La première étape correspond à un démarrage pour une vitesse de référence 3m/s à une entrée rampe.

Le deuxième commence à l'instant $t=7s$, où nous avons procédé à un changement de direction jusqu'à $t=12s$. Nous resterons sur la direction initiale jusqu'à $t=20s$ correspondant à la dernière partie.

Les différents tests vont être fait pour le cas du réglage de vitesse puisque c'est le cas le plus défavorable, correspond à l'utilisation du FRE dans de longues distances provoquant ainsi l'échauffement des moteurs.

Les figures 5.11, et 5.12 représentent la variation de T en variant la pente ψ de 10° à 40° et la masse totale de 210kg à 40kg à l'instant 14s respectivement.

Les figures 5.13, 5.14, 5.15 donnent le comportement dynamique du système lors de la variations des constantes électriques R_s , L_s et le moment d'inertie global, qui sont variés de 100% respectivement.

• Variation de T

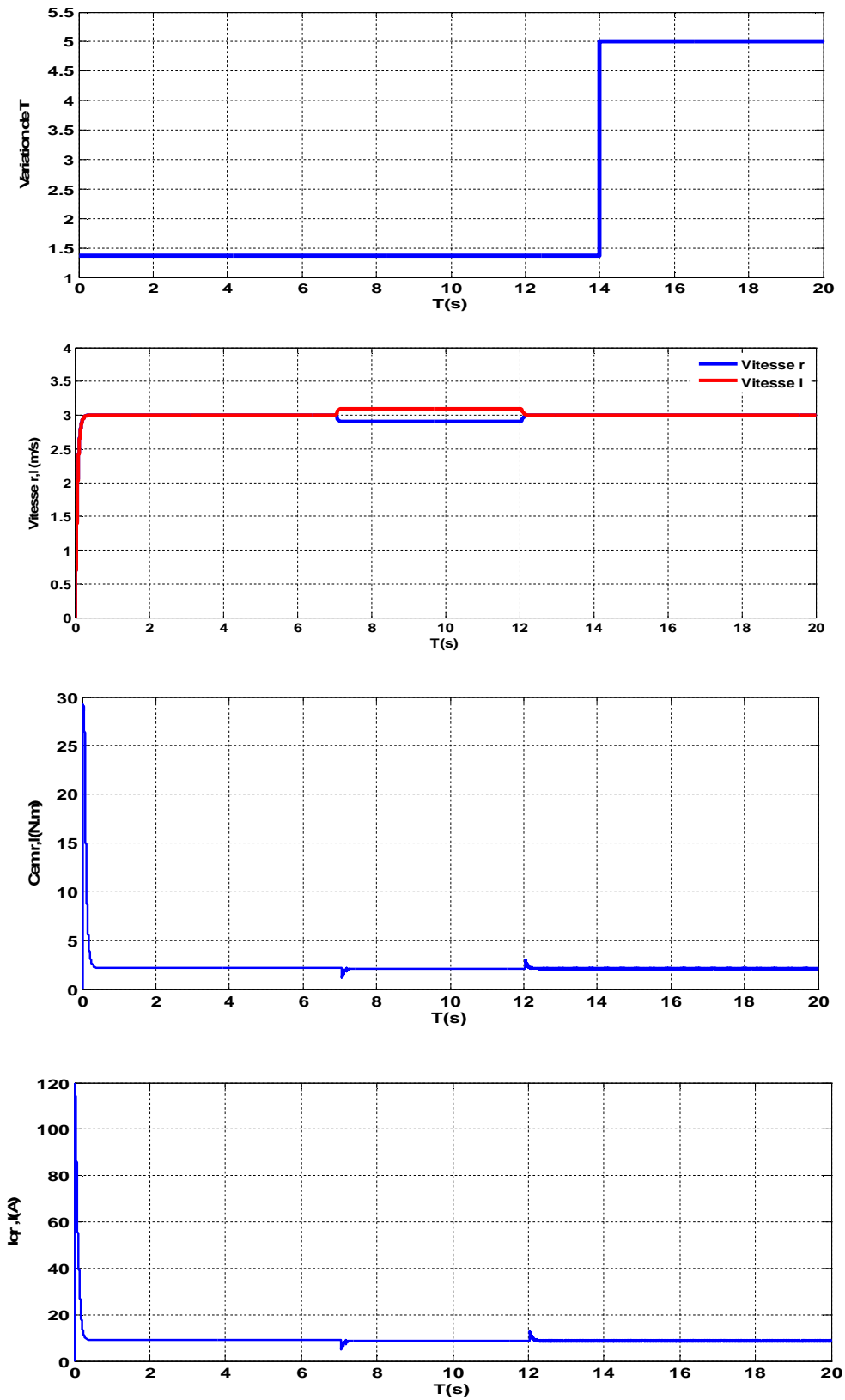


Figure 5. 11 : Evolution des grandeurs (courant, couple, vitesse) pour une variation du paramètre T de 1.37 à 5.01 (ψ varie entre 10° à 40°)

- Variation de la masse totale M

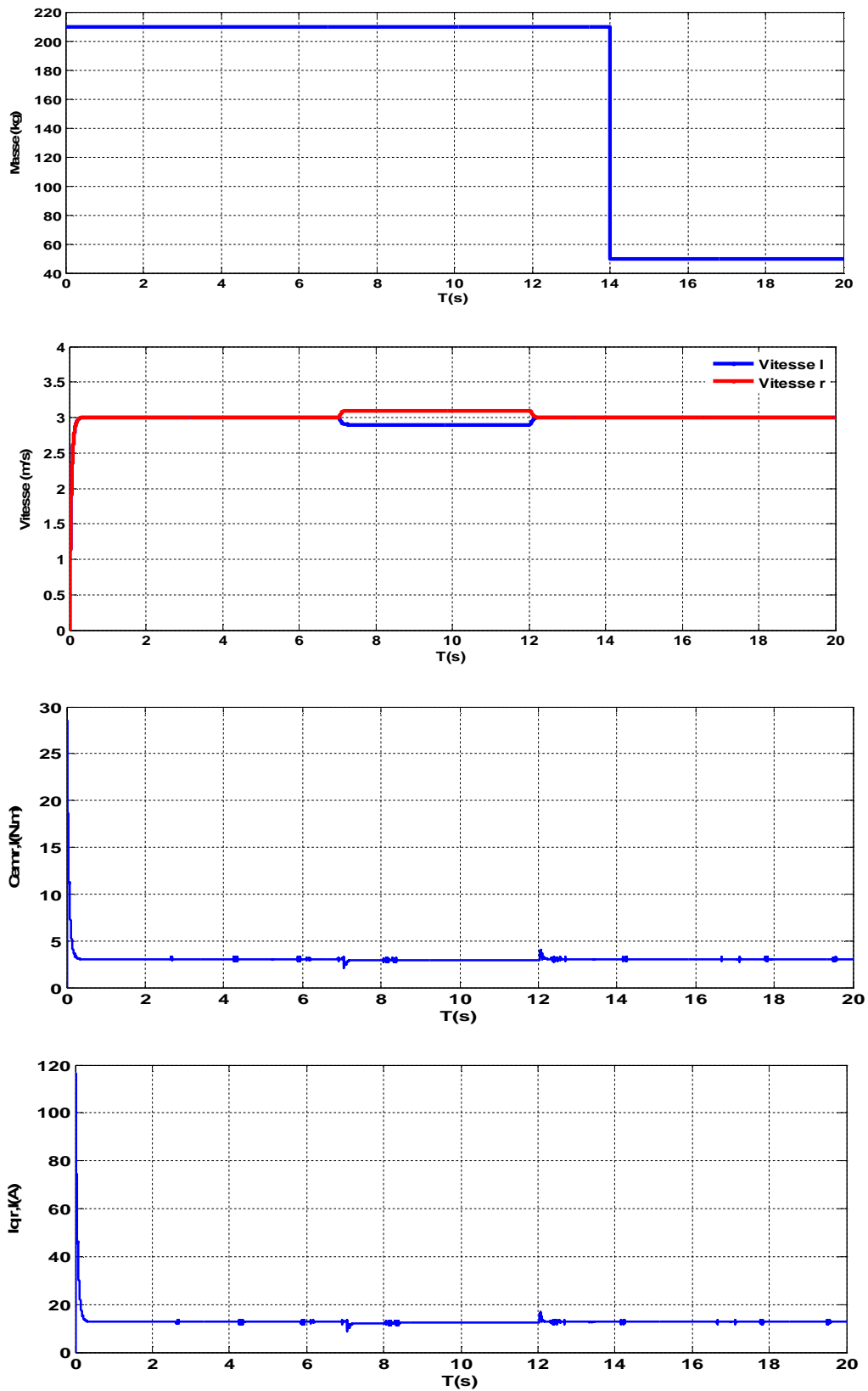
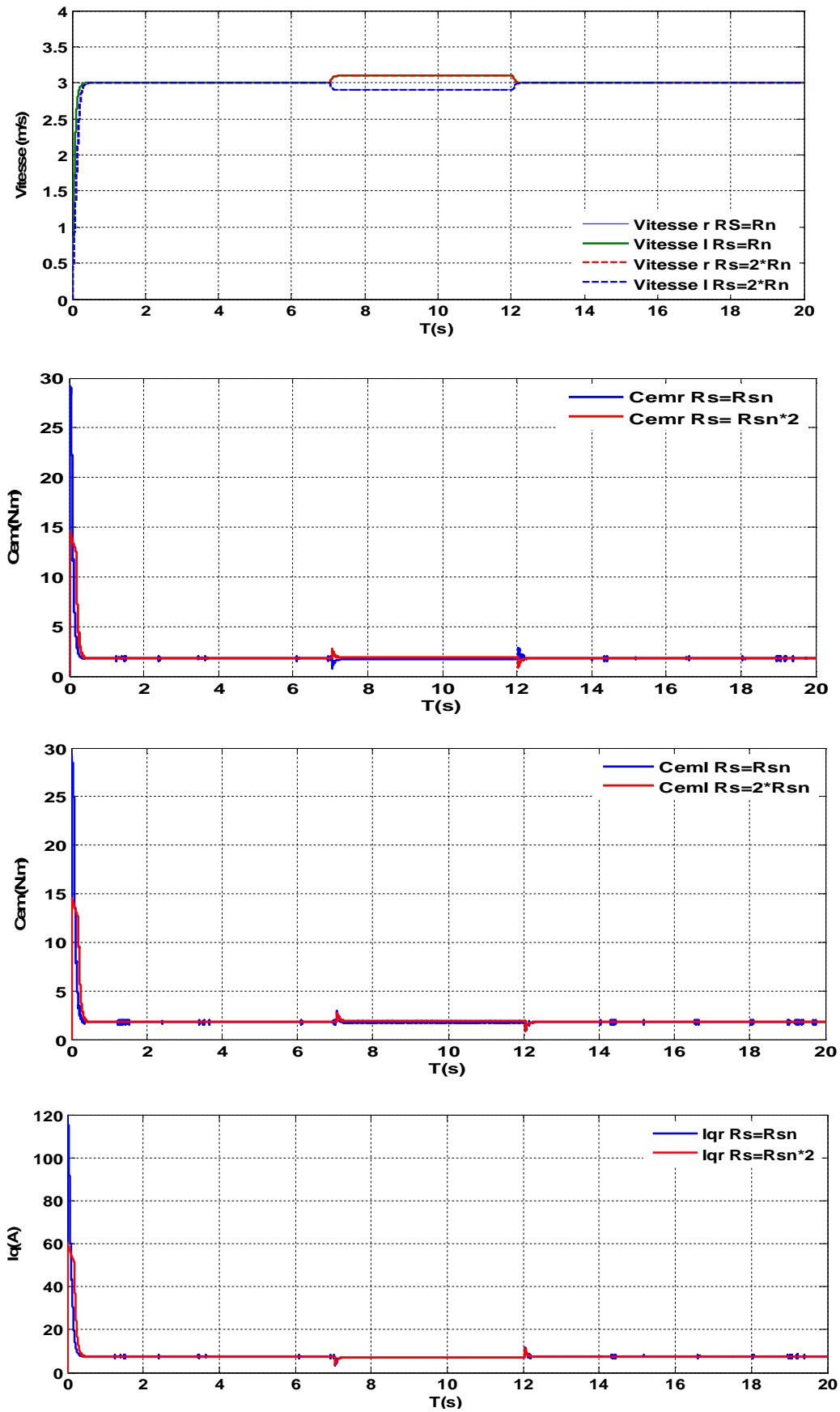
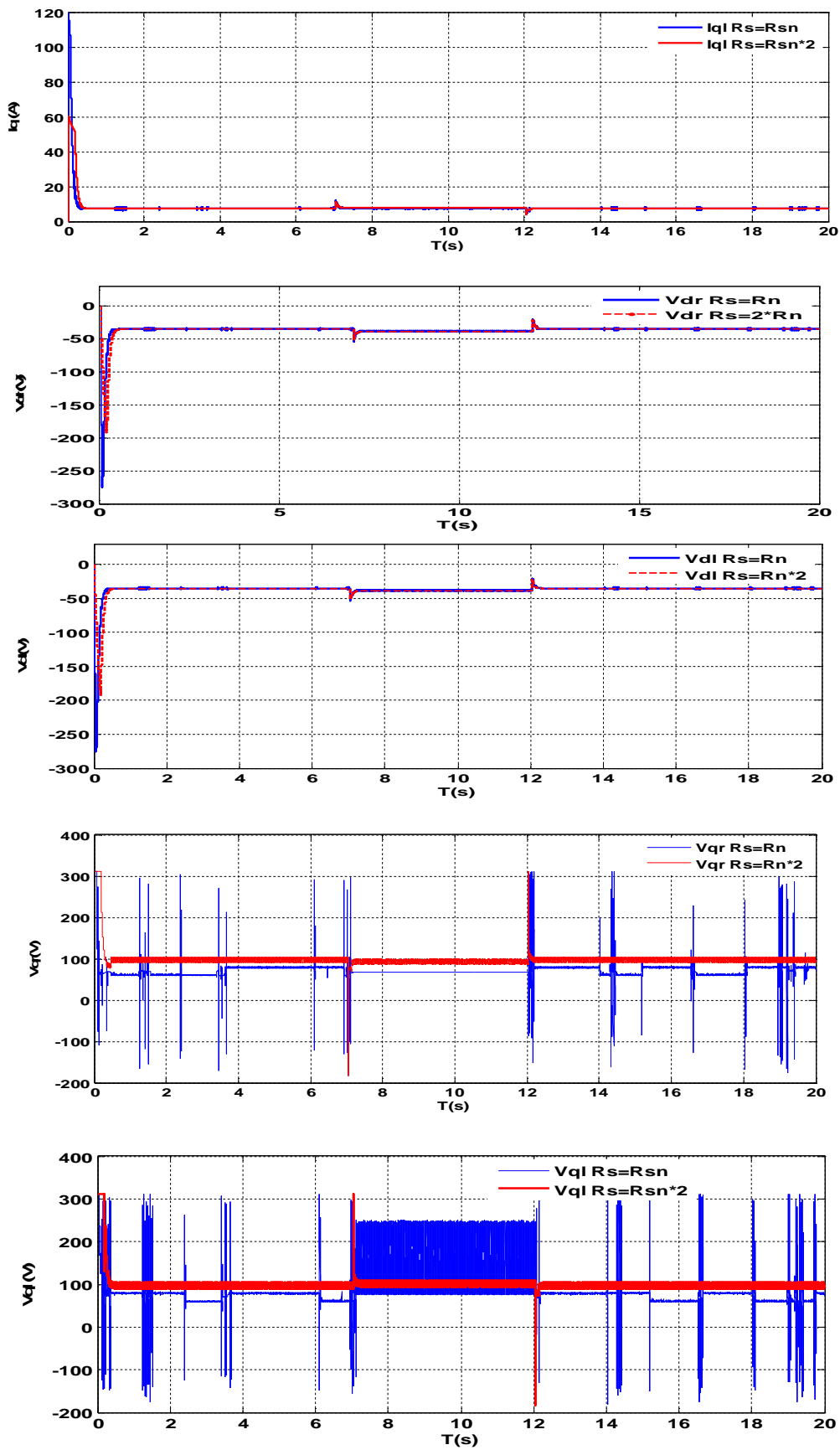


Figure 5. 12 : Evolution des grandeurs (courant, couple, vitesse) pour une variation du paramètre M de 210kg à 50 kg

• Variation de R_s à 100%



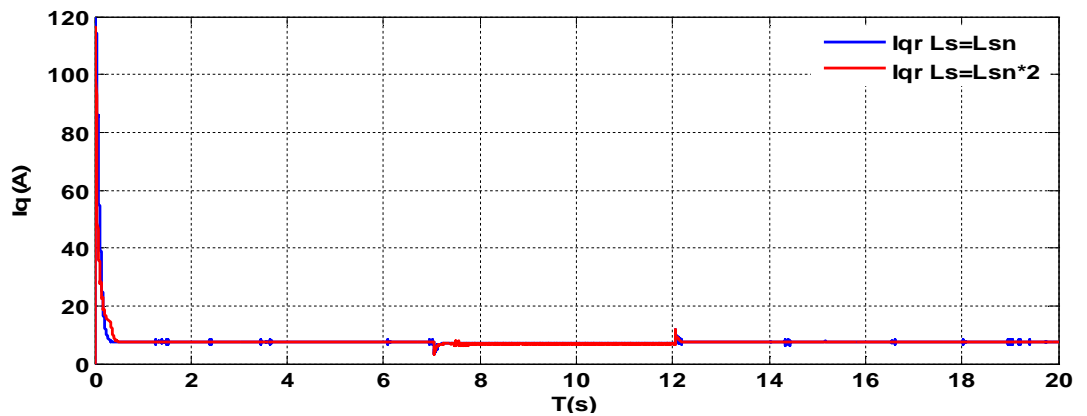
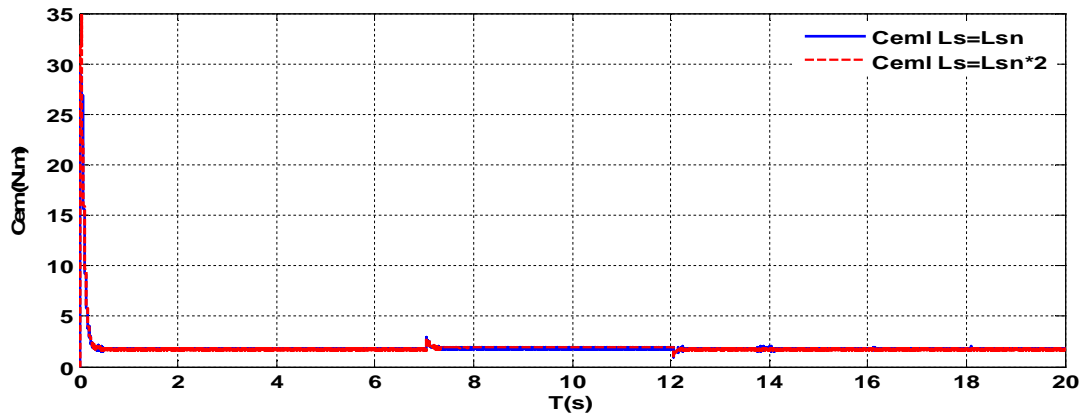
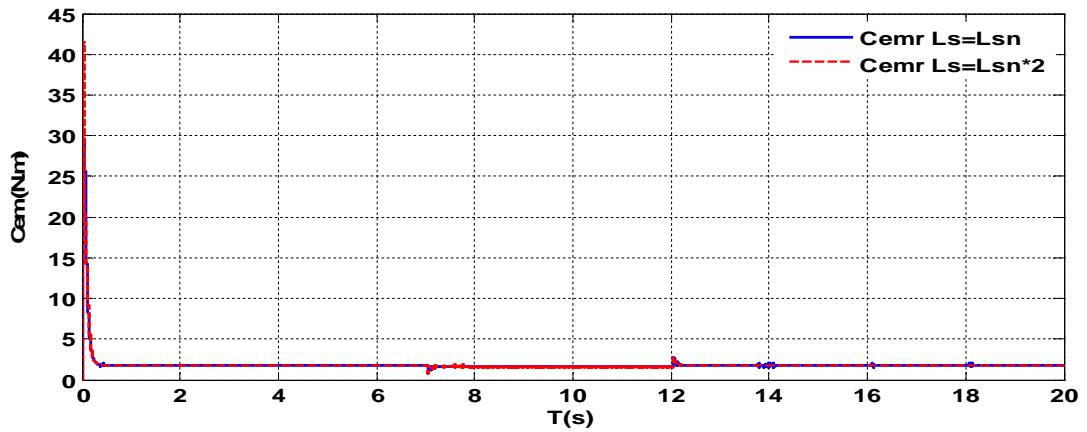
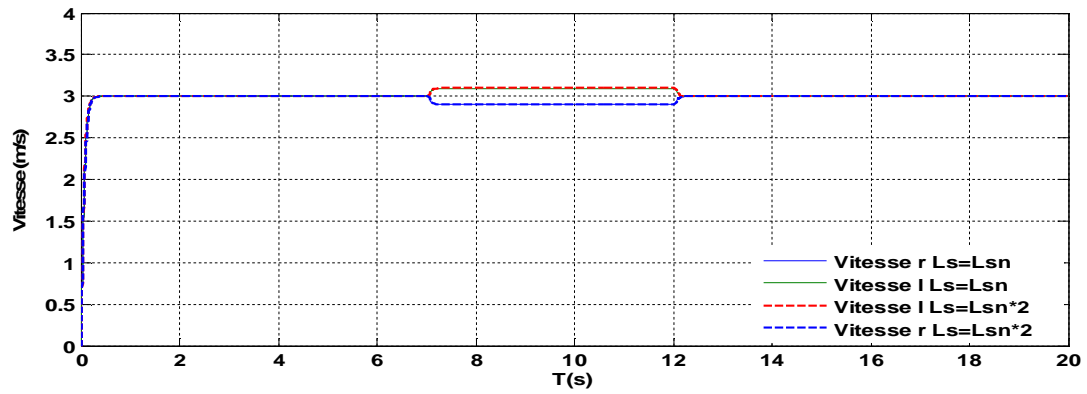
(a)



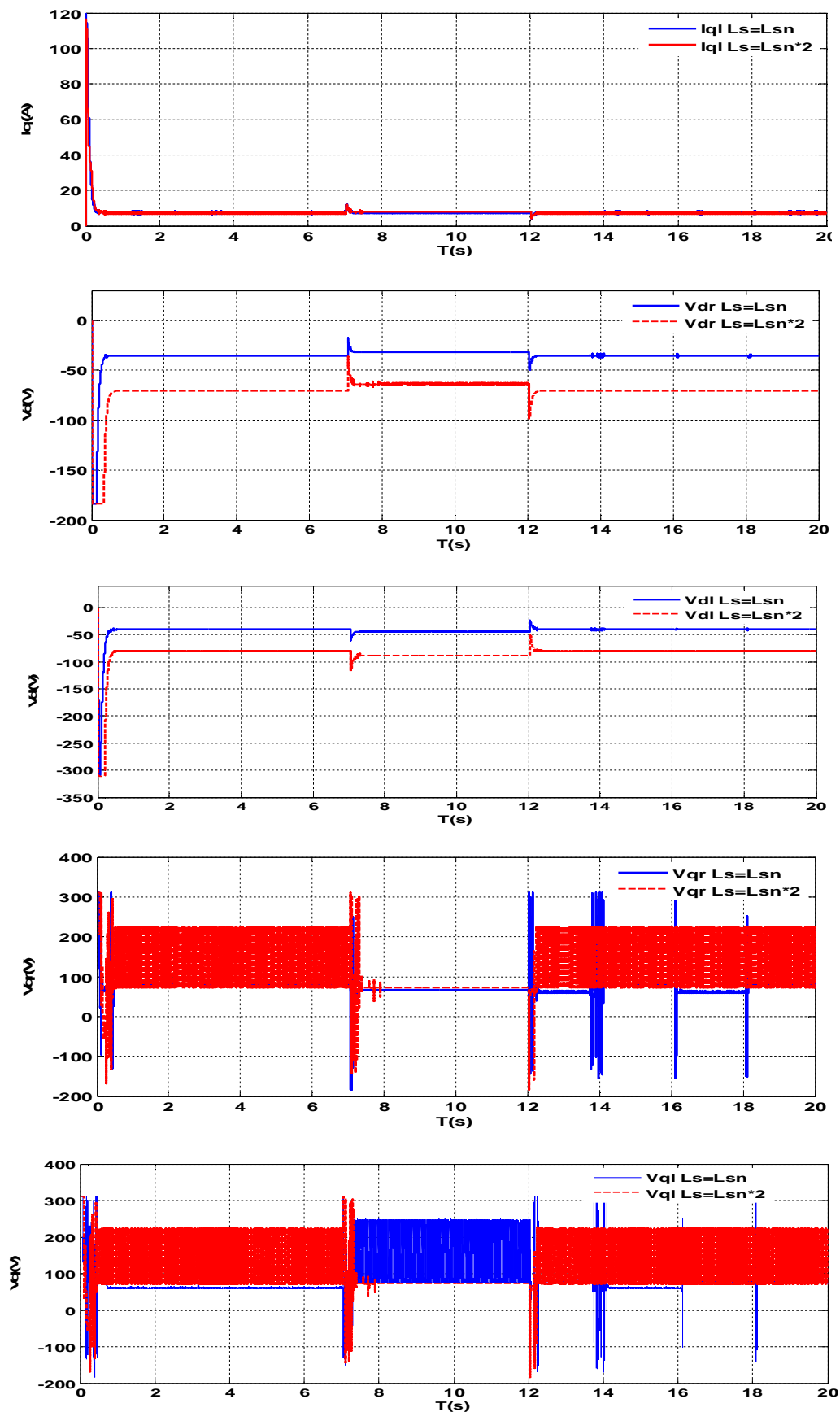
(b)

Figure 5.13.a, b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de R_s

• Variation de L_s à 100%:



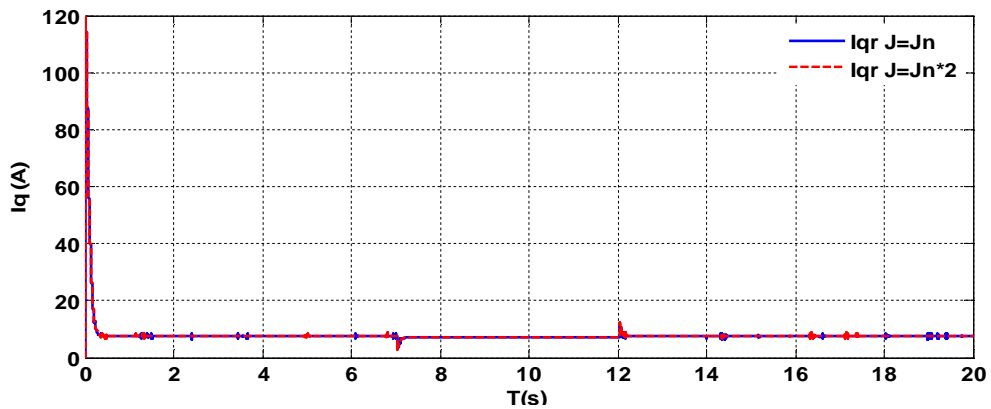
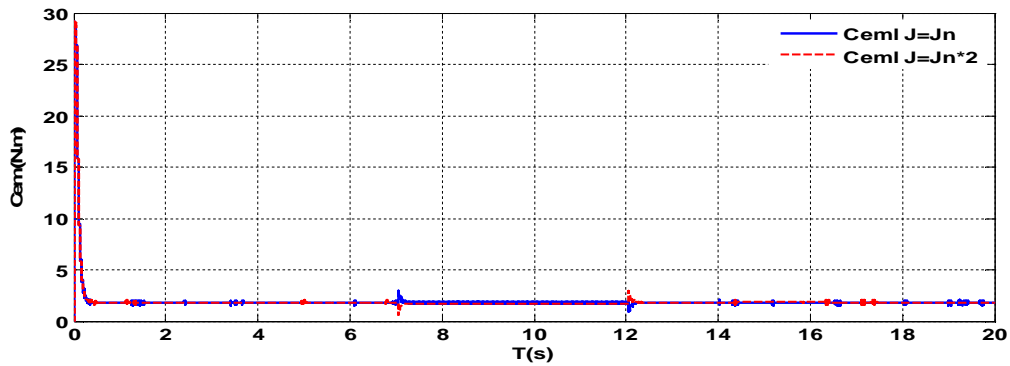
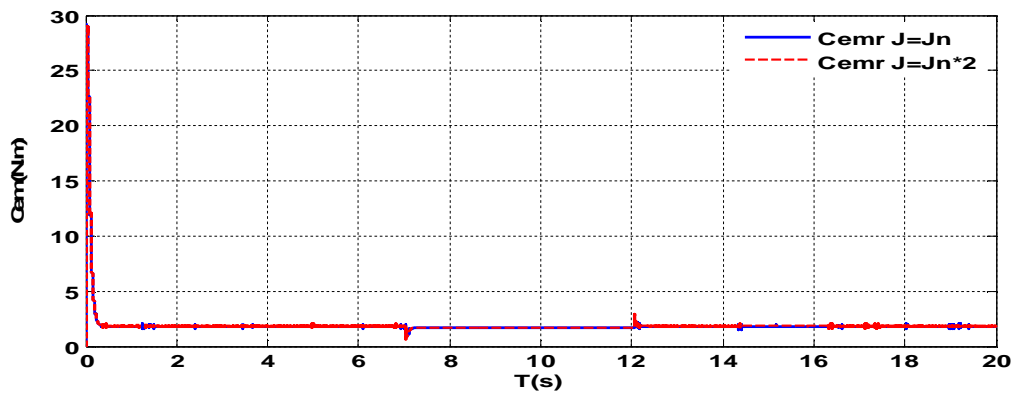
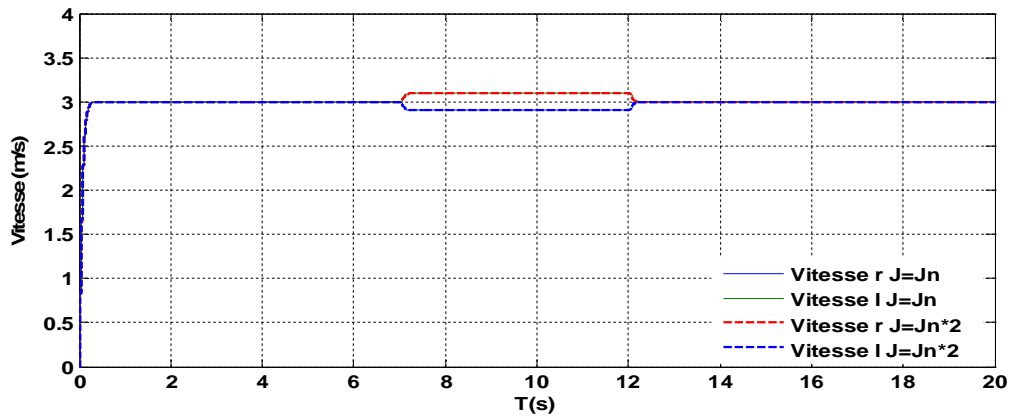
(a)



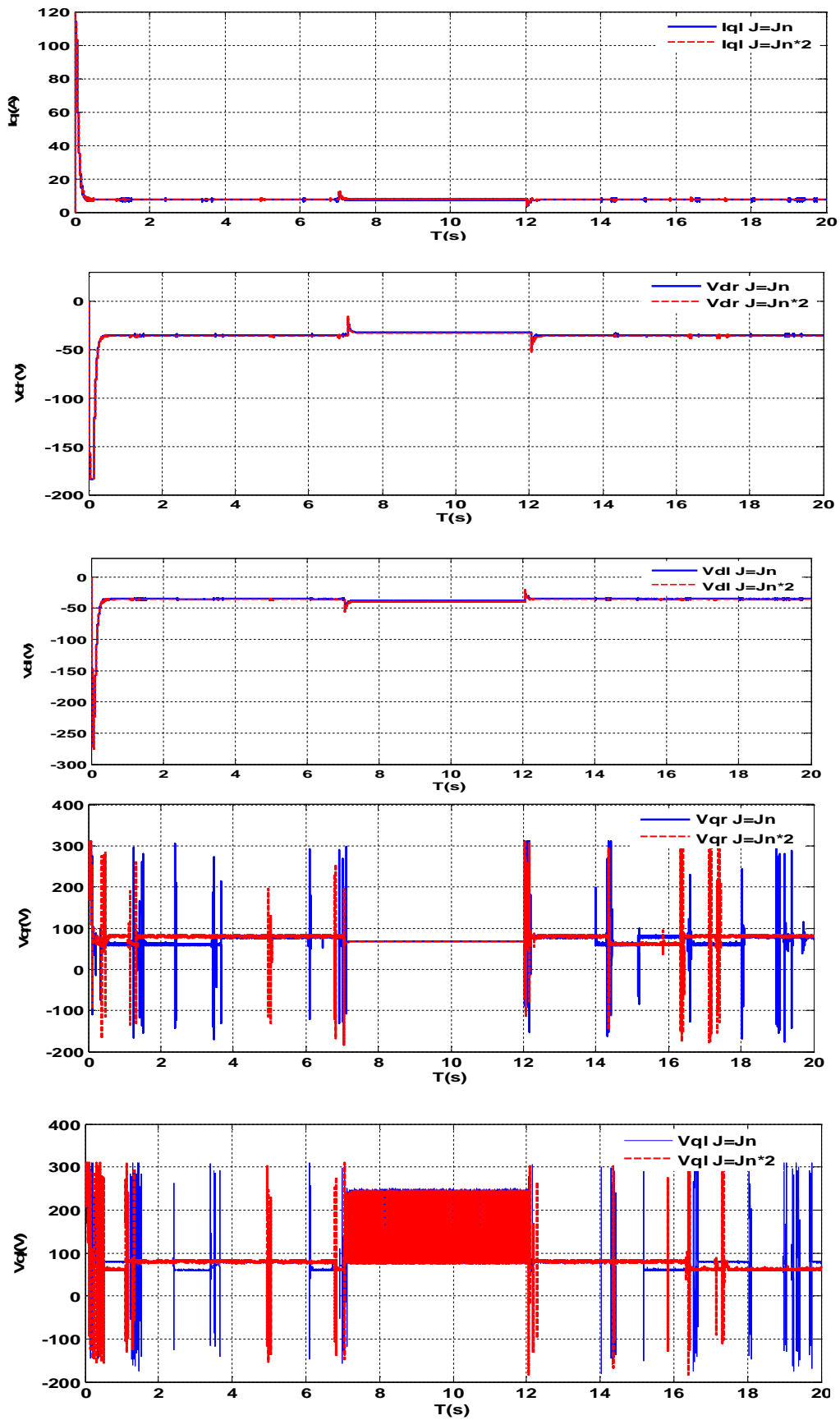
(b)

Figure 5.14. a,b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de L_s

• Variation de J à 100%



(a)



(b)

Figure 5.15.a,b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de J

➤ Interprétation des résultats

D'après les résultats obtenus nous remarquons que le suivi de trajectoire est maintenu malgré les différentes variations de paramètres.

De même, la variation de l'inclinaison de la trajectoire et de la masse totale n'a aucun effet sur les différentes grandeurs du système.

Pour le fait d'augmenter la résistance statorique, nous constatons une légère augmentation du temps de réponse ainsi qu'une diminution du pic de démarrage au niveau des courants, couples, et les tensions $V_{dr,l}$. En outre, une présence des oscillations dans les courbes de tension $V_{qr,l}$ avec une légère élévation de leurs valeurs.

La variation de l'inductance statorique influe que sur les tensions $V_{dr,l}$, qui conduit à une petite diminution, et sur $V_{qr,l}$ présence de faible oscillations.

En revanche, la variation du moment d'inertie n'a pas effectué de changement sur les différentes grandeurs électriques et mécaniques.

5.4. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, l'application des étapes principales du dimensionnement du régulateur non linéaire utilisant la technique du Backstepping basée sur la théorie de Lyapunov.

En choisissant une fonction énergie liée au système, tel que sa dérivée est négative, la théorie de Lyapunov nous assure la stabilité asymptotique du système en boucle fermée vers l'origine. Par conséquent, l'erreur tend vers zéro et la poursuite de la consigne est réalisée. Afin d'évaluer la robustesse de notre régulateur, nous l'avons testé en simulation numérique et nous avons constaté que les performances du régulateur Backstepping sont satisfaisantes à savoir la poursuite de la référence, le temps de réponse, le dépassement, et le rejet de la perturbation pour le réglage de position et de vitesse. Nous avons aussi montré que la commande vectorielle est assurée pour les deux régulateurs classique PI et par backstepping.

Nous allons utilisée par la suite des améliorations de la commande Backstepping en ajoutant une action intégrale et en la combinant avec une autre commande robuste : mode glissant.

*En vérité, le chemin importe peu,
la volonté d'arriver suffit à tout.
Camus, Albert*

Parmi les avantages de la commande par Backstepping, c'est quelle peut se combiner avec d'autres commandes afin d'améliorer ces performances. Puisque le contrôleur généré par la commande Backstepping ne permet pas d'éliminer les perturbations externes à moyenne non nulle à moins qu'elles soient à la sortie d'un procédé intégrateur. Afin de remédier à ce problème, nous avons doté les régulateurs obtenus d'une action Intégrale.

D'autre part, nous avons élaboré une commande associant la technique Backstepping et celle de Mode glissant, puisque elles ont un point commun qui est l'exploitation de la notion de fonction énergie de Lyapunov.

Ce chapitre se consacrera principalement à proposer ces deux types de commandes non linéaires appliquées sur notre modèle globale, avec des résultats de simulations sans et avec ondulateur de tension à deux niveaux. Une étude de robustesse sera faite pour les tester par la suite. Nous concluons par une étude comparative des trois commandes (Backstepping, Backstepping-Intégrale, Backstepping- Mode glissant).

6.1. Introduction de l'action Intégrale dans la commande Backstepping pour le contrôle de position

Une des solutions permettant d'améliorer la robustesse de la commande par Backstepping et pour être en mesure d'éliminer les erreurs résiduelles, en présence de perturbations à moyenne non nulle, une action intégrale est introduite dans les contrôleurs générés par le Backstepping. Cette introduction nécessite une modification de la procédure de design. Nous allons procéder à l'application de cette commande sur le système globale (FRE avec actionneurs).

Nous avons illustré les différents avantages de ce type de commandes, particulièrement la possibilité d'incorporer relativement une action intégrale au niveau de la synthèse du système de commande pour réaliser un rejet de perturbations.

Notre but est de commander le fauteuil afin d'atteindre la position désirée, ce qui va se traduire par le calcul permanent de l'erreur de position des deux roues droite et gauche respectivement. Les étapes de calcul sont résumées comme suite :

Etape 1: Commande de la position de la roue droite

Définissons une variable d'erreur e_1 qui représente la différence entre la variable mesurée et celle désirée en ajoutant le terme intégral

$$e_1 = x_1 - x_{1ref} + k_{x1} \int_0^t (x_1 - x_{1ref}) dt \quad (6.1)$$

La fonction de Lyapunov adoptée est sous la forme :

$$V(e_1) = 1/2 e_1^2 \quad (6.2)$$

Dont sa dérivée est : $\dot{V}(e_1) = e_1 \dot{e}_1$

$$= e_1(\dot{x}_1 - \dot{x}_{1ref} + k_{x1}(x_1 - x_{1ref})) \quad (6.3)$$

Selon notre modèle : $\dot{x}_1 = x_2$, remplaçant dans l'équation (6.3)

$$\dot{V}(e_1) = e_1(x_2 - \dot{x}_{1ref} + k_{x1}(x_1 - x_{1ref})) \quad (6.4)$$

Par conséquent, on définit la commande virtuelle qui assure la négativité de $\dot{V}(e_1)$:

$$\begin{aligned} x_2 &= \varphi(e_1) \\ &= -C_1 e_1 + \dot{x}_{1ref} - k_{x1} x_1 + k_{x1} x_{1ref} \end{aligned} \quad (6.5)$$

$$\dot{V}(e_1) = -C_1 e_1^2 < 0 \text{ avec } C_1 > 0$$

Puisque la dérivée est négative donc le premier sous système est stable

Étape 2 : Commande de la vitesse de la roue droite

Introduisant une autre erreur e_2 qui représente la différence entre la vitesse mesurée et celle désirée

$$e_2 = x_2 - x_{2ref} + k_{x2} \int_0^t (x_2 - x_{2ref}) dt \quad (6.6)$$

Augmentons l'ordre de la fonction énergie telle que

$$V(e_1, e_2) = 1/2 e_1^2 + 1/2 e_2^2 \quad (6.7)$$

D'où sa dérivée le long de la trajectoire est:

$$\dot{V}(e_1, e_2) = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (6.8)$$

Il faut trouver l'expression de \dot{e}_2

$$\dot{e}_2 = \dot{x}_2 - \dot{x}_{2ref} + k_{x2}(x_2 - x_{2ref}) \quad (6.9)$$

$$= l_1 x_2 + l_2 x_4 + y_1 C_{emrref} + y_2 C_{emlref} + T - \dot{x}_{2ref} + k_{x2}(x_2 - x_{2ref}) \quad (6.10)$$

x_{2ref} est la commande virtuelle de l'état précédente et qui devient grandeur de référence pour cette étape :

$$x_{2ref} = -C_1 e_1 + \dot{x}_{1ref} - k_{x1}(x_1 - x_{1ref}) \quad (6.11)$$

$$\dot{x}_{2ref} = -C_1 \dot{e}_1 - k_{x1} x_2 \quad (6.12)$$

Avec : \dot{x}_{1ref} et \ddot{x}_{1ref} tend vers 0

$$\dot{x}_{2ref} = -C_1 (x_2 - \dot{x}_{1ref} + k_{x1}(x_1 - x_{1ref})) - k_{x1} x_2 \quad (6.13)$$

$$= -(k_{x1} + C_1) x_2 + C_1 (\dot{x}_{1ref} - k_{x1}(x_1 - x_{1ref}))$$

$$\text{De (6.6) on tire : } x_2 = e_2 - x_{2ref} + k_{x2} \int_0^t (x_2 - x_{2ref}) dt \quad (6.14)$$

Remplaçant (5.14) dans (5.13) :

$$\dot{x}_{2ref} = -(k_{x1} + C_1) \left(e_2 - x_{2ref} + k_{x2} \int_0^t (x_2 - x_{2ref}) dt \right) + C_1 \left(\dot{x}_{1ref} - k_{x1} (x_1 - x_{1ref}) \right) \quad (6.15)$$

$$\text{Donc : } \dot{e}_2 = l_1 x_2 + l_2 x_4 + y_1 C_{em_r} + y_2 C_{em_l} + T + k_{x2} (x_2 - x_{2ref}) + (k_{x1} + C_1) \left(e_2 - x_{2ref} + k_{x2} \int_0^t (x_2 - x_{2ref}) dt \right) - C_1 \left(\dot{x}_{1ref} - k_{x1} (x_1 - x_{1ref}) \right) \quad (6.16)$$

Les deux commandes virtuelles apparaissent C_{em_r} et C_{em_l} , qui vont être choisie comme commandes de références

La commande réelle est apparait comme suite, elle est choisit de sorte que la dérivée $\dot{V}(e_1, e_2)$ soit négative

$$y_1 C_{em_{rref}} + y_2 C_{em_{lref}} = -C_2 e_2 - l_1 x_2 - l_2 x_4 - T - k_{x2} (x_2 - x_{2ref}) - (k_{x1} + C_1) \left(e_2 - x_{2ref} + k_{x2} \int_0^t (x_2 - x_{2ref}) dt \right) + C_1 \left(\dot{x}_{1ref} - k_{x1} (x_1 - x_{1ref}) \right) = y_0 \quad (6.17)$$

$$\dot{V}(e_1, e_2) = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 < 0 \text{ avec } C_1 \text{ et } C_2 \text{ positifs.}$$

Donc la stabilité du deuxième sous système est garantie.

Etape 3: Commande de la position de la roue gauche

Pareillement aux étapes 1,2 nous avons procédé au contrôle de la roue gauche. Définissons une autre erreur telle que :

$$e_3 = x_3 - x_{3ref} + k_{x3} \int_0^t (x_3 - x_{3ref}) dt \quad (6.18)$$

Considérons la fonction de Lyapunov candidate suivante:

$$V(e_1, e_2, e_3) = 1/2 e_1^2 + 1/2 e_2^2 + 1/2 e_3^2 \quad (6.19)$$

Sa dérivée est:

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3) = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 \quad (6.20)$$

$$e_3 \dot{e}_3 = e_3 \left(\dot{x}_3 - \dot{x}_{3ref} + k_{x3} (x_3 - x_{3ref}) \right) \quad (6.21)$$

A partir de notre système : $\dot{x}_3 = x_4$

La commande virtuelle $\varphi(e_3)$:

$$x_4 = \varphi(e_3) = -C_3 e_3 + \dot{x}_{3ref} - k_{x3} x_3 + k_{x3} x_{3ref} \quad (6.22)$$

$$e_3 \dot{e}_3 < 0$$

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3) = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 - C_3 e_3^2 < 0 \quad \text{Avec } C_1, C_2 \text{ et } C_3 \text{ positifs} \quad (6.23)$$

Le troisième sous système est stable.

Etape 4: commande de la vitesse de la roue gauche

L'écart entre la vitesse mesurée est celle désirée:

$$e_4 = x_4 - x_{4ref} + k_{x4} \int_0^t (x_4 - x_{4ref}) dt \quad (6.24)$$

Afin d'assurer la commande de la vitesse, la nouvelle fonction énergie augmenté de Lyapunov est:

$$V(e_1, e_2, e_3, e_4) = 1/2 e_1^2 + 1/2 e_2^2 + 1/2 e_3^2 + 1/2 e_4^2 \quad (6.25)$$

Sa dérivée temporelle est :

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3, e_4) = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 \quad (6.26)$$

$$\dot{e}_4 = \dot{x}_4 - \dot{x}_{4ref} + k_{x4}(x_4 - x_{4ref}) \quad (6.27)$$

$$\dot{e}_4 = l_3 x_2 + l_4 x_4 + y_3 C_{emr} + y_4 C_{eml} + T - \dot{x}_{4ref} + k_{x4}(x_4 - x_{4ref}) \quad (6.28)$$

x_{4ref} est la commande virtuelle de l'état précédente est qui va être utilisé comme référence :

$$x_{4ref} = -C_3 e_3 + \dot{x}_{3ref} - k_{x3}(x_3 - x_{3ref}) \quad (6.29)$$

$$\dot{x}_{4ref} = -C_3 \dot{e}_3 - k_{x3} x_4 \quad (6.30)$$

Avec : \dot{x}_{3ref} et \ddot{x}_{3ref} tend vers 0

$$\dot{x}_{4ref} = -C_3 \left(x_4 - \dot{x}_{3ref} + k_{x3}(x_3 - x_{3ref}) \right) - k_{x3} x_4 \quad (6.31)$$

$$\dot{x}_{4ref} = -(k_{x3} + C_3) \left(e_4 - x_{4ref} + k_{x4} \int_0^t (x_4 - x_{4ref}) dt \right) + C_3 \left(\dot{x}_{3ref} - k_{x3}(x_3 - x_{3ref}) \right) \quad (6.32)$$

Donc

$$\dot{e}_4 = l_3 x_2 + l_4 x_4 + y_3 C_{emr} + y_4 C_{eml} + T + k_{x4}(x_4 - x_{4ref}) + (k_{x3} + C_3) \left(e_4 - x_{4ref} + k_{x4} \int_0^t (x_4 - x_{4ref}) dt \right) - C_3 \left(\dot{x}_{3ref} - k_{x3}(x_3 - x_{3ref}) \right) \quad (6.33)$$

Les couples des deux commandes sont choisis comme commandes virtuelles :

$$y_3 C_{emrref} + y_4 C_{emlref} = -C_4 e_4 - l_3 x_2 - l_4 x_4 - T - k_{x4}(x_4 - x_{4ref}) - (k_{x3} + C_3) \left(e_4 - x_{4ref} + k_{x4} \int_0^t (x_4 - x_{4ref}) dt \right) + C_3 \left(\dot{x}_{3ref} - k_{x3}(x_3 - x_{3ref}) \right) = y_5 \quad (6.34)$$

Finalement

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3, e_4) = -C_1 e_1^2 - C_2 e_2^2 - C_3 e_3^2 - C_4 e_4^2 < 0 \quad (6.35)$$

Avec C_1, C_2, C_3, C_4 sont des paramètres positifs

Pour déterminer les expressions des couples de référence, nous allons résoudre le système à deux équations et à deux inconnues suivant:

$$\begin{cases} y_1 C_{emrref} + y_2 C_{emlref} = y_0 \\ y_3 C_{emrref} + y_4 C_{emlref} = y_5 \end{cases} \quad (6.36)$$

Nous avons obtenus:

$$Cem_{rref} = y_0/y_1 - y_2/y_1 Cem_{lref} \quad (6.37)$$

$$Cem_{lref} = y_1 y_5 - y_3 y_0 / y_4 y_1 - y_3 y_2 \quad (6.37)$$

Deux autres étapes seront introduites afin d'obtenir les expressions des commandes réelles V_{qr} , V_{ql} .

Étape 5 : Contrôle du couple électromagnétique de la roue droite

Soit e_5 l'expression de l'erreur sur le couple définie par :

$$e_5 = Cem_r - Cem_{rref} + k_{x5} \int_0^t (Cem_r - Cem_{rref}) dt \quad (6.41)$$

Soit la fonction énergie augmentée suivante :

$$V(e_1, e_2, e_3, e_4, e_5) = (1/2)e_1^2 + (1/2)e_2^2 + (1/2)e_3^2 + (1/2)e_4^2 + (1/2)e_5^2 \quad (6.42)$$

Sa dérivée est sous la forme :

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3, e_4, e_5) = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 + e_3 \dot{e}_3 + e_4 \dot{e}_4 + e_5 \dot{e}_5 \quad (6.43)$$

Développement L'expression de \dot{e}_5

$$\dot{e}_5 = \dot{Cem}_r - \dot{Cem}_{rref} + k_{x5} (Cem_r - Cem_{rref}) \quad (6.44)$$

$$= P\varphi_f / L_d [(V_{qr} - R_s I_q - w L_d I_q - w\varphi_f) - \dot{Cem}_{rref}] + k_{x5} (Cem_r - Cem_{rref}) \quad (6.45)$$

La commande réelle est choisit convenablement afin d'assurée la négativité de la dérivée de la fonction énergie, telle que:

$$V_{qr} = -C_5 e_5 + R_s I_q + w L_d I_d + w\varphi_f + L_q / P\varphi_f \dot{Cem}_{rref} - L_q / P\varphi_f (k_{x5} (Cem_r - Cem_{rref})) \quad (6.46)$$

$$\text{Avec : } \dot{Cem}_{rref} = \frac{1}{y_0} \dot{y}_5 - \frac{y_2}{y_1} \dot{Cem}_{lref} \quad (6.47)$$

$$\begin{aligned} \text{Et : } \dot{y}_0 = & -[(C_2 + C_1 + k_{x1} + k_{x2} + l_1)l_1 + (C_2 + C_1 + k_{x1} - C_1 - k_{x1})k_{x2} + l_2 l_3 + C_1 k_{x1} (C_1 + \\ & k_{x1})]x_2 - [(C_2 + C_1 + k_{x2} + l_1 + k_{x2} + l_4)l_2]x_4 - [(C_2 + C_1 + k_{x1} + l_1 + k_{x2})y_1 + y_3 l_2]Cem_{rref} - \\ & [(l_2 + l_1 + k_{x2})y_4 + (C_2 + C_1 + k_{x1})y_2]Cem_{lref} - [C_2 + C_1 + k_{x1} + l_1 + k_{x2} + l_2]T + [(C_2 + C_1 + \\ & k_{x1})(C_1 + k_{x2} + k_{x1}) + (C_1 + k_{x1})k_{x2}]x_{4ref} - [(C_2 + C_1 + k_{x1})(C_1 + k_{x1})]e_4 - (C_2 + C_1 + \\ & k_{x1})(C_1 + k_{x1})k_{x2} \int_0^t (x_2 - x_{2ref}) dt - C_1 k_{x1} (C_2 + C_1 + k_{x1})(x_1 - x_{1ref}) \end{aligned} \quad (6.48)$$

Étape 6 : Contrôle du couple électromagnétique de la roue gauche

Une dernière expression de l'erreur sur le couple :

$$e_6 = Cem_l - Cem_{lref} + k_{x6} \int_0^t (Cem_l - Cem_{lref}) dt \quad (6.55)$$

Augmentons l'ordre de la fonction énergie :

$$V(e_1, e_2, e_3, e_4, e_5, e_6) = (1/2)e_1^2 + (1/2)e_2^2 + (1/2)e_3^2 + (1/2)e_4^2 + (1/2)e_5^2 + (1/2)e_6^2 \quad (6.57)$$

Sa dérivée est sous la forme :

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3, e_4, e_5, e_6) = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 + e_3\dot{e}_3 + e_4\dot{e}_4 + e_5\dot{e}_5 + e_6\dot{e}_6 \quad (6.58)$$

En dérivant l'équation (6.55) nous obtenons:

$$\dot{e}_6 = \dot{Cem}_l - \dot{Cem}_{lref} + k_{x6}(Cem_l - Cem_{lref}) \quad (6.59)$$

$$= P\varphi_f/L_d [(V_{ql} - R_s I_q - wL_d I_q - w\varphi_f) - \dot{Cem}_{lref}] + k_{x6}(Cem_l - Cem_{lref}) \quad (6.60)$$

La commande réelle de la roue gauche est caractérisée par cette expression afin d'assurer la dérivée négatifs:

$$V_{ql} = -C_6 e_6 + R_s I_q + wL_d I_d + w\varphi_f + L_q/P\varphi_f \dot{Cem}_{lref} - L_q/P\varphi_f (k_{x6}(Cem_l - Cem_{lref})) \quad (6.61)$$

$$Cem_{rref} = \frac{1}{y_4 y_1 - y_3 y_2} (y_1 \dot{y}_5 - y_3 \dot{y}_0) \quad (6.62)$$

Et :

$$\begin{aligned} \dot{y}_5 = & -[(C_3 + C_4 + k_{x3} + l_1 + k_{x4} + l_4)l_3]x_2 - [(C_3 + C_4 + k_{x3} + k_{x4} + l_4)l_4 + (C_3 + C_4 + k_{x3} - \\ & C_3 - k_{x3})k_{x4} + l_2 l_3 + C_3 k_{x3} (C_3 + k_{x3})]x_4 - [(C_3 + C_4 + k_{x3} + l_4 + k_{x4})y_3 + y_1 l_3]Cem_{rref} - \\ & [(C_3 + C_4 + k_{x3} + l_4 + k_{x4})y_4 + y_2 l_3]Cem_{lref} - [C_3 + C_4 + k_{x3} + l_4 + k_{x4} + l_3]T + [(C_3 + C_4 + \\ & k_{x3})(C_3 + k_{x4} + k_{x3}) + (C_3 + k_{x3})k_{x4}]x_{4ref} - [(C_3 + C_4 + k_{x3})(C_3 + k_{x3})]e_4 - (C_3 + C_4 + \\ & k_{x3})(C_3 + k_{x3})k_{x4} \int_0^t (x_4 - x_{4ref})dt - C_3 k_{x3} (C_3 + C_4 + k_{x3})(x_3 - x_{3ref}) \end{aligned} \quad (6.63)$$

➤ **Simulation Numérique**

La commande Backstepping Intégrale est testée par simulation numérique avec les mêmes conditions cité dans la section précédente dans le cas du réglage de position pour une référence constante et une référence variable (vitesse constante) pour les mêmes conditions cité précédemment avec et sans onduleur respectivement.

Les paramètres de cette commande sont illustrés dans le tableau 6.1.

| | | | | | | | | | | | | |
|--------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| Paramètres → | C ₁ | C ₂ | C ₃ | C ₄ | C ₅ | C ₆ | K _{x1} | K _{x2} | K _{x3} | K _{x4} | K _{x5} | K _{x6} |
| ↓ Réglage | | | | | | | | | | | | |
| ↓ Position | 5 | 100 | 5 | 100 | 400 | 400 | 5 | 10 | 5 | 10 | 3 | 3 |

Tableau 6.1 : Paramètres de la commande pour le réglage de position et de vitesse De la commande Backstepping avec action Intégrale.

Les figures 6.1.1, 6.1.2, 6.1.3 présentent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques sans et avec onduleur pour un réglage de position. Ainsi que les figures 6.2.1, 6.2.2, 6.2.3 donnent le comportement dynamique des mêmes grandeurs pour le réglage de vitesse.

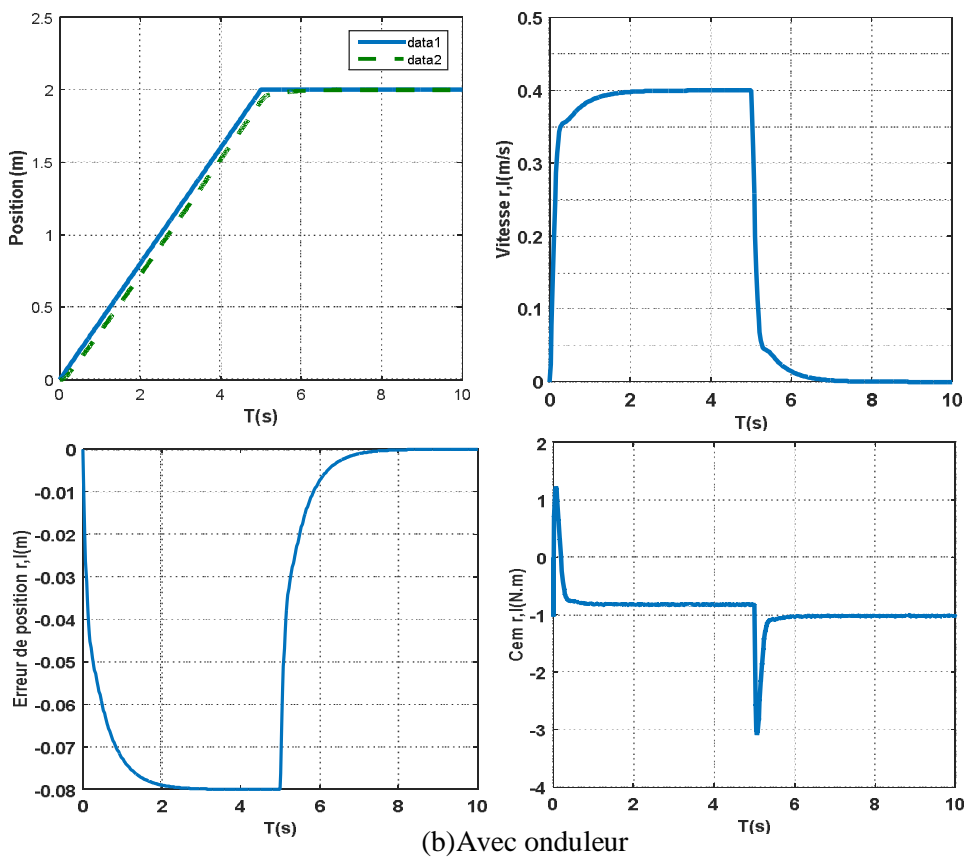
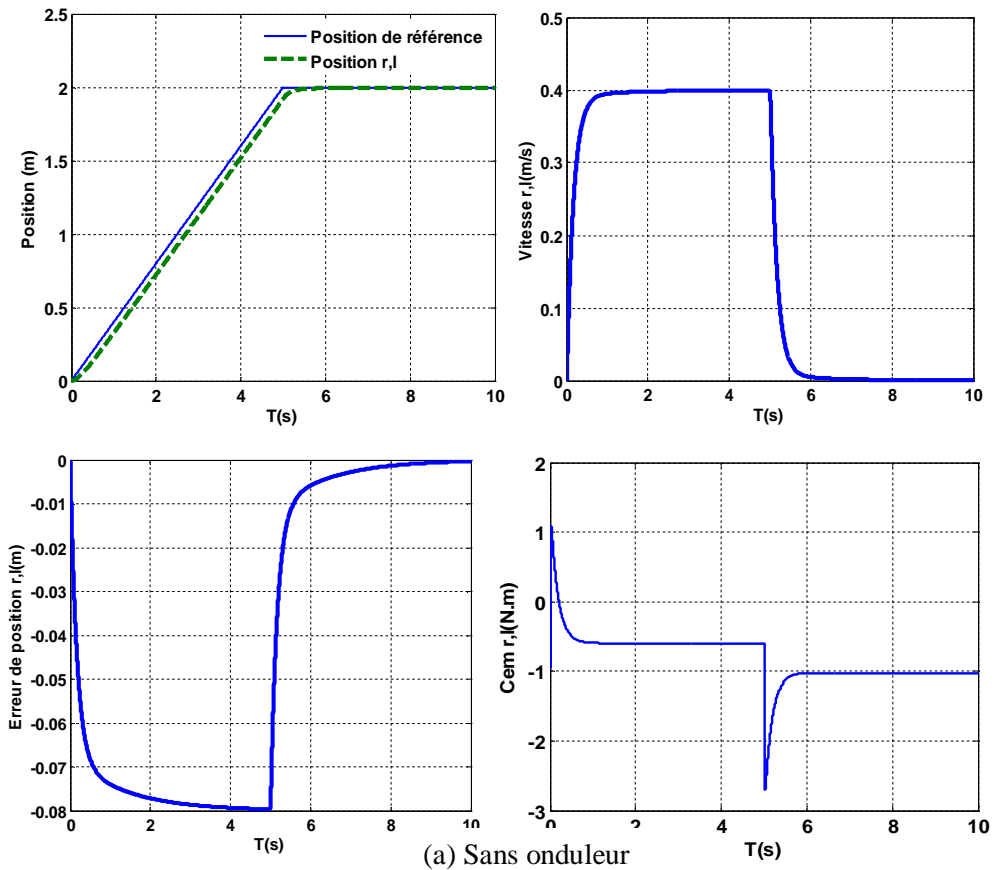


Figure 6.1. 1 : Résultats de simulation de la commande Backstepping avec action Intégrale sans et avec onduleur (référence de position constante, cas des grandeurs mécaniques)

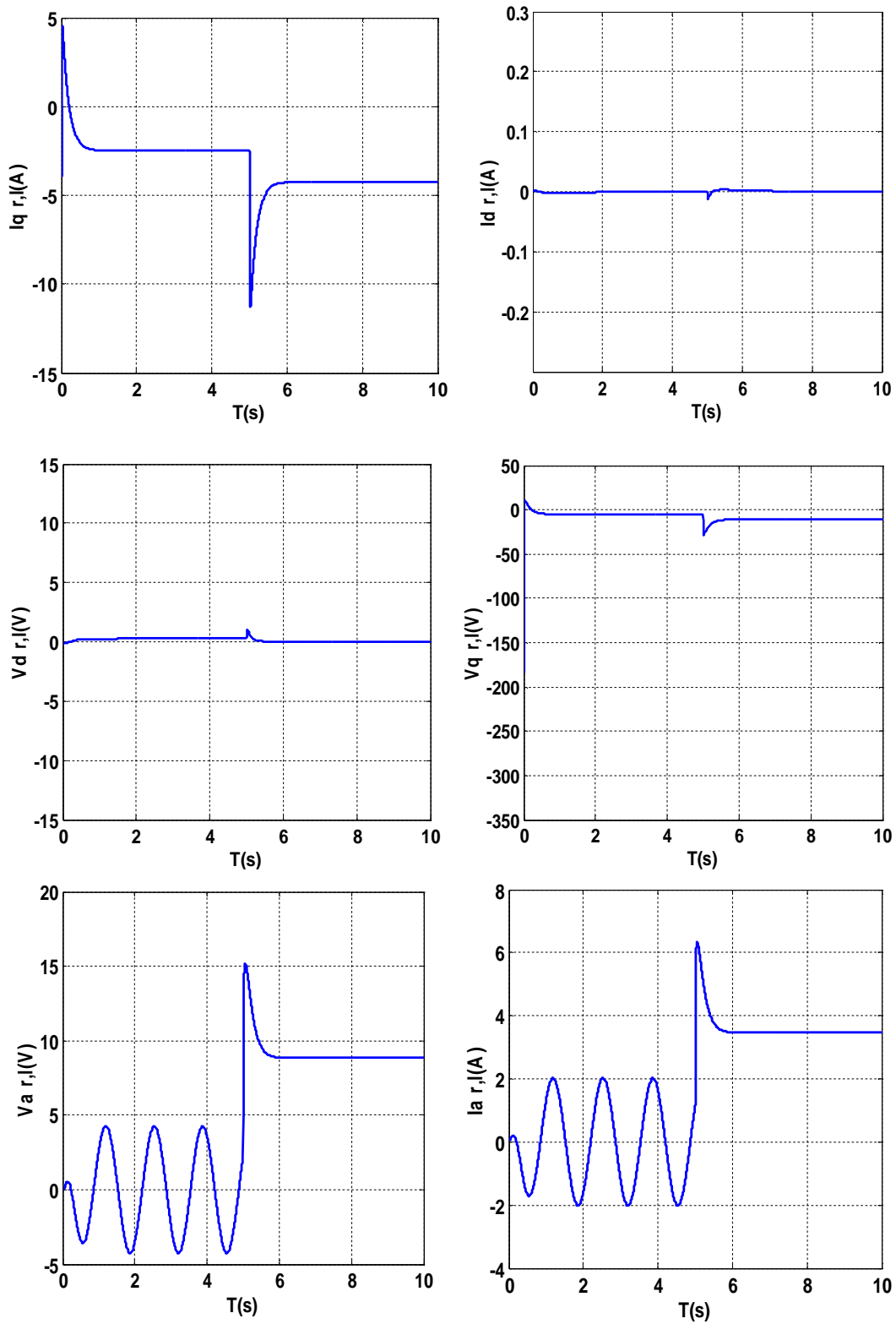


Figure 6.1. 2: Résultats de simulation de la commande Backstepping avec action Intégrale sans onduleur (référence de position constante, cas des grandeurs électriques)

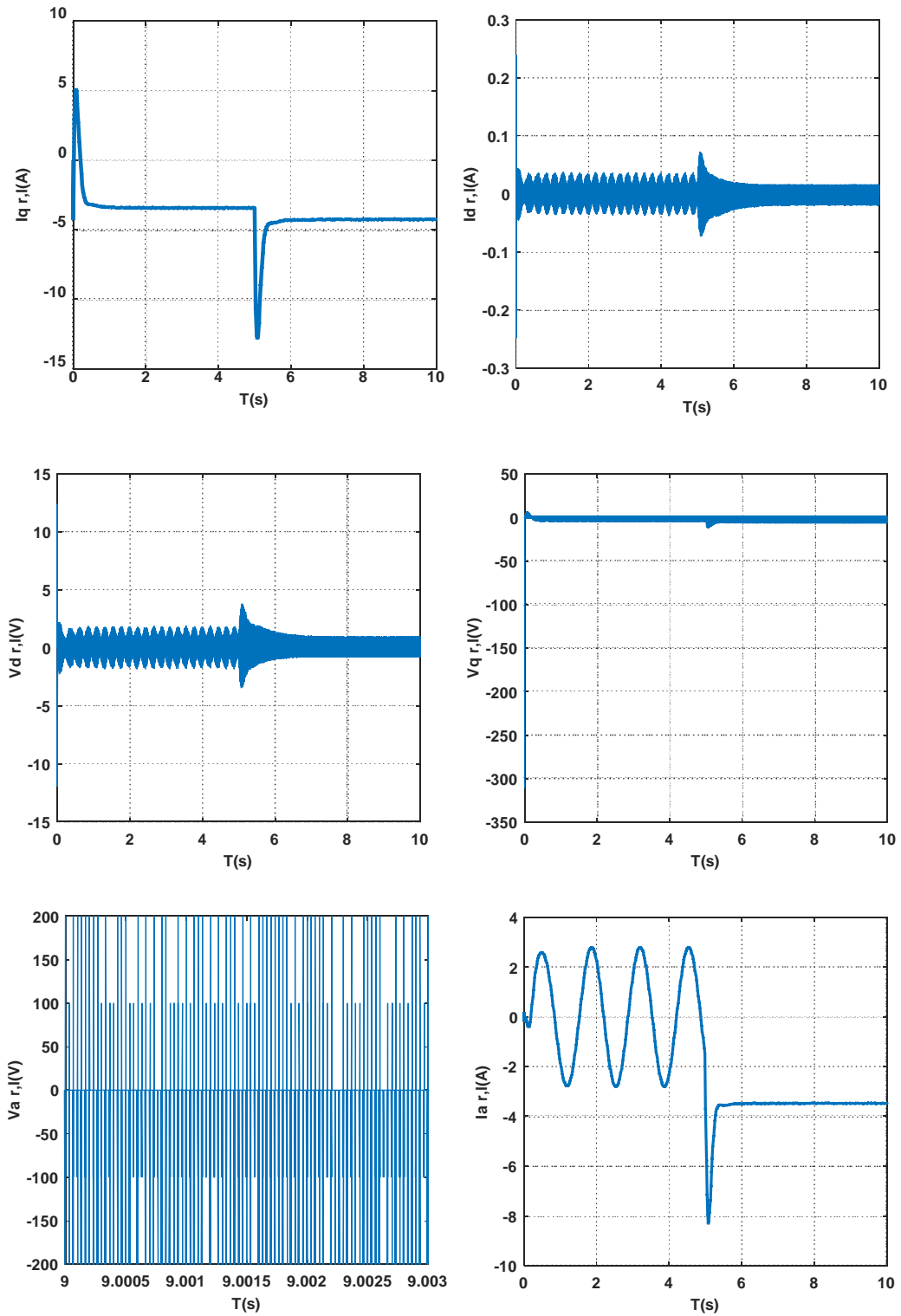


Figure 6.1. 3: Résultats de simulation de la commande Backstepping avec action Intégrale avec onduleur (référence de position constante, cas des grandeurs électriques)

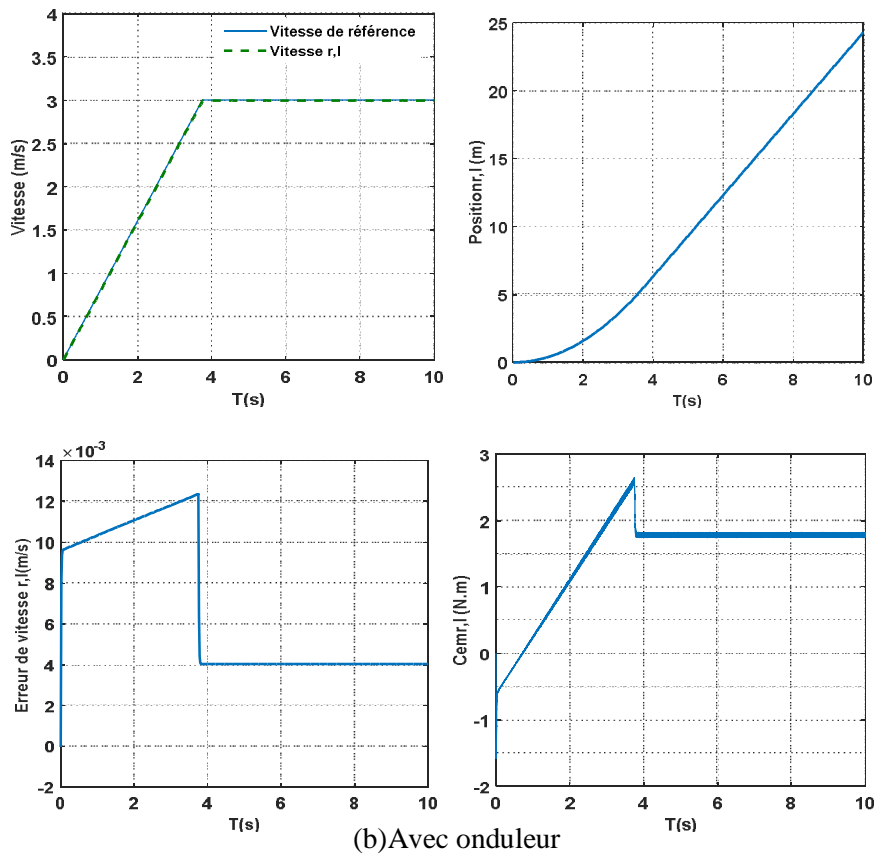
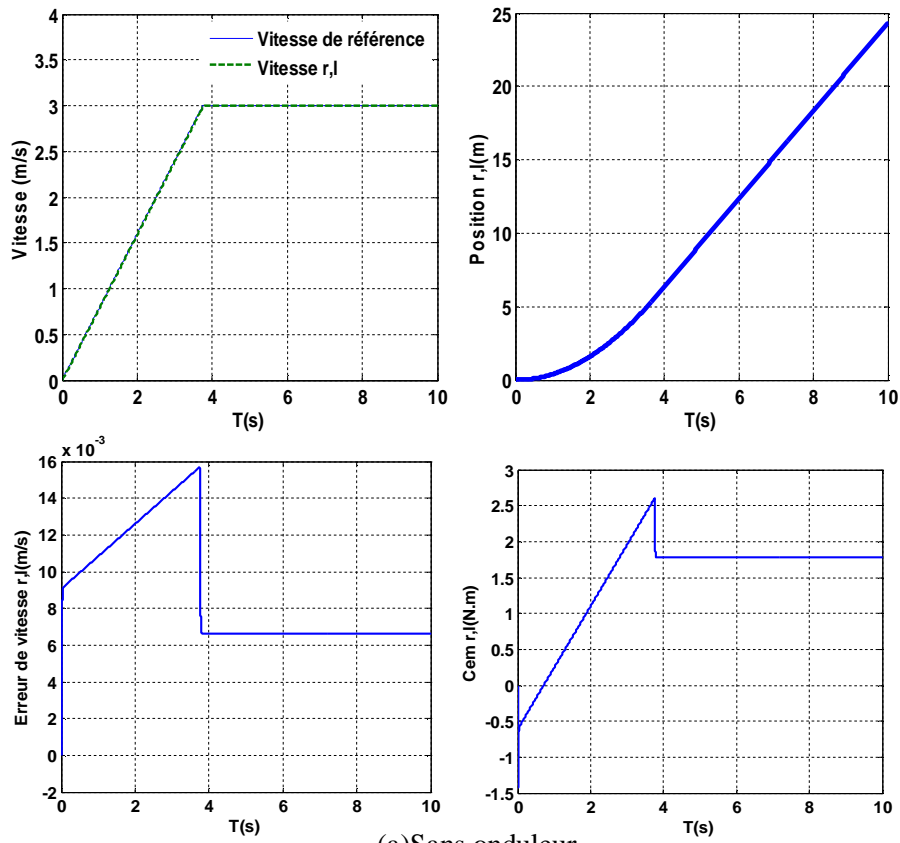


Figure 6.2. 1: Résultats de simulation de la commande Backstepping avec action Intégrale sans et avec onduleur (référence de position variable, cas des grandeurs mécaniques)

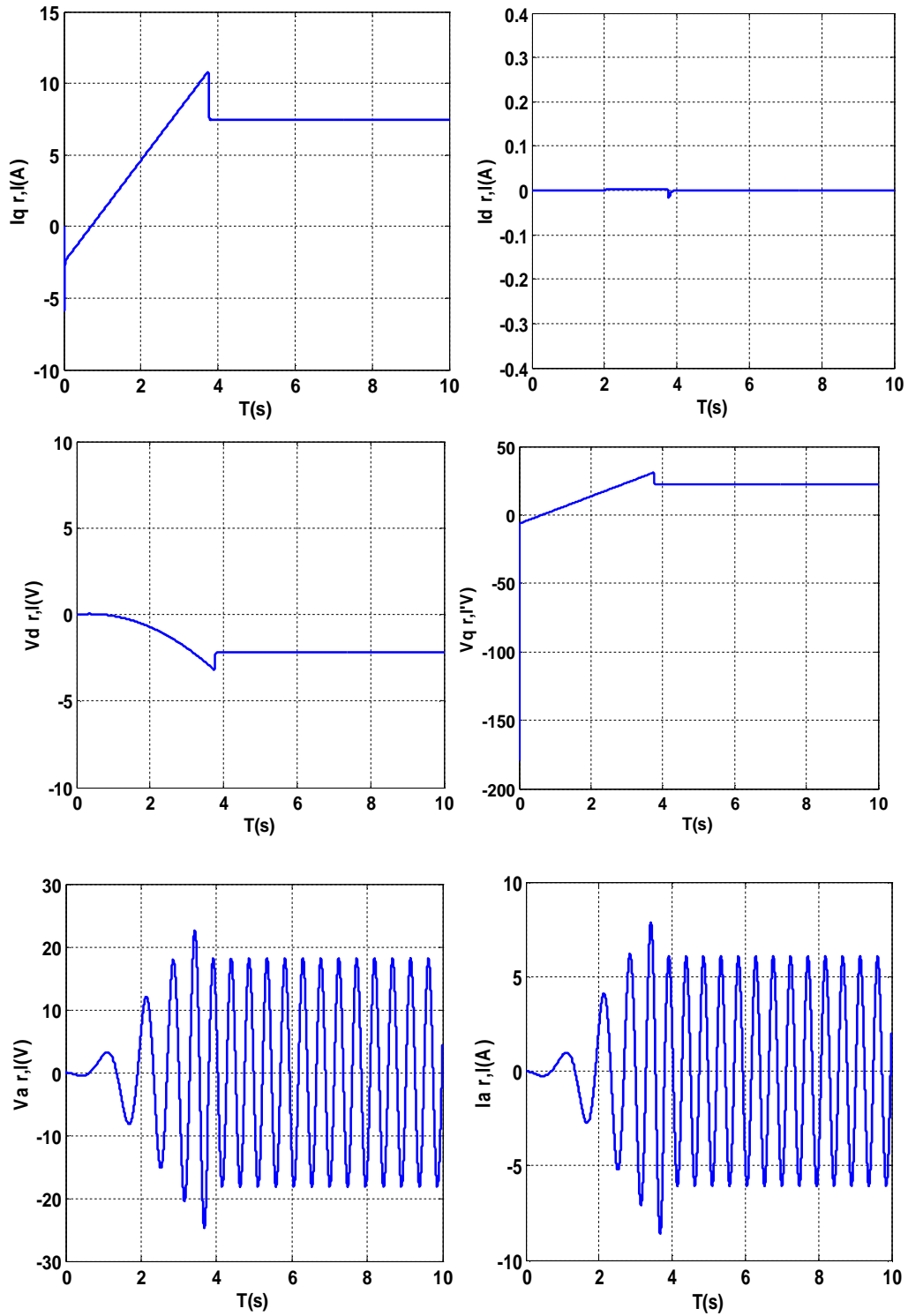


Figure 6.2. 2: Résultats de simulation de la commande Backstepping avec action Intégrale sans onduleur (référence de position variable, cas des grandeurs électriques)

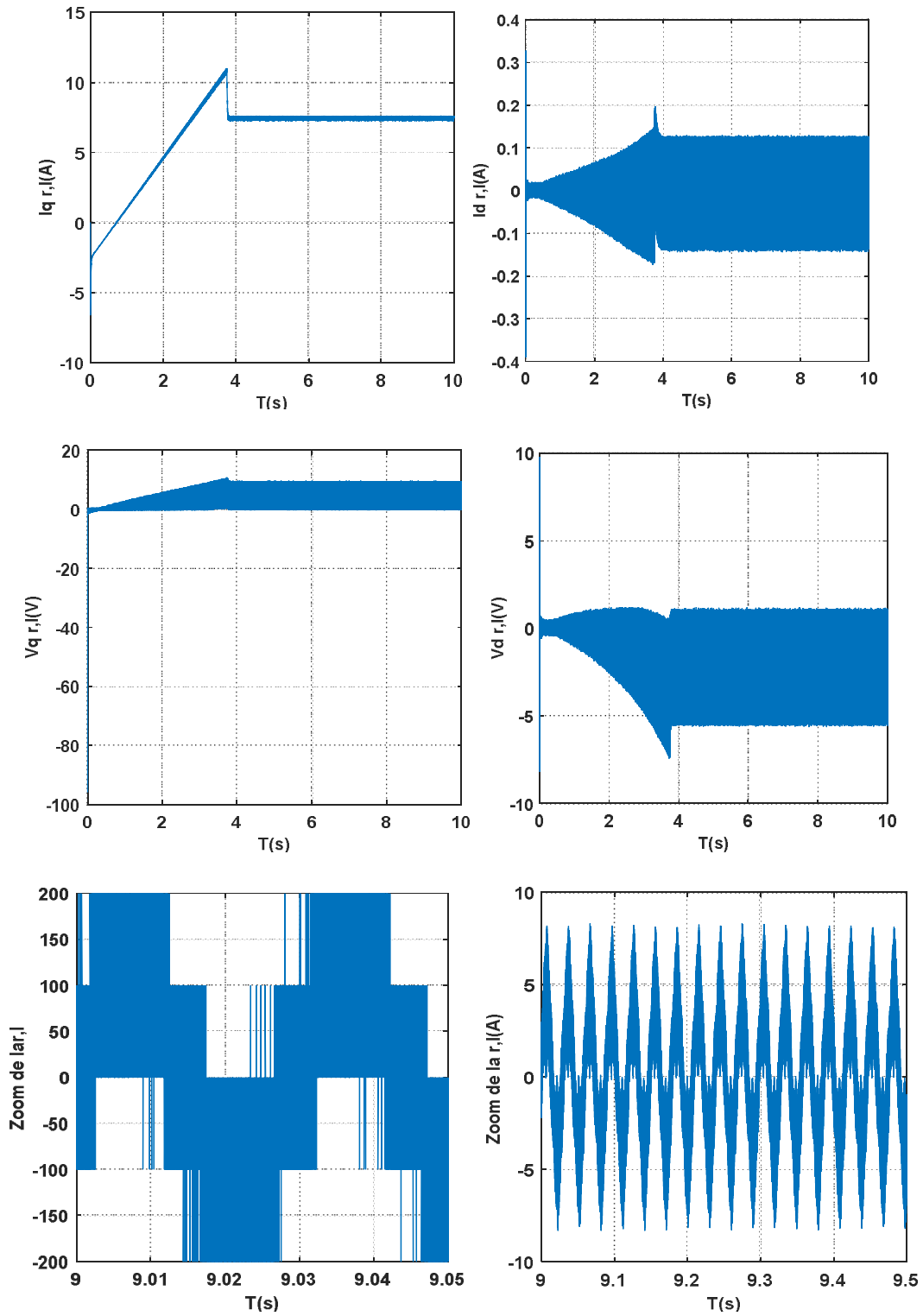


Figure 6.2. 3: Résultats de simulation de la commande Backstepping avec action Intégrale avec onduleur (référence de position variable, cas des grandeurs électriques)

L'analyse des courbes de simulations permet d'affirmer de bonnes performances en poursuite avec un temps de réponse de 4.95s (position) et 3.58s (vitesse) qui reste toujours satisfaisante par rapport à l'utilisation en tant que FRE.

Une erreur statique nulle, ainsi que les différentes erreurs de position et de vitesse s'annulent en régime permanent pour les deux réglages.

Le couple électromagnétique et le courant présentent un pic lors du passage du régime transitoire au permanent.

Le fait d'insérer l'alimentation qui est un onduleur de tension à deux niveaux, conduit en la présence d'harmonique au niveau des tensions et des courants par contre aucune influence sur les autres grandeurs.

6.2. Etude de robustesse de la commande Backstepping-Intégrale

La robustesse de la commande est testée dans le cas du réglage de vitesse puisque c'est le cas le plus défavorable, correspondant à une utilisation intensive du FRE c-à-d parcours de longues distances provoquant l'échauffement des moteurs. Nous avons gardé le même benchmark avec les mêmes conditions citées dans la section 5.2.

Les figures 6.3, et 6.4 représentent la variation de T en variant la pente ψ de 10° à 40° et la masse totale de 210kg à 40kg à l'instant 14s respectivement.

Les figures 6. 5, 6. 6, 6. 7 donnent le comportement dynamique du système lors de la variations des constantes électriques R_s , L_s et le moment d'inertie global, qui sont augmentés de 100% de leur valeurs réelles.

• Variation de T :

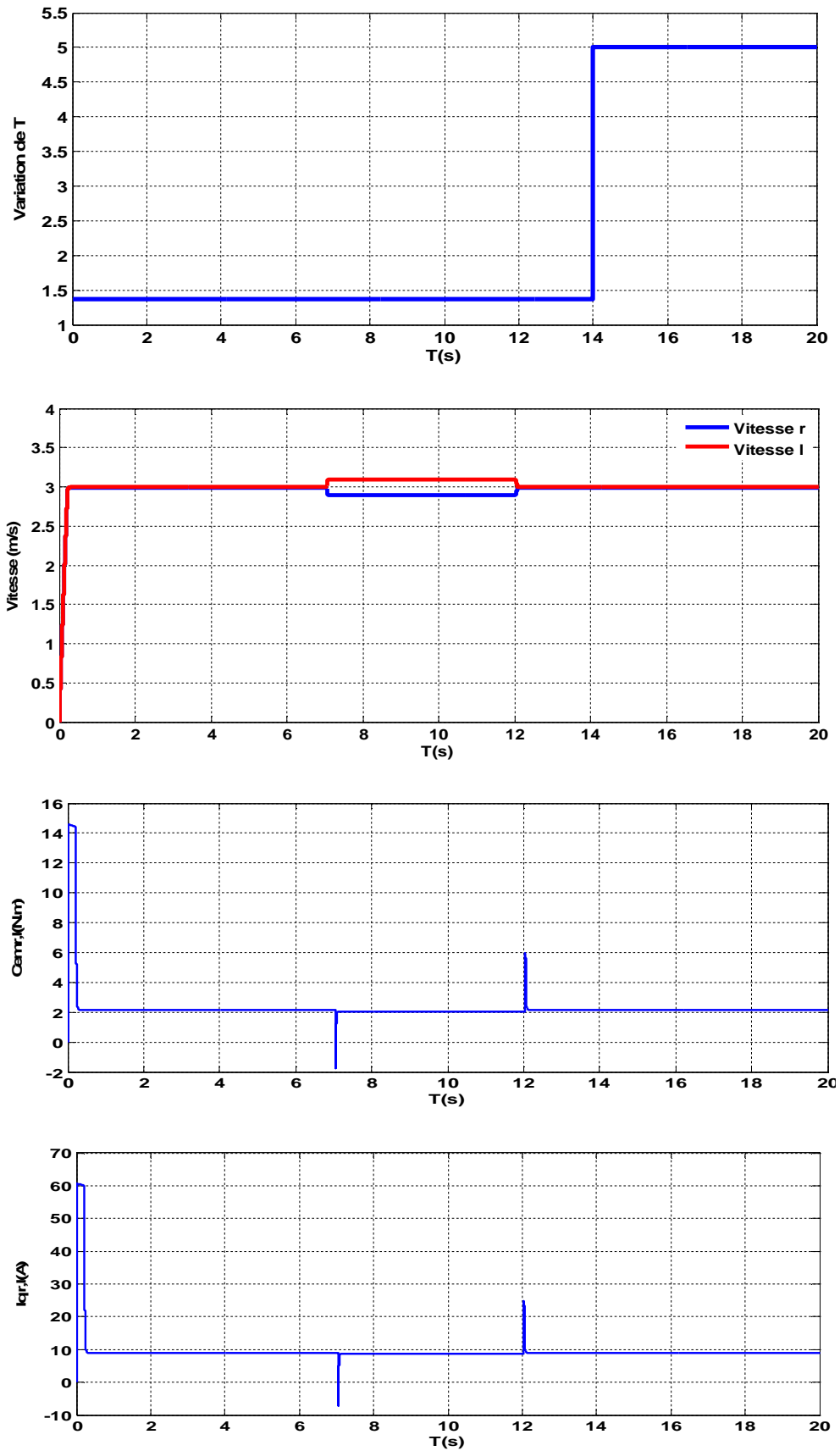


Figure 6.3: Evolution des grandeurs (courant, couple, vitesse) pour une variation du paramètre T de 1.37 à 5.01 (ψ varie entre 10° à 40°)

• Variation de la masse totale M

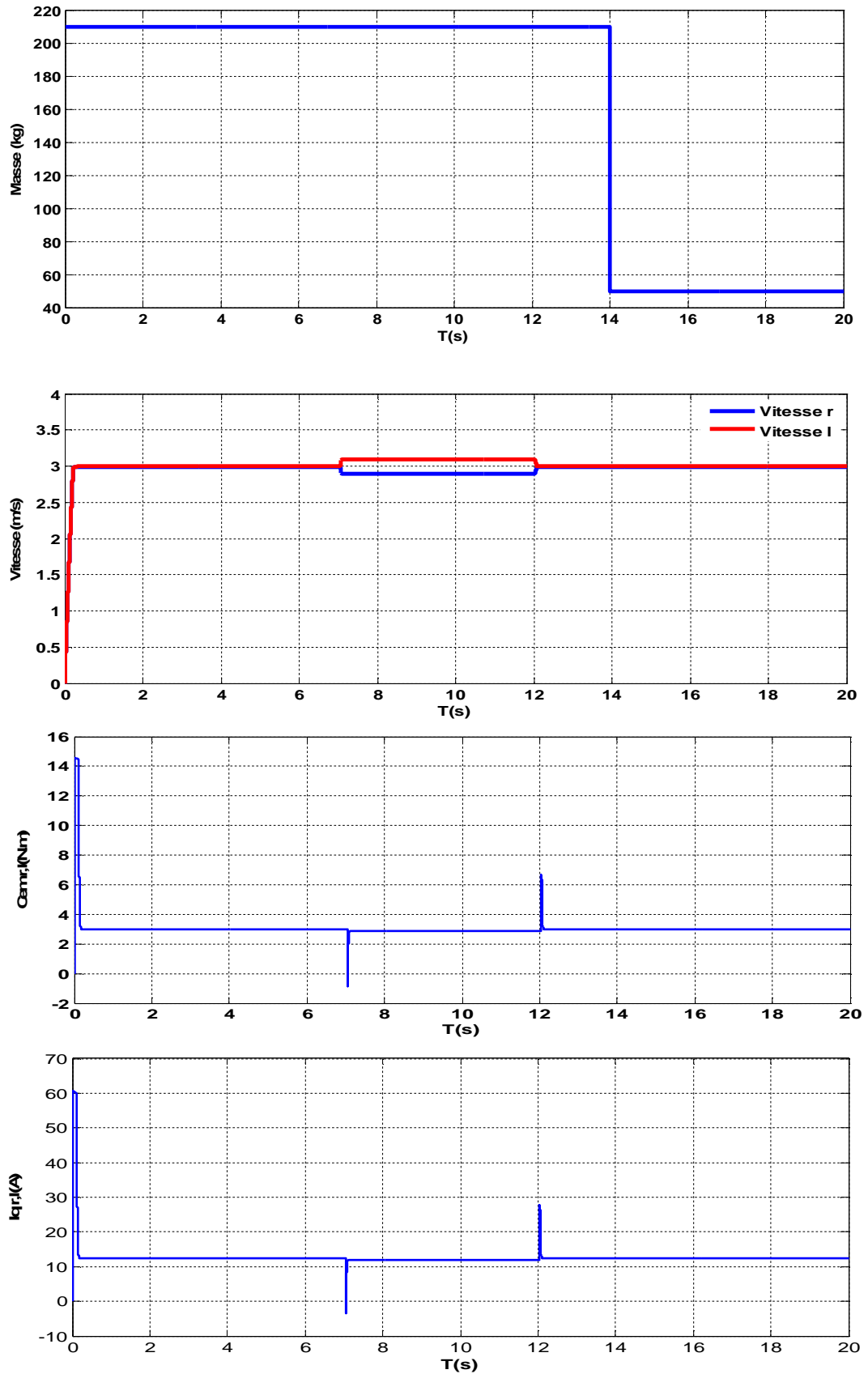
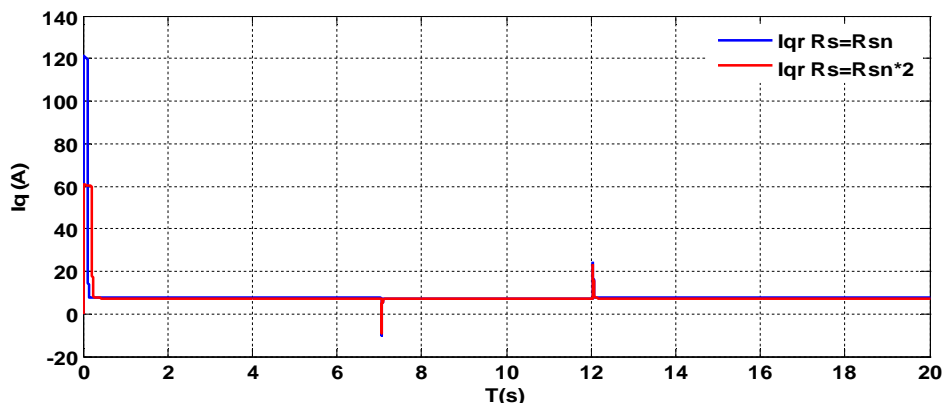
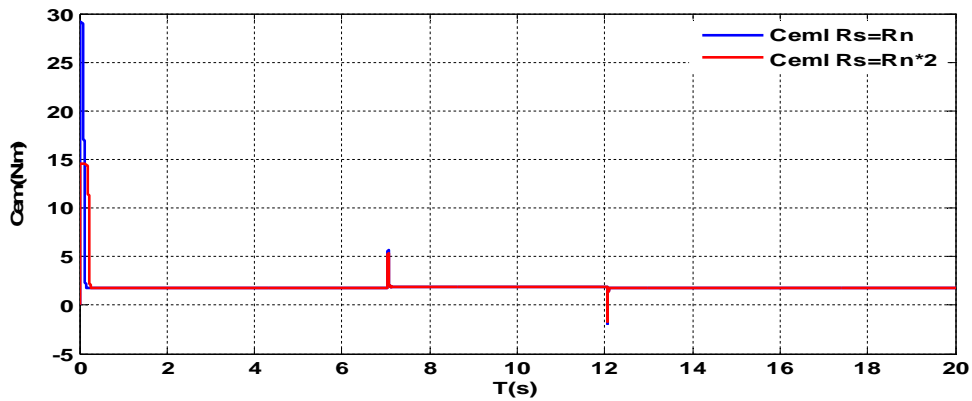
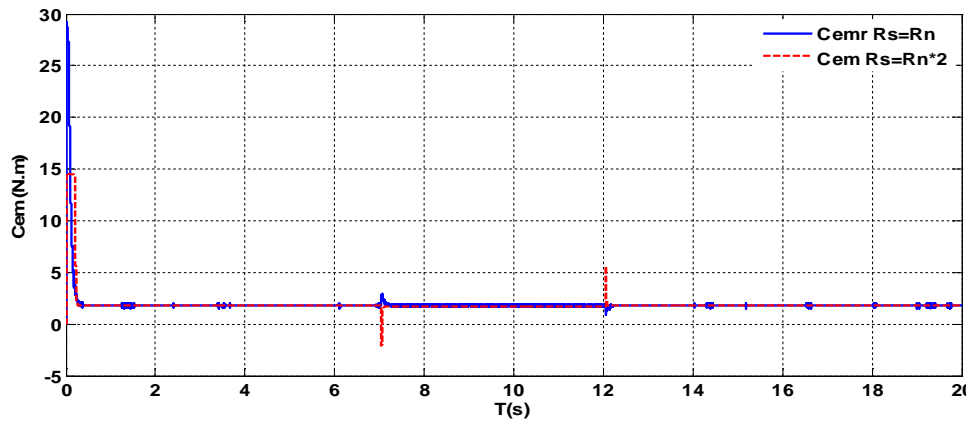
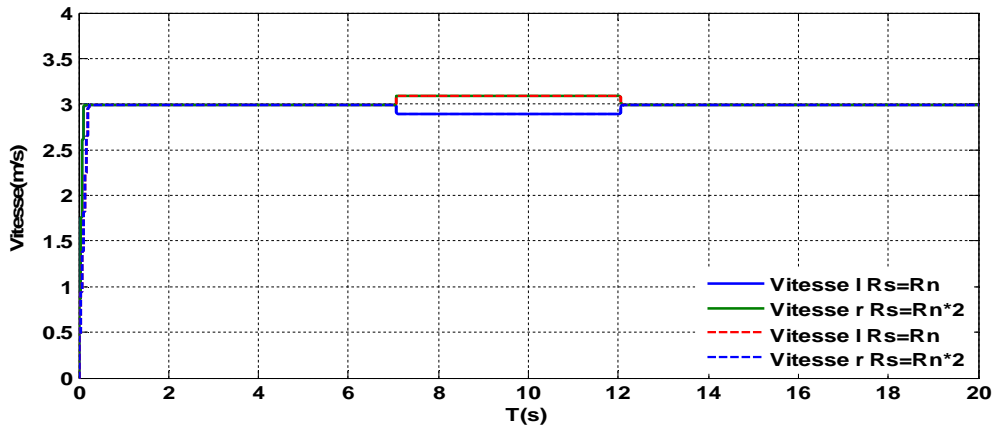
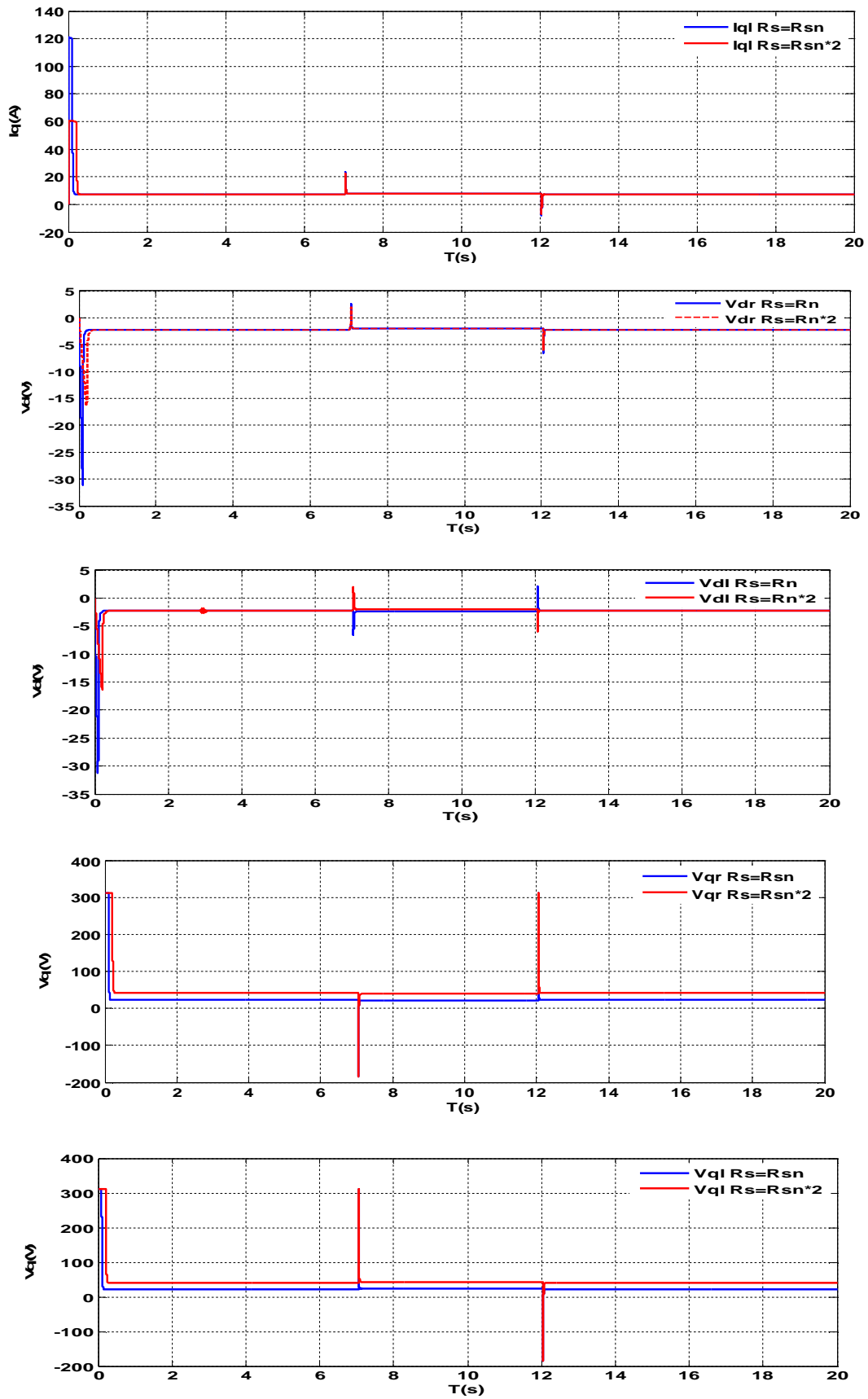


Figure 6.4 : Evolution des grandeurs (courant, couple, vitesse) pour une variation du paramètre M de 210kg à 50 kg

• Variation de R_s pour la commande Backstepping - Intégrale



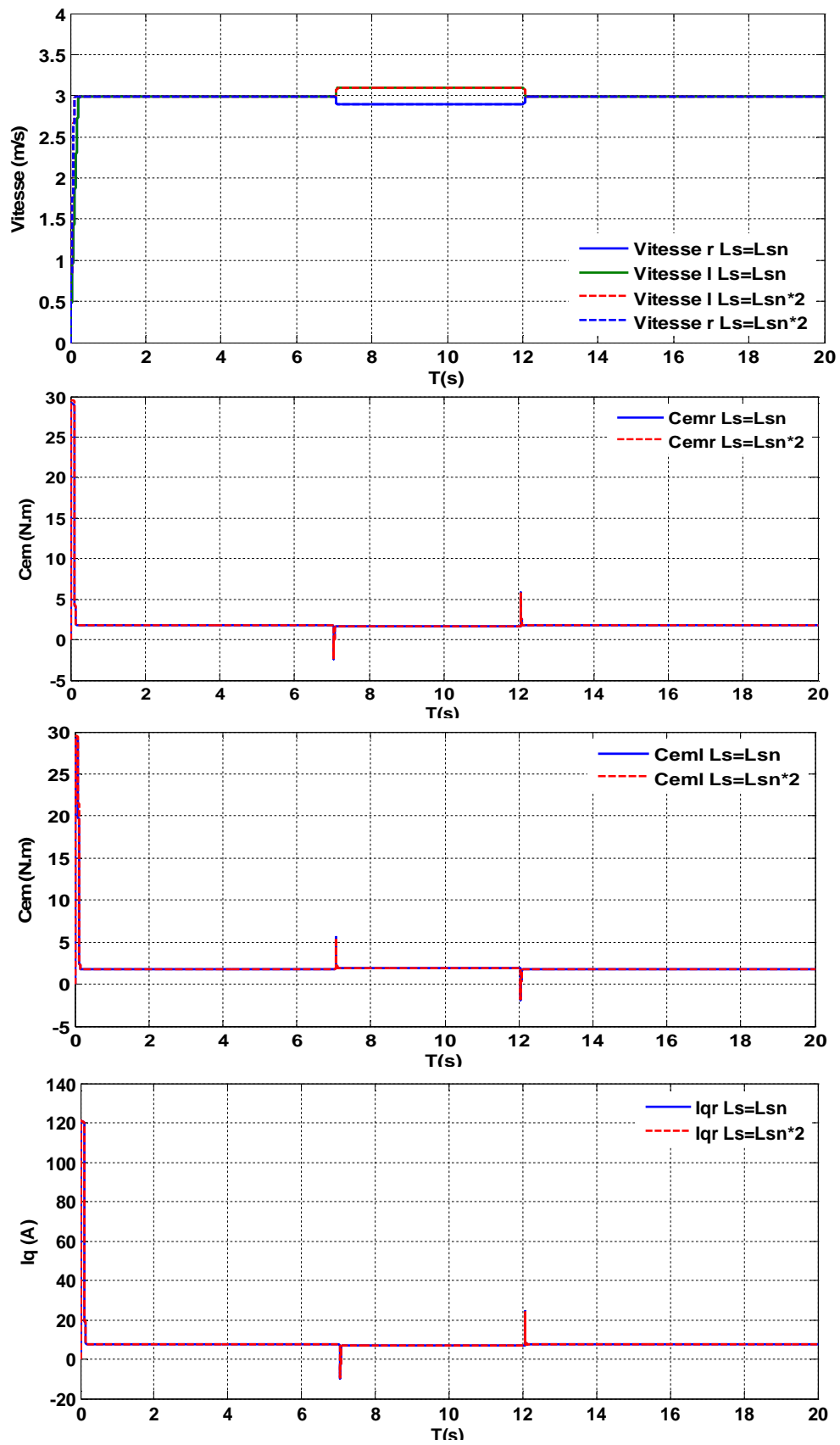
(a)



(b)

Figure 6.5.a ,b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de R_s

- Variation L_s de 100% de sa valeur réelle



(a)

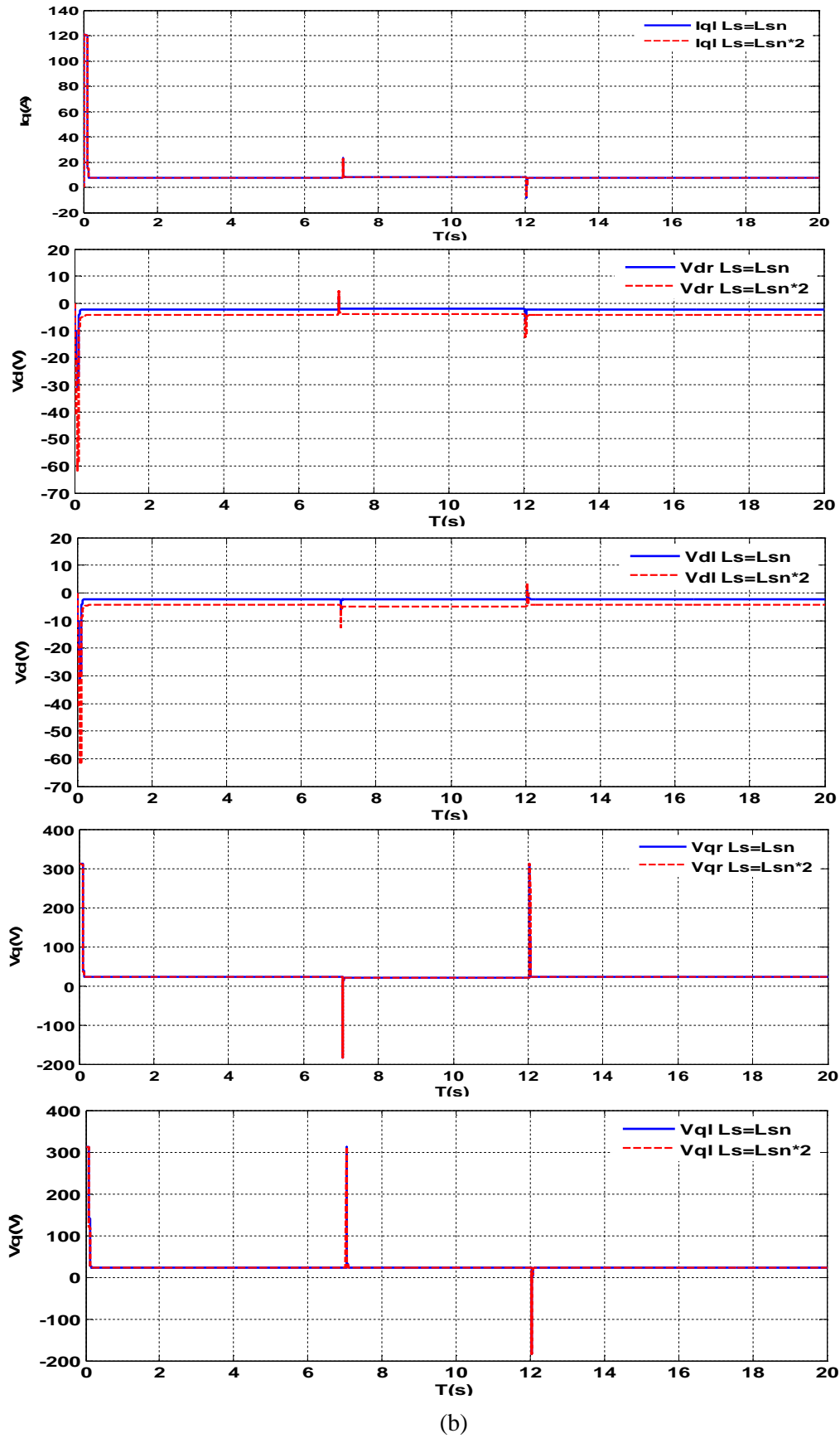
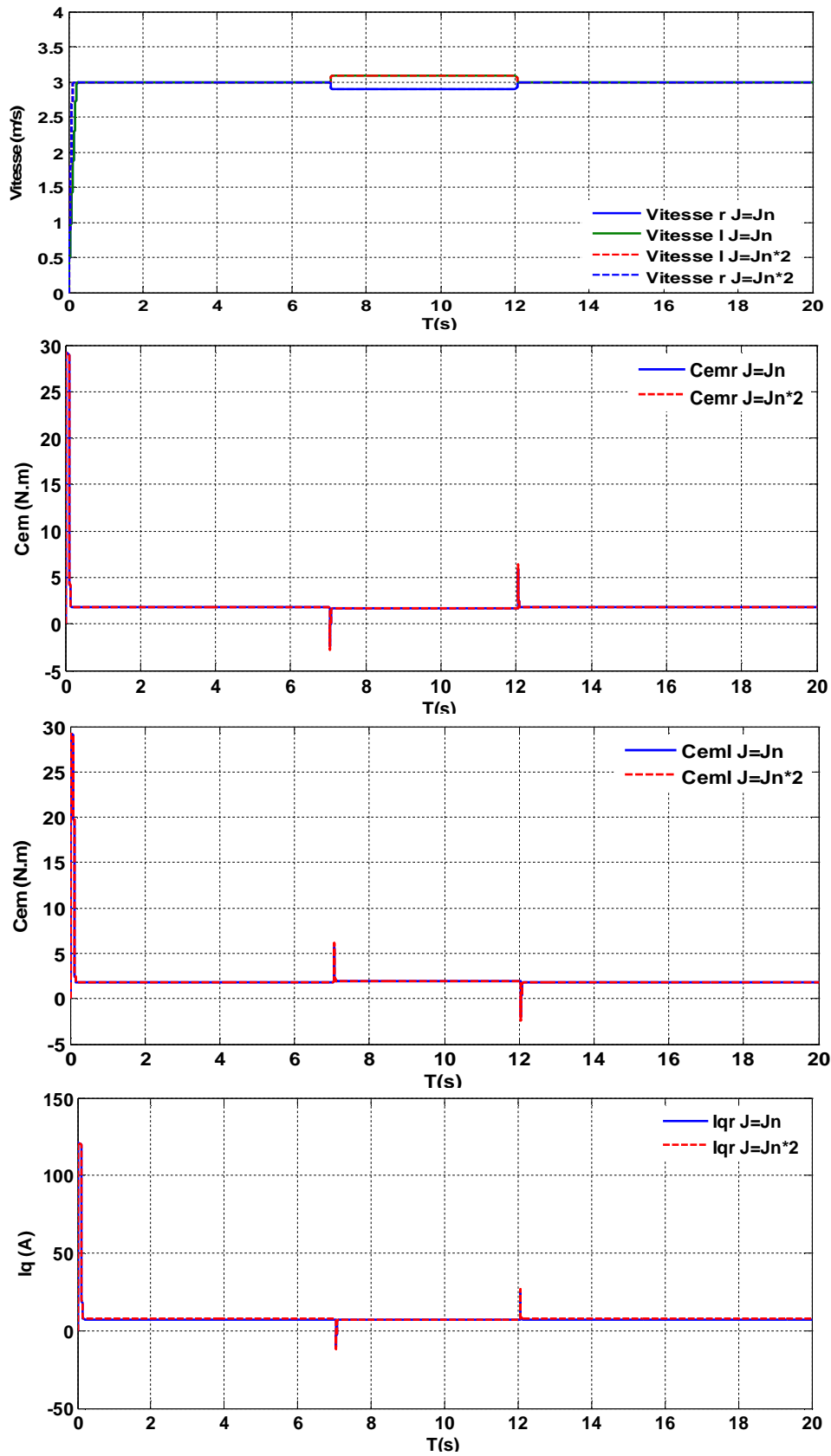


Figure 6.6.a,b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de L_s

- Variation de J moment d'inertie globale de 100% de sa valeur réelle



(a)

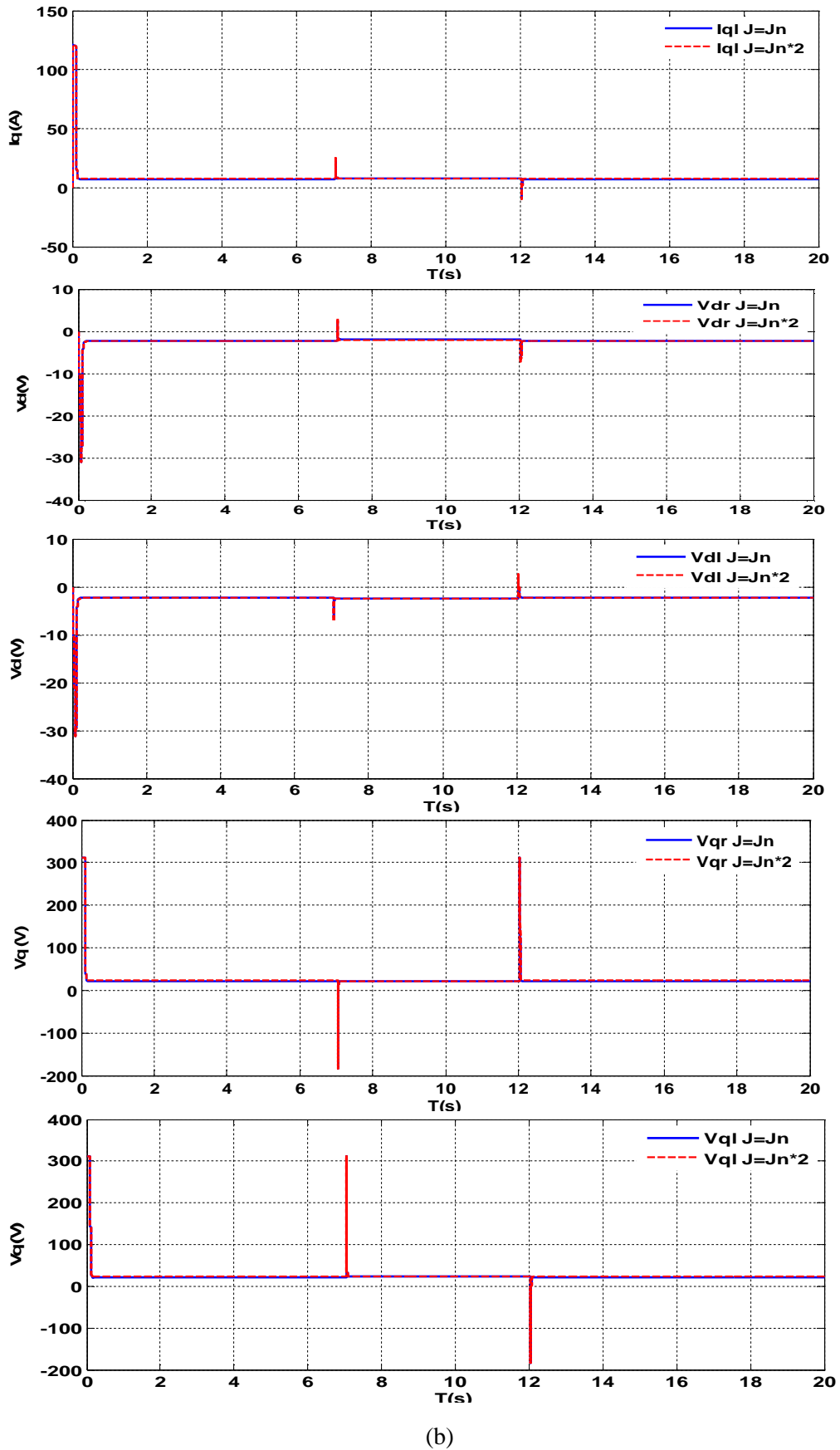


Figure 6.7.a,b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de J

➤ Interprétation des résultats

Après avoir effectué les mêmes tests de robustesse sur la nouvelle commande Backstepping Intégrale; nous avons remarqué que le suivi de position est garanti malgré les différentes variations.

De même, les perturbations via la variation de l'inclinaison de la trajectoire est de la masse totale ont été rejeté par la commande.

Le faite d'augmenter la résistance statorique, une légère élévation du temps de réponse a été constatée avec une diminution du pic de démarrage au niveau des courants, couples, tensions $V_{dr,l}$ et une petite augmentation des valeurs des tensions $V_{qr,l}$

La variation de l'inductance statorique et le moment d'inertie, provoque une légère diminution dans le temps de réponse avec une diminution des valeurs des tensions $V_{dr,l}$ et aucune influences sur les autres grandeurs.

6.3 Combinaison des deux commandes Backstepping et mode glissant

Afin d'améliorer les performances dynamiques de notre système, nous avons introduit une surface de glissement dans la dernière étape de calcul permettant l'aboutissement aux commandes réelles $V_{dr,l}, V_{qr,l}$ lors du réglage de position (A. Boumédiène et al; 2007).

Étape 5 : Contrôle du couple de la roue droite.

Pour cette étape nous choisissons e_5 comme :

$$e_5 = Cem_r - Cem_{rref} \quad (6.59)$$

Soit la fonction énergie augmentée suivante :

$$V(e_1, e_2, e_3, e_4, e_5) = (1/2)e_1^2 + (1/2)e_2^2 + (1/2)e_3^2 + (1/2)e_4^2 + (1/2)e_5^2 \quad (6.60)$$

Sa dérivée est sous la forme :

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3, e_4, e_5) = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 + e_3\dot{e}_3 + e_4\dot{e}_4 + e_5\dot{e}_5 \quad (6.61)$$

Développement de \dot{e}_5 :

$$\dot{e}_5 = \dot{Cem}_r - \dot{Cem}_{rref} \quad (6.62)$$

Avec l'expression du couple (pole lisse)

$$Cem_r = P\varphi_f I_{qr} \quad (6.63)$$

Remplaçant dans l'équation (5.58)

$$\dot{e}_5 = (P\varphi_f/L_q) [(V_{qr} - R_s I_{qr} - wL_d I_{qr} - w\varphi_f) - \dot{Cem}_{rref}] \quad (6.64)$$

Pour stabiliser e_5 à l'origine, il faut choisir V_{qr} de façon à ce que la dérivée soit négative

D'où la commande réelle V_{qr} , est sous la forme :

$$V_{qr} = -q_0 \text{sign} S_1 - q_1 S_1 + R_s I_q + p w L_d I_d + p w \varphi_f + (L_q/p\varphi_f) \dot{Cem}_{rref} \quad (6.65)$$

Avec :
$$\dot{Cem}_{rref} = (1/y_0) \dot{y}_0 - (y_2/y_1) \dot{Cem}_{lref} \quad (6.66)$$

Et :
$$\dot{y}_0 = -[l_1(C_1 + C_2) + l_1^2 + l_2 l_3] x_2 - [l_2(C_1 + C_2) + l_1 l_2 + l_2 l_4] x_4 - [C_1 + C_2 + l_1 + l_2] T - [y_1(C_1 + C_2) + l_1 y_1 + l_2 y_3] Cem_{rref} + [y_2(C_1 + C_2) + l_1 y_1 + l_2 y_4] Cem_{lref} - C_1(C_1 + C_2)(e_2 + x_{2ref}) \quad (6.67)$$

Étape 6 : Contrôle du couple de la roue gauche.

Cette étape consiste à introduire une dernière erreur e_6 qui présente l'écart entre le couple et le couple de référence de la roue gauche:

$$e_6 = Cem_l - Cem_{lref} \quad (6.68)$$

Augmentons l'ordre de la fonction énergie :

$$V(e_1, e_2, e_3, e_4, e_5, e_6) = (1/2)e_1^2 + (1/2)e_2^2 + (1/2)e_3^2 + (1/2)e_4^2 + (1/2)e_5^2 + (1/2)e_6^2 \quad (6.69)$$

Sa dérivée est sous la forme :

$$\dot{V}(e_1, e_2, e_3, e_4, e_5, e_6) = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 + e_3\dot{e}_3 + e_4\dot{e}_4 + e_5\dot{e}_5 + e_6\dot{e}_6 \quad (6.70)$$

Développement de \dot{e}_6 :

$$\dot{e}_6 = \dot{Cem}_l - \dot{Cem}_{lref} \quad (6.71)$$

Avec l'expression du couple

$$Cem_l = P\varphi_f I_{ql} \quad (6.72)$$

Remplaçant l'équation (5.67) dans (5.68)

$$\dot{e}_6 = (P\varphi_f/L_q)[(V_{ql} - R_s I_{ql} - wL_d I_{ql} - w\varphi_f) - \dot{Cem}_{lref}] \quad (6.73)$$

D'où l'expression de la commande réelle qui assure la dérivée négative est :

$$V_{ql} = -q_0 \text{sign}S_2 - q_1 S_2 + R_s I_{ql} + pwL_d I_{ql} + pw\varphi_f + (L_q/p\varphi_f)\dot{Cem}_{lref} \quad (6.74)$$

$$\text{Avec } \dot{Cem}_{lref} = (1/y_4 y_1 - y_3 y_2)(y_1 \dot{y}_5 - y_3 \dot{y}_0) \quad (6.75)$$

$$\text{Et : } \dot{y}_5 = [(C_1 + l_4 + C_3 + l_1)l_3]x_2 - [l_4(C_3 + C_4) + l_4^2 + l_3 l_2 + C_4 C_3]x_4 - [(C_4 + l_4 + C_3)y_3 + l_3 y_1]Cem_{lref} - [l_3 y_2 + (l_4 + C_3 + C_4)y_4]Cem_{lref} - [C_4 + C_3 + l_4 + l_3]T \quad (6.76)$$

➤ Simulations Numérique

La nouvelle commande obtenue est testée en simulation numérique

Les paramètres de la commande sont donnés dans le tableau 6.2.

| | | | | | | | | |
|--------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Paramètres → | | | | | | | | |
| Réglage | C_1 | C_2 | C_3 | C_4 | C_5 | C_6 | q_0 | q_1 |
| Position ↓ | 900 | 1000 | 900 | 1000 | 400 | 400 | 20 | 400 |

Tableau 6.2 : Paramètres de la commande pour le réglage de position et de vitesse

(Backstepping-Mode glissant).

Les figures 6.8.1, 6.8.2, 6.8.3 présentent l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques sans et avec onduleur pour un réglage de position. Ainsi que les résultats de simulation du réglage de vitesse pour les mêmes grandeurs sont illustrés dans les figures 6.9.1, 6.9.2, 6.9.3.

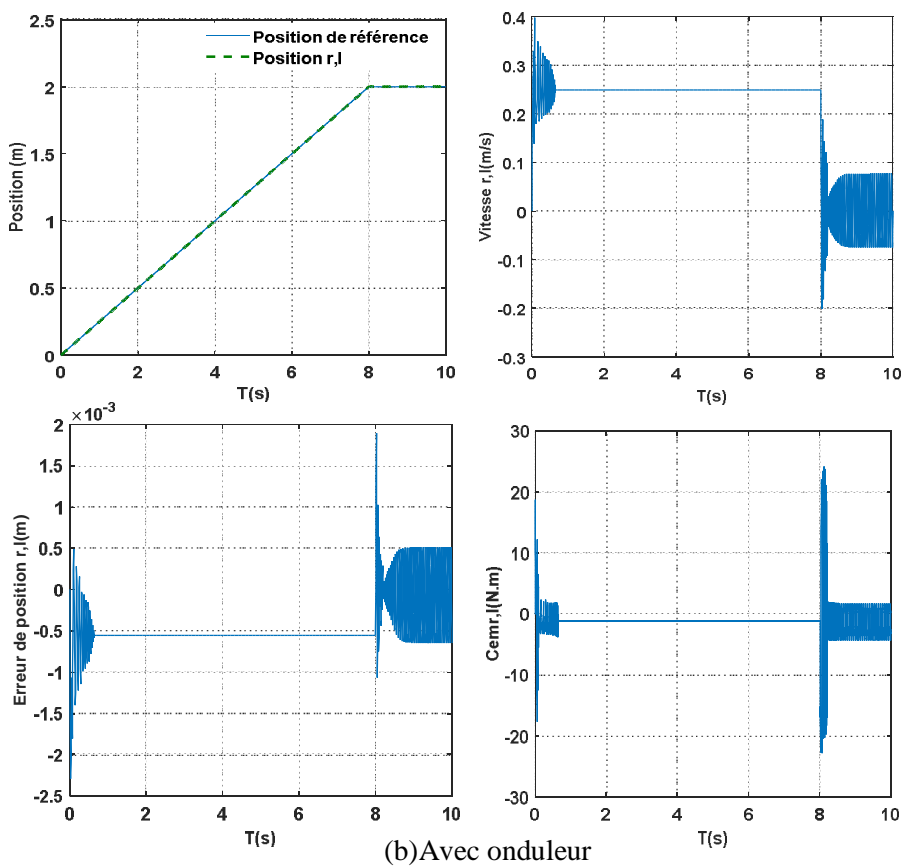
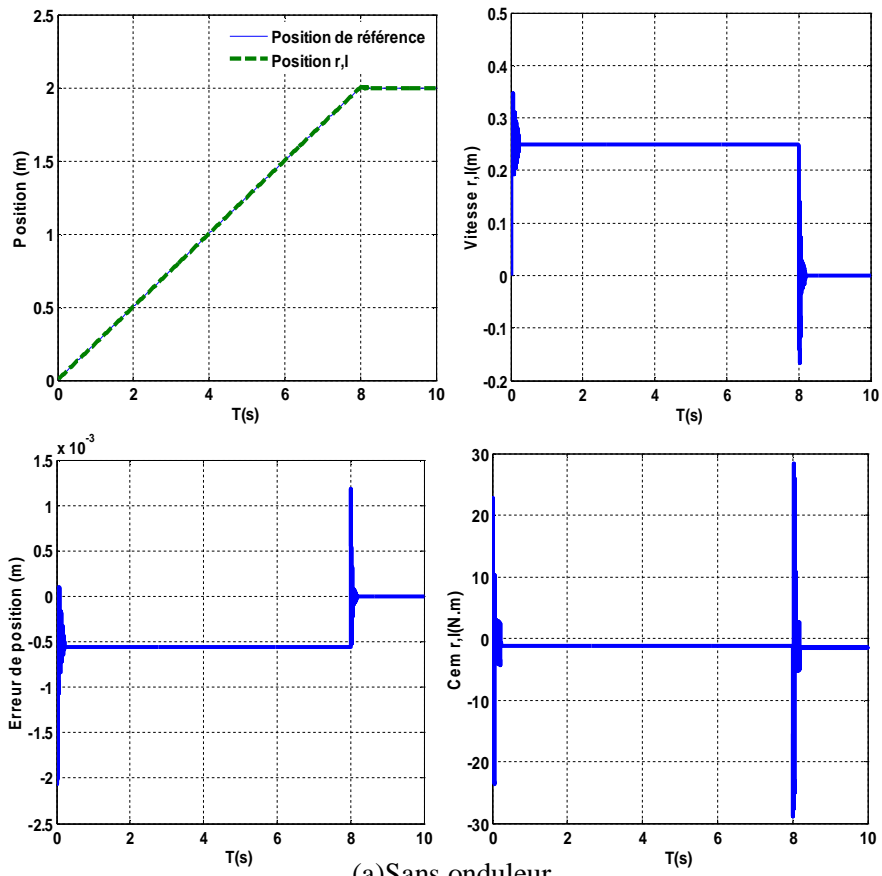


Figure 6.8. 1: Résultats de simulation de la combinaison Backstepping -mode glissant sans et avec onduleur (référence de position constante, cas des grandeurs mécaniques).

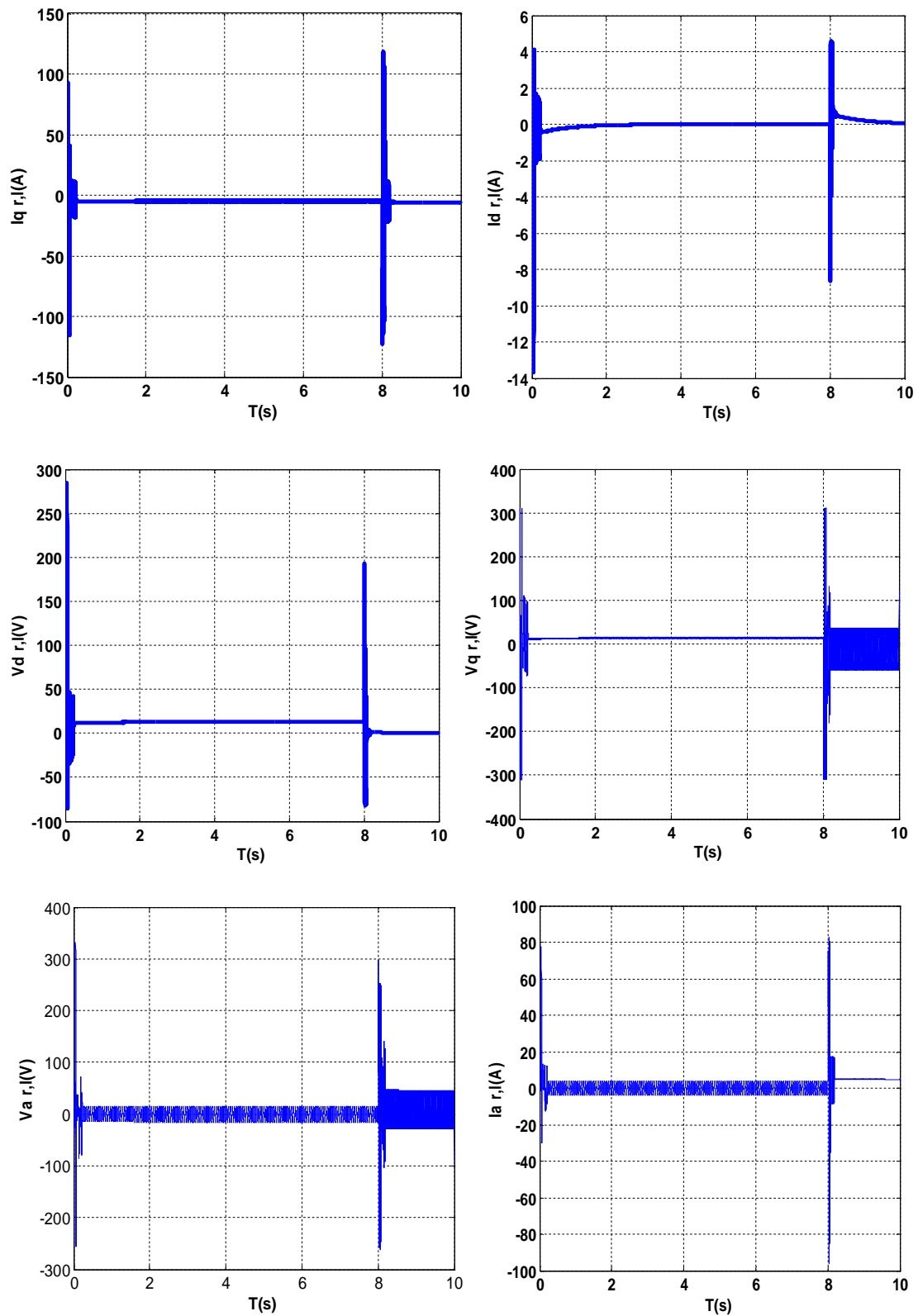


Figure 6.8. 2: Résultats de simulation de la combinaison Backstepping -mode glissant sans onduleur (référence de position constante, cas des grandeurs électriques).

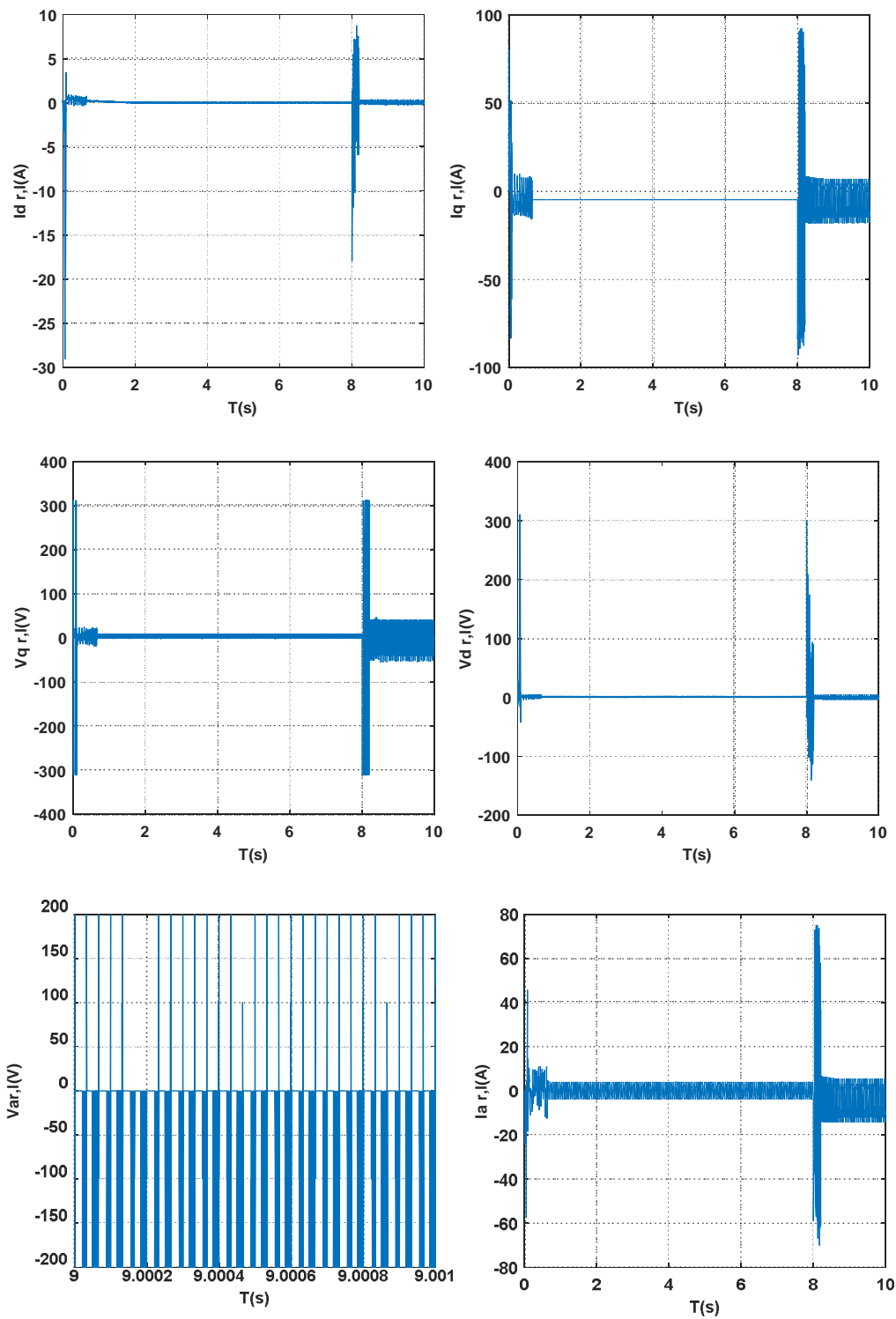


Figure 6.8. 3: Résultats de simulation de la combinaison Backstepping -mode glissant avec onduleur (référence de position constante, cas des grandeurs électriques).

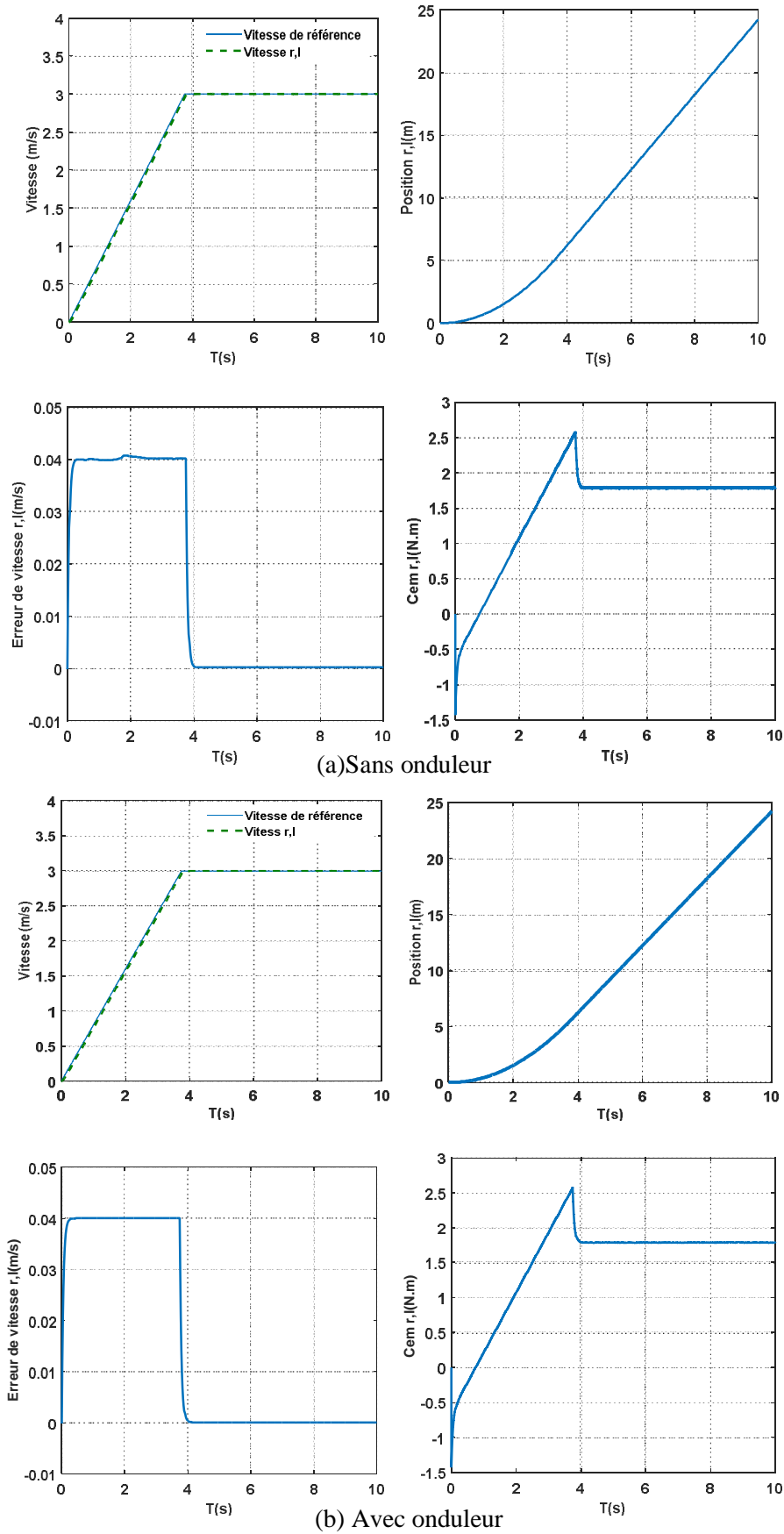


Figure 6.9. 1: Résultats de simulation de la combinaison Backstepping -mode glissant sans et avec onduleur (référence de position variable, cas des grandeurs mécaniques).

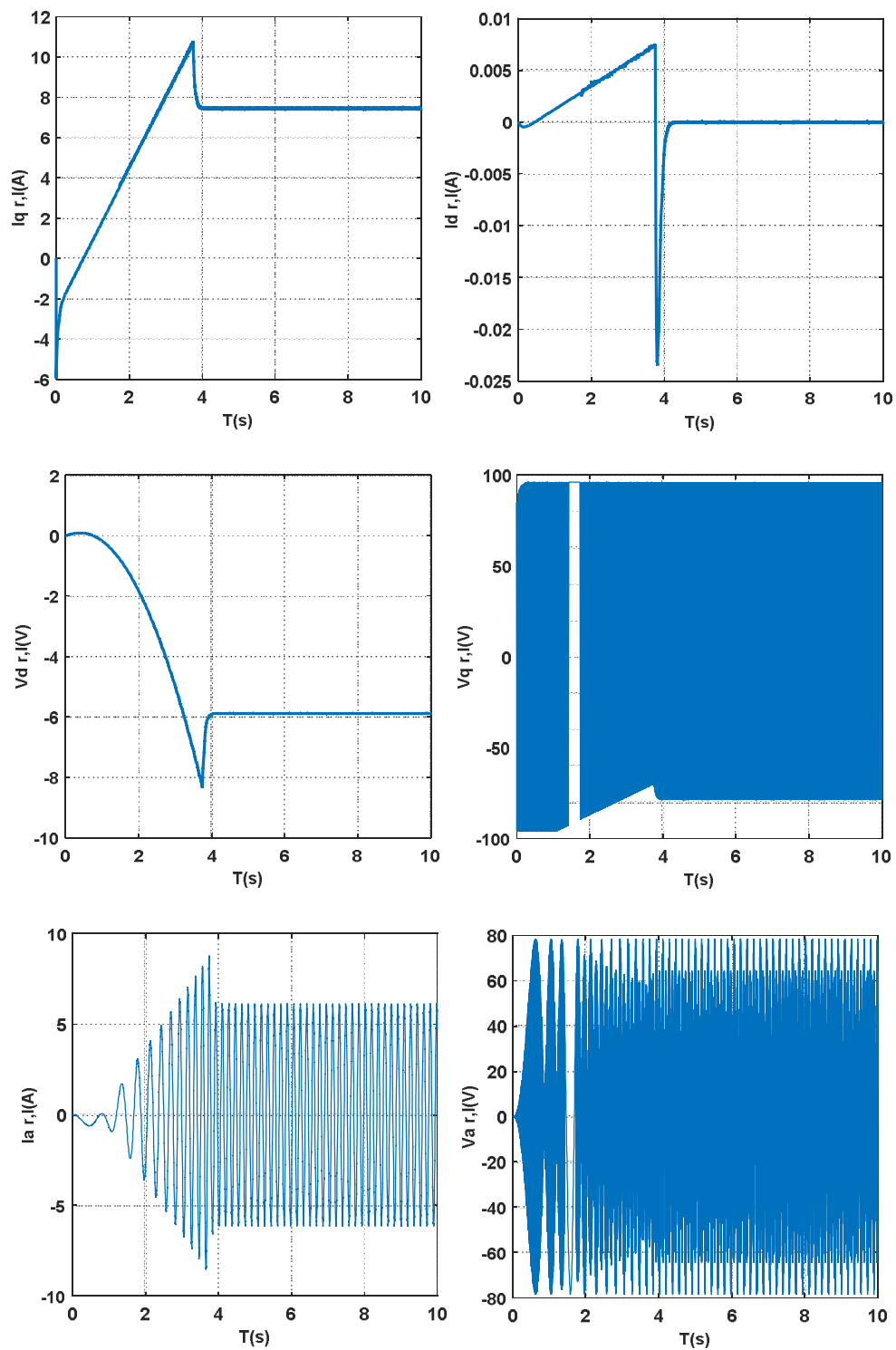


Figure 6.9. 2: Résultats de simulation de la combinaison Backstepping -mode glissant sans onduleur (référence de position variable, cas des grandeurs électriques).

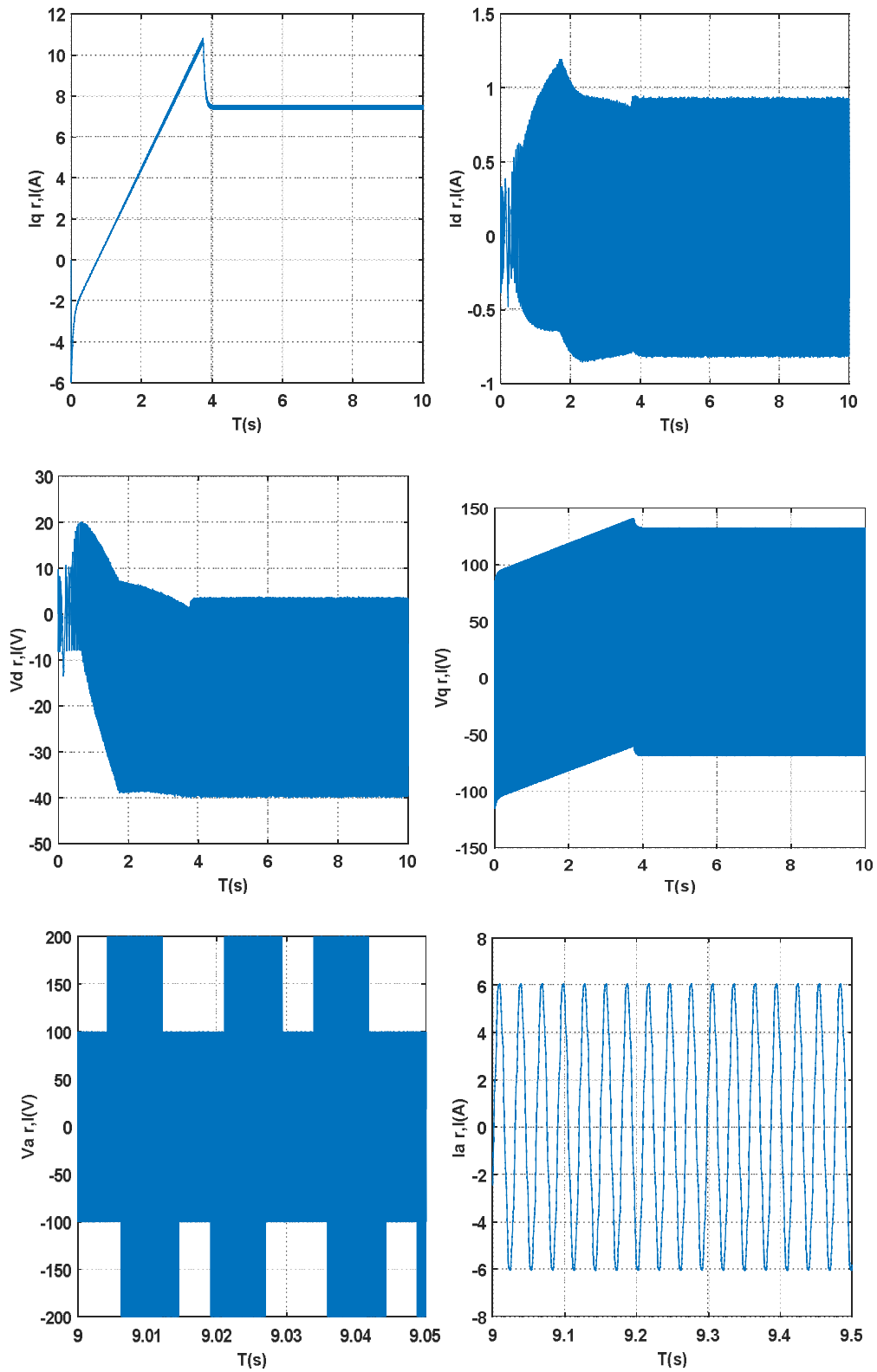


Figure 6.9. 3: Résultats de simulation de la combinaison Backstepping -mode glissant avec onduleur (référence de position variable, cas des grandeurs électriques).

➤ Interprétations des résultats

L'analyse des courbes de simulations permet d'affirmer de bonnes performances en poursuite avec un temps de réponse de 7.6s (position) et 3.8s (vitesse) qui reste toujours satisfaisante par rapport à l'utilisation en tant que FRE.

Une erreur statique nulle, ainsi que les différentes erreurs de position et de vitesse s'annulent en régime permanent pour les deux réglages.

Le couple électromagnétique et le courant présentent un pic lors du passage du régime transitoire au permanent.

Le fait d'insérer l'alimentation qui est un onduleur de tension à deux niveaux conduit à la présence d'harmonique au niveau des tensions et des courants par contre aucune influence sur les autres grandeurs.

6.4. Etude de Robustesse de la commande Backstepping-Mode glissant

La robustesse de la commande est testée dans le cas du réglage de vitesse en gardant le même benchmark avec les mêmes conditions citées dans la section 5.2.

Les figures 6.10, et 6.11 représentent la variation de T en variant la pente ψ de 10° à 40° et la masse totale de 210kg à 40kg à l'instant 14s respectivement.

Les figures 6. 12, 6. 13, 6. 14 donnent le comportement dynamique du système lors de la variations des constantes électriques R_s , L_s et le moment d'inertie global, qui sont augmentés de 100% de leur valeurs réelles.

- Variation de T :

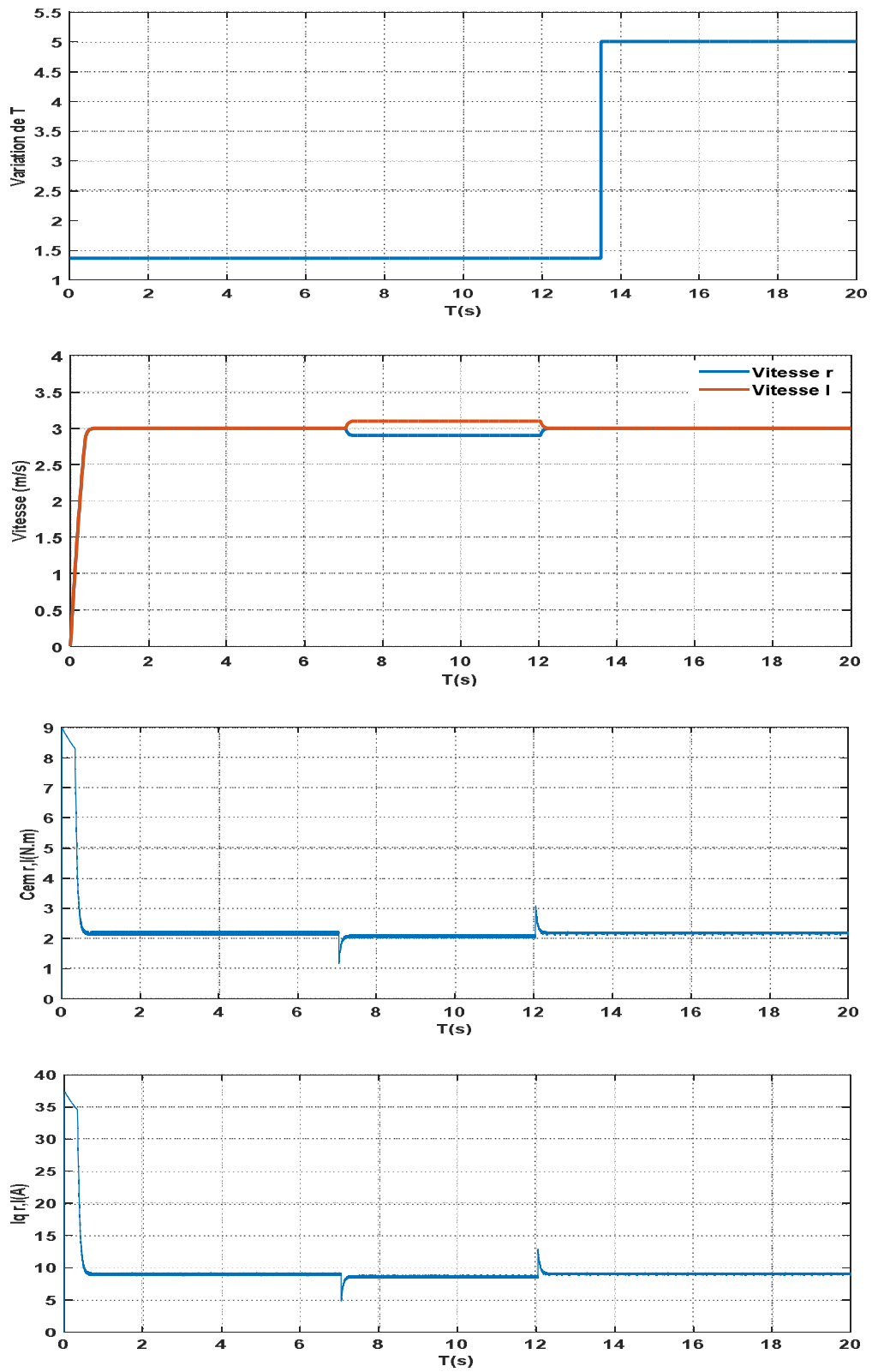


Figure 6.10 : Evolution des grandeurs (courant, couple, vitesse) pour une variation du paramètre T de 1.37 à 5.01 (ψ varie entre 10° à 40°)

- Variation de M

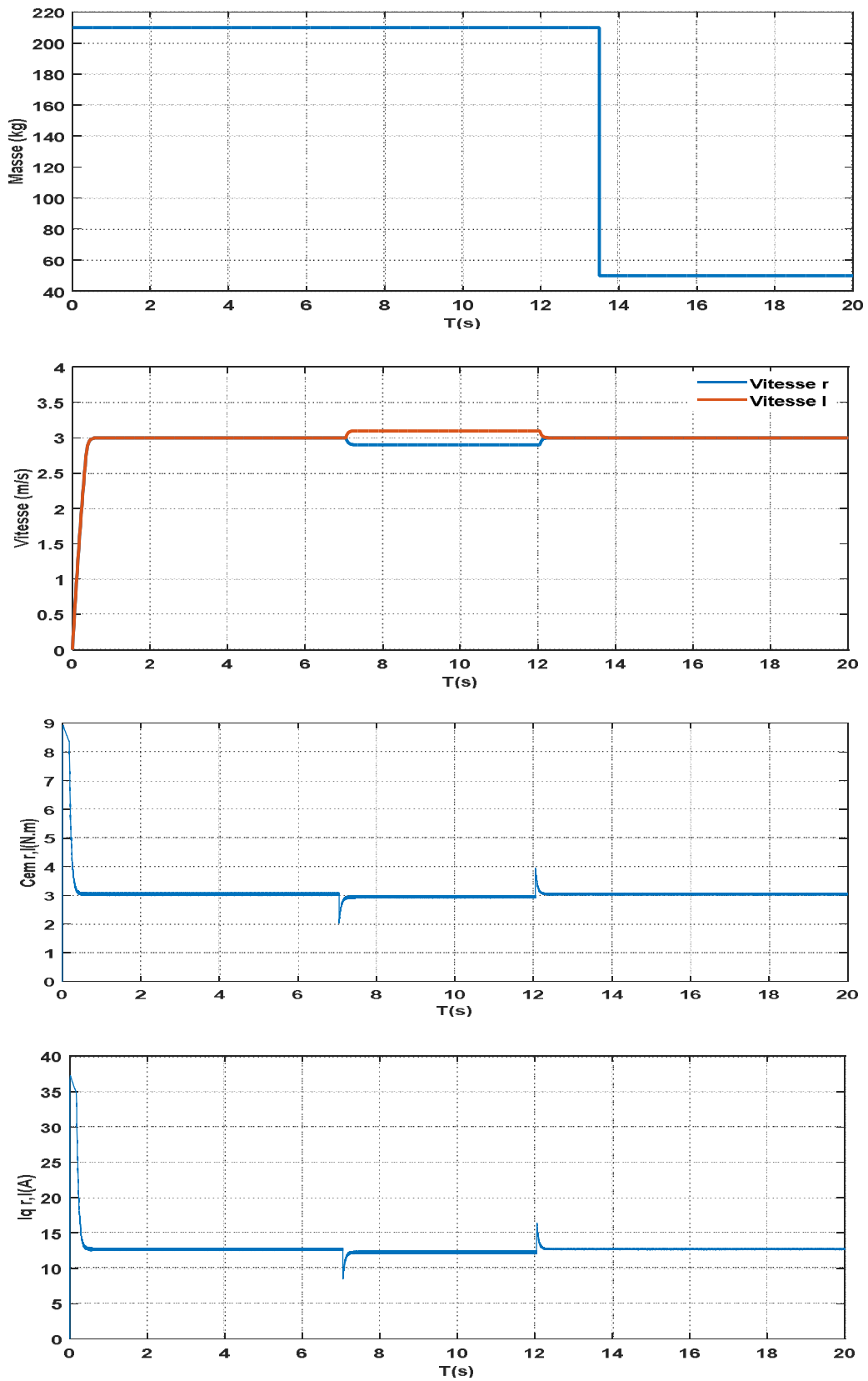
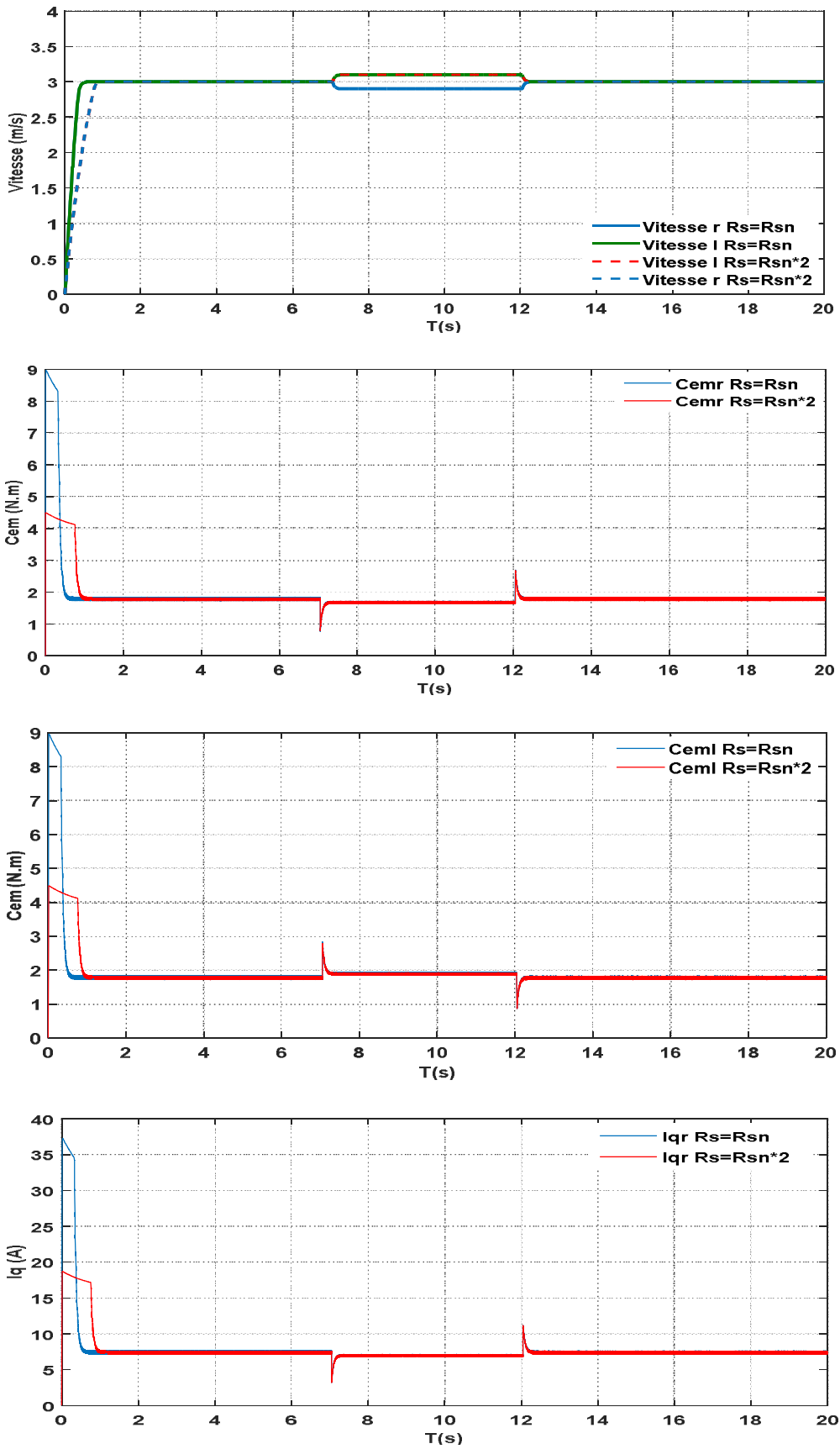
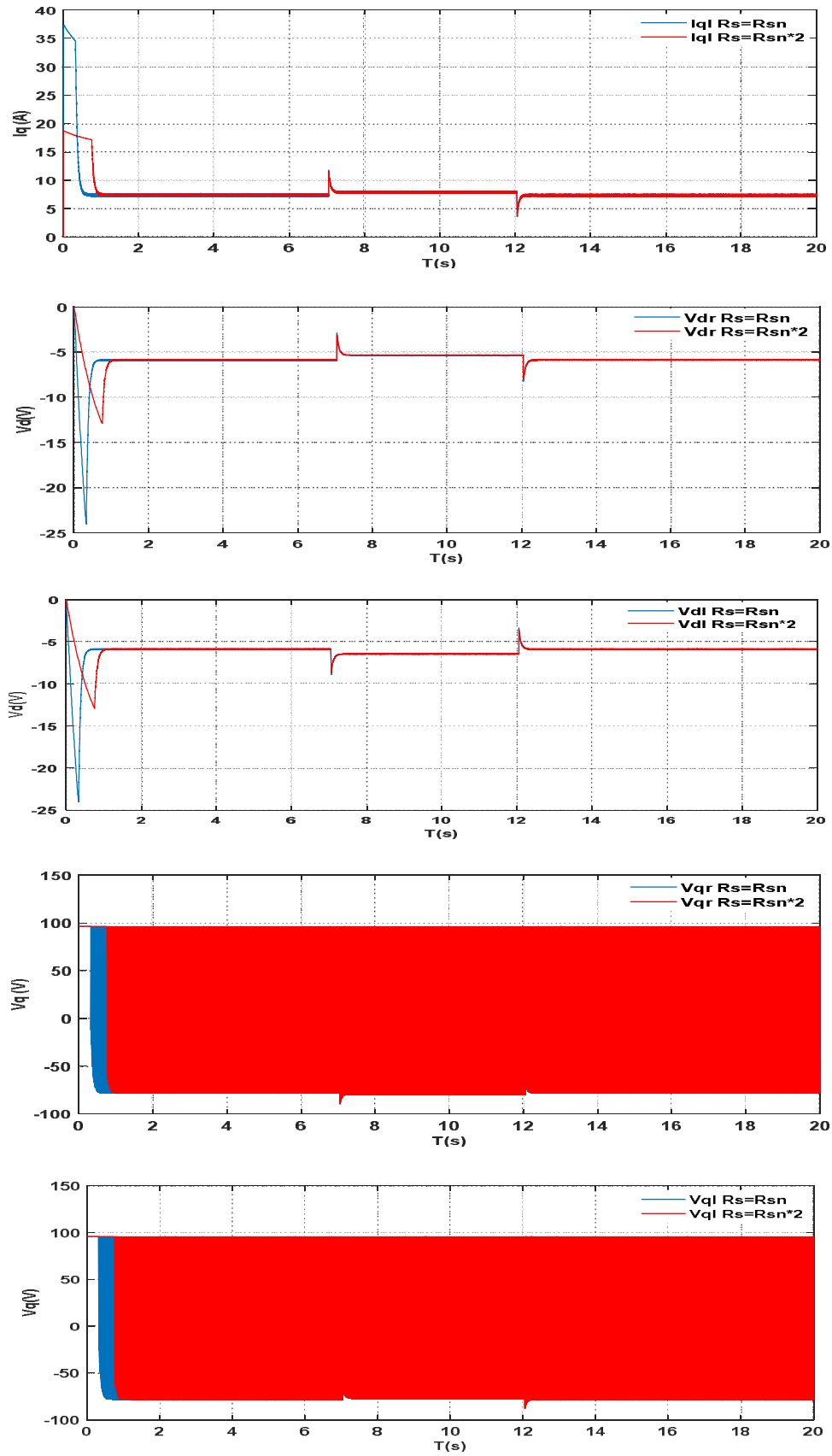


Figure 6.11 : Evolution des grandeurs (courant, couple, vitesse) pour une variation du paramètre M de 210kg à 50 kg

- Variation R_s de 100% de sa valeur réelle :



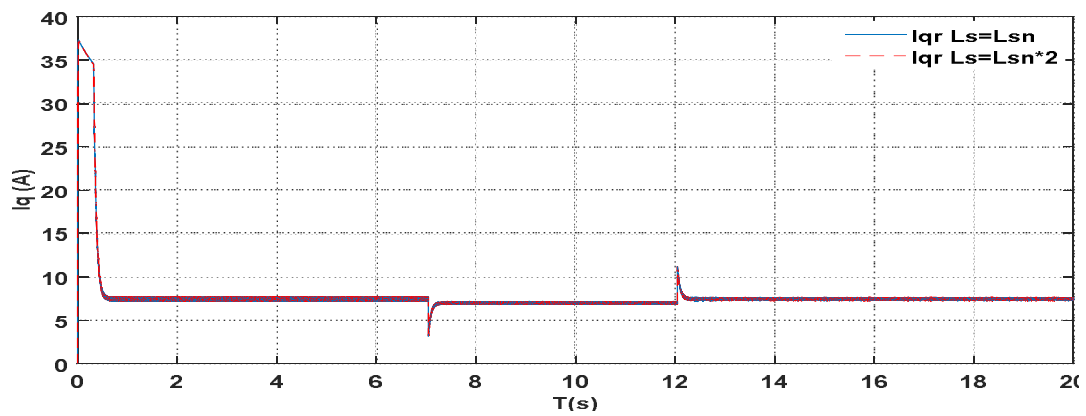
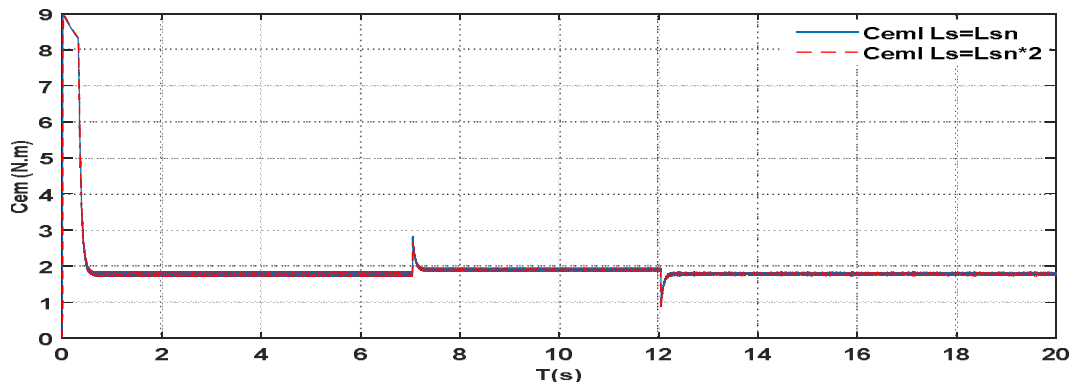
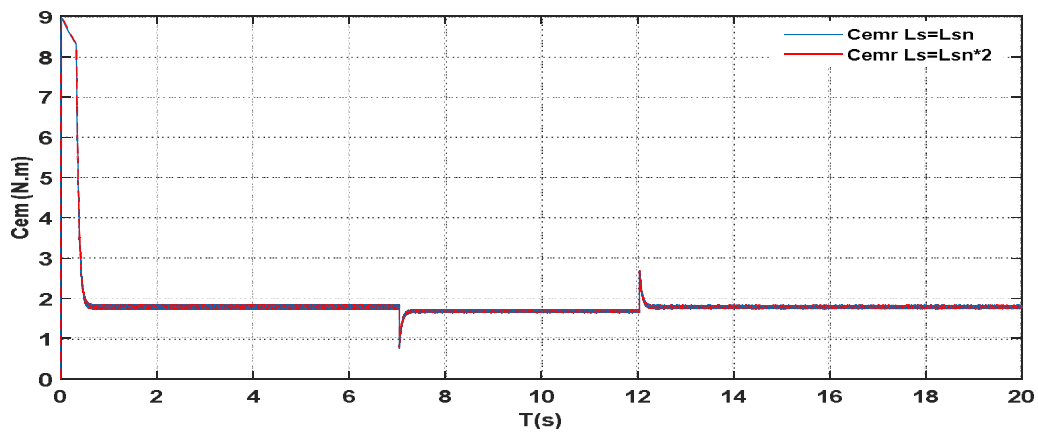
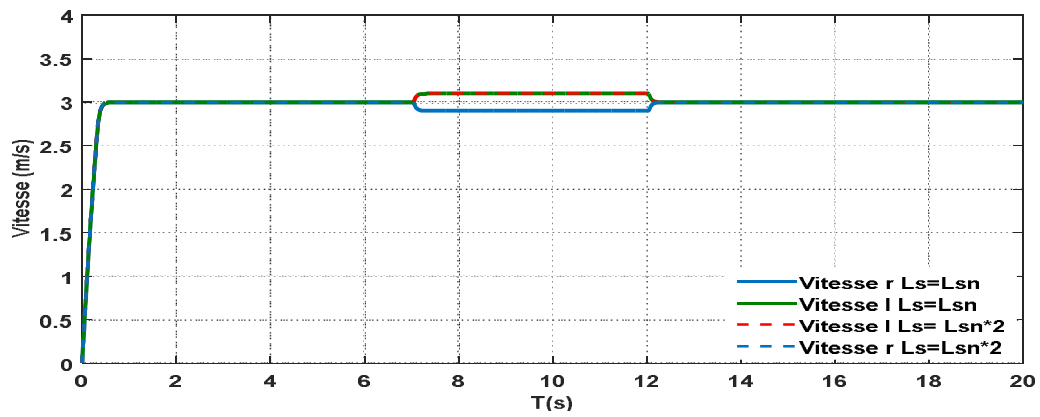
(a)



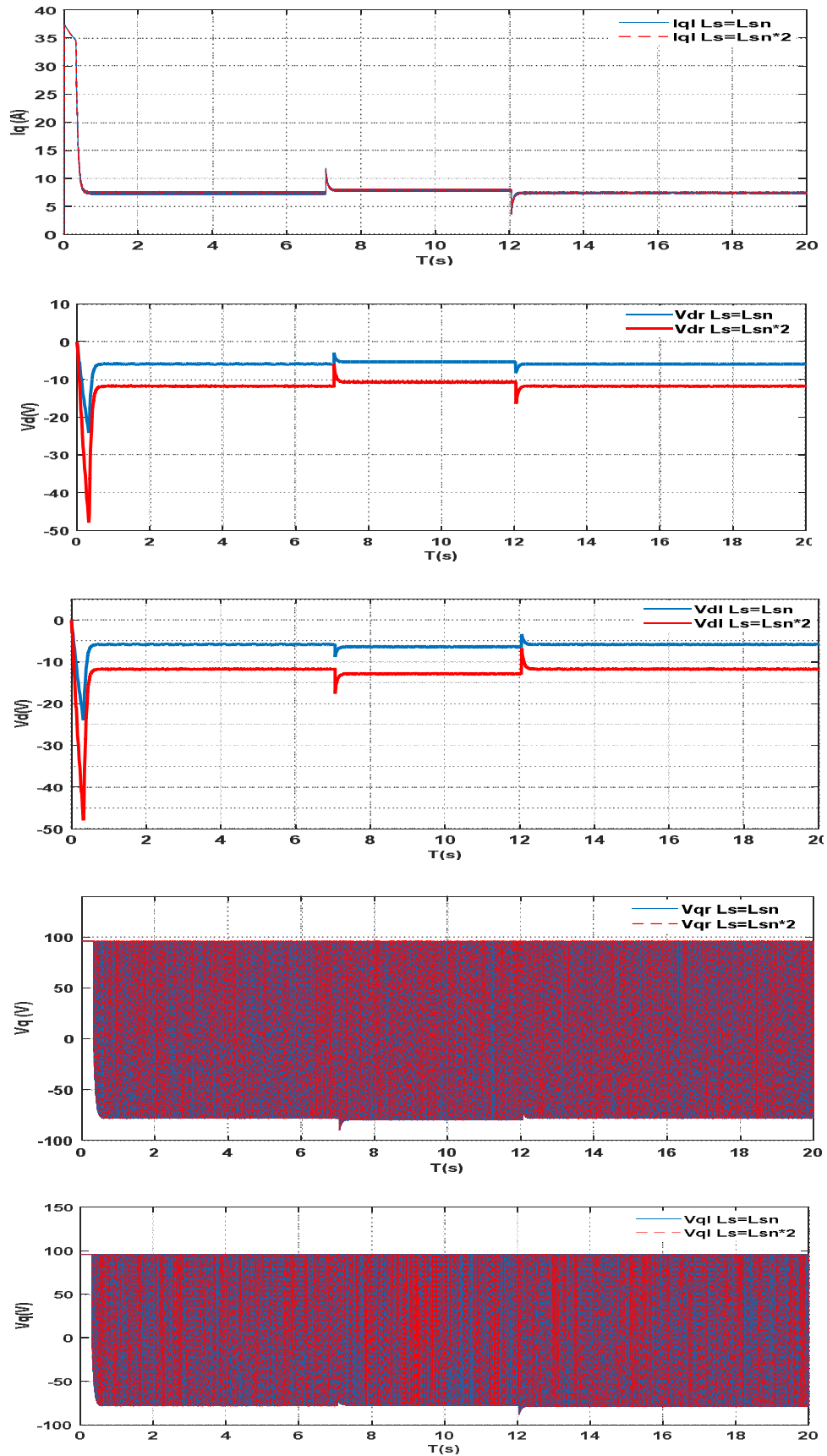
(b)

Figure 6.12.a,b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de R_s

- Variation de L_s de 100% de sa valeur réelle :



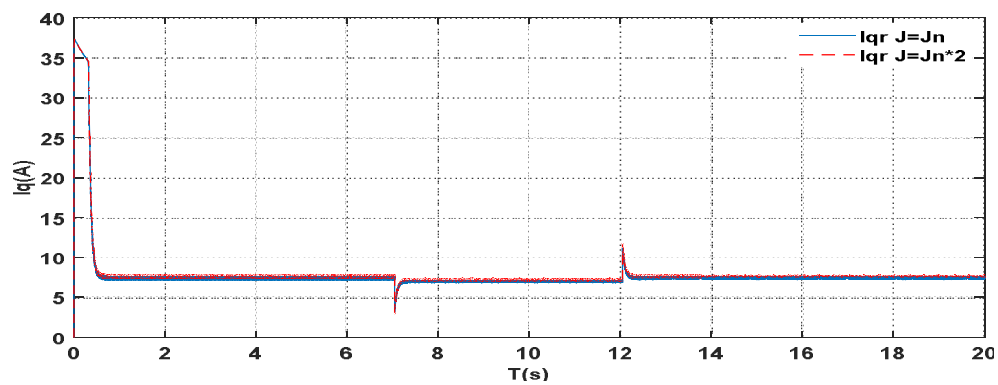
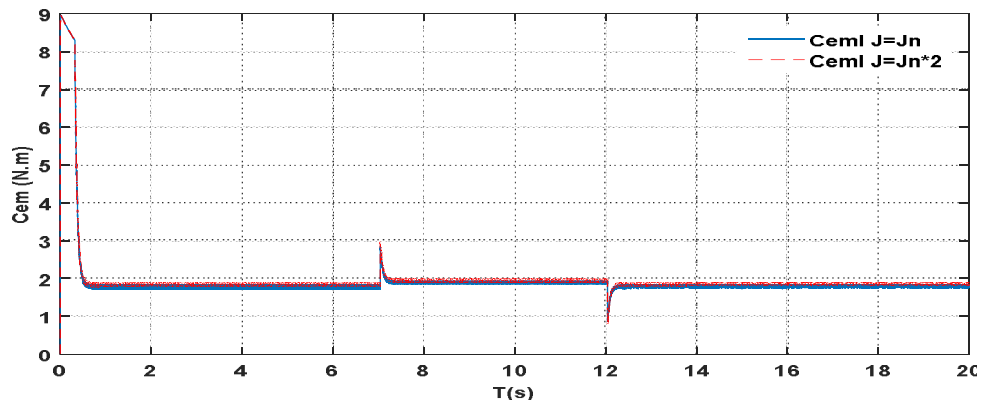
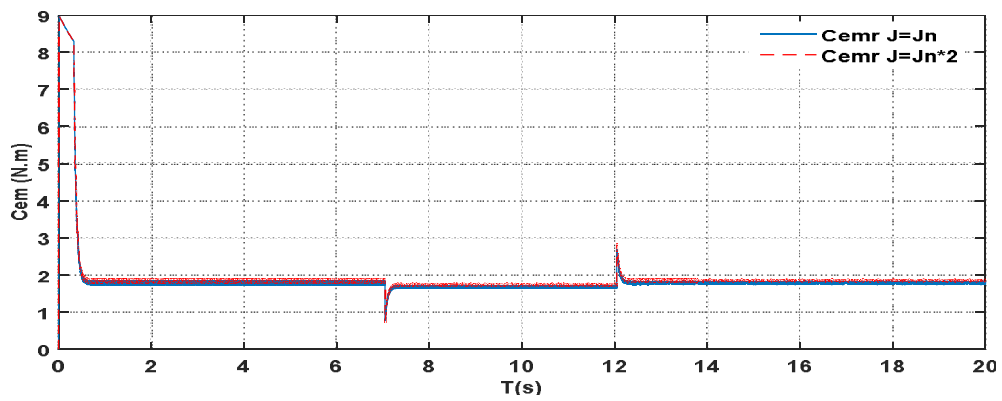
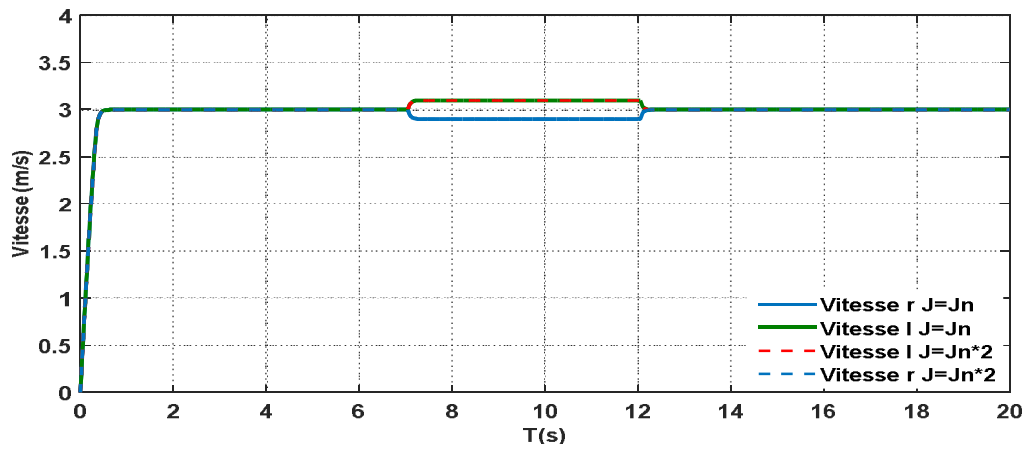
(a)



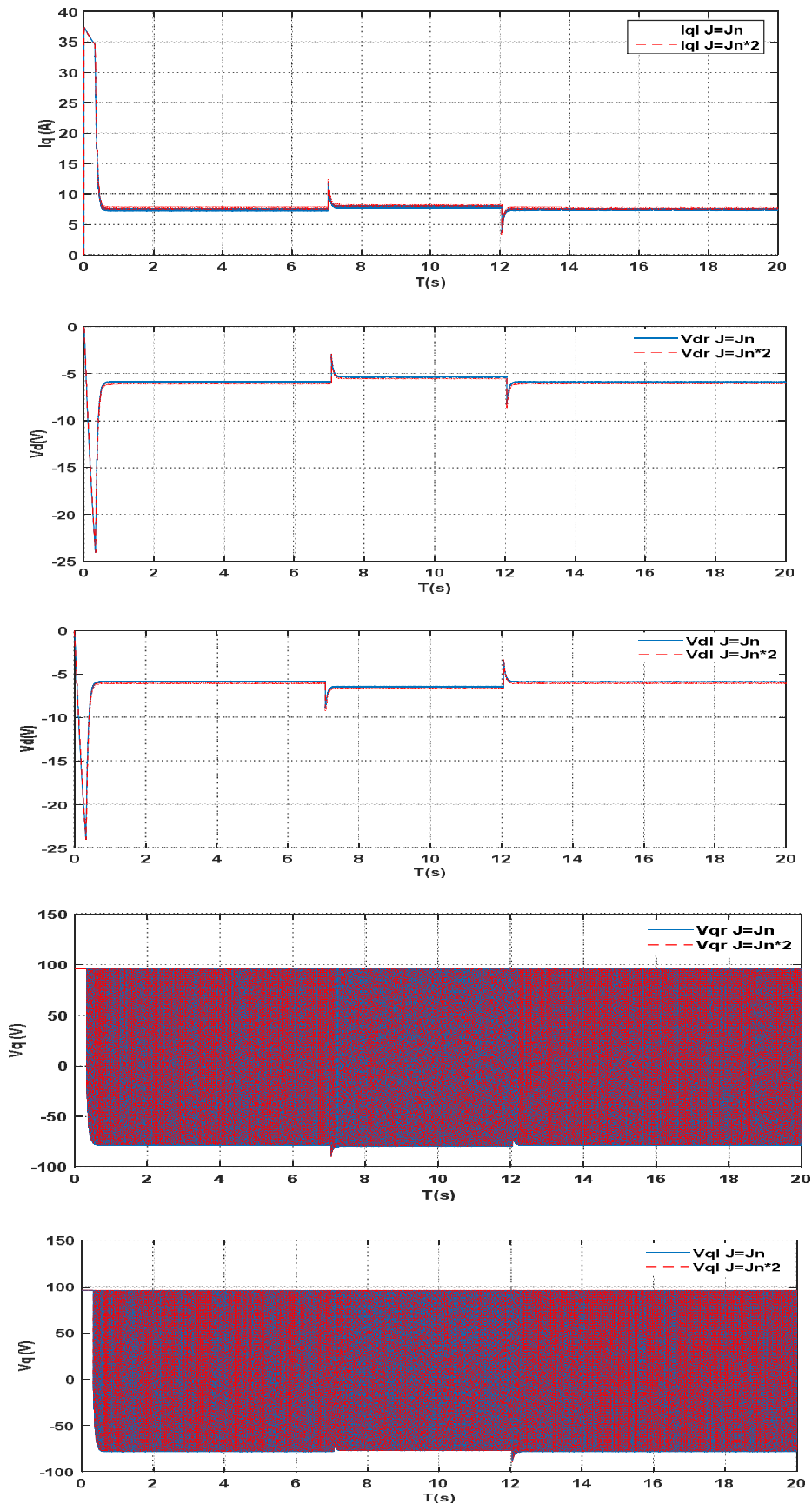
(b)

Figure 6.13.a,b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de L_s

- Variation de J de 100% de sa valeur réelle :



(a)



(b)

Figure 6.14.a,b : Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors de la variation de J .

➤ Interprétations des résultats

Après avoir effectué les mêmes tests de robustesse sur la nouvelle commande Backstepping – Mode glissant appliquée à notre système FRE menu d'actionneurs électrique de type MSAP; nous avons remarqué que le suivi de trajectoire est garanti malgré les différentes variations.

De même, les perturbations via la variation de l'inclinaison de la trajectoire est de la masse totale ont été rejeté par la commande.

Le faite d'augmenter la résistance statorique, une légère élévation du temps de réponse a été constatée avec une diminutions du pic de démarrage au niveau des courants, couples, tensions $V_{dr,l}$ et pas d'effet sur les tensions $V_{qr,l}$.

La variation de l'inductance statorique provoque seulement une diminution dans les valeurs de tensions $V_{dr,l}$.

En revanche, aucune influence sur les différentes grandeurs d'états de notre système lors de la variation du moment d'inertie

6.5. Etude comparative des commandes traitées

Afin d'évaluer et comparer les performances les trois commandes, nous avons effectué deux mesures pour le même test de suivie d'une référence de position variable correspondant à l'équivalent d'une consigne de 3m/s avec onduleur.

La première mesure consiste à tracer l'évolution de l'erreur quadratique de la position lors de l'application des différentes commandes illustré dans la figure 6.15, tandis que la deuxième mesure permettra le tracé de l'évolution de l'énergie consommé.

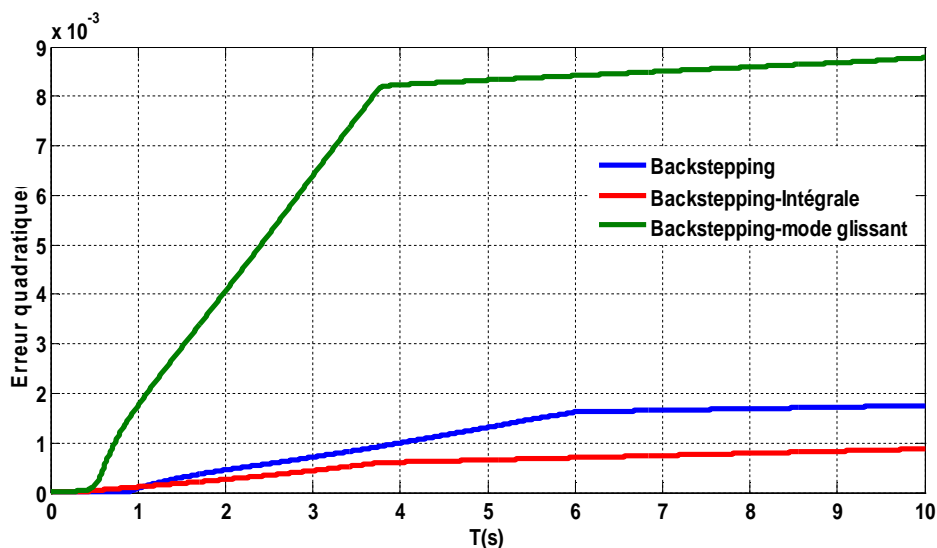


Figure 6.15 : Variation de l'erreur quadratique de position pour les trois commandes appliquées au FRE menu d'actionneurs MSAP

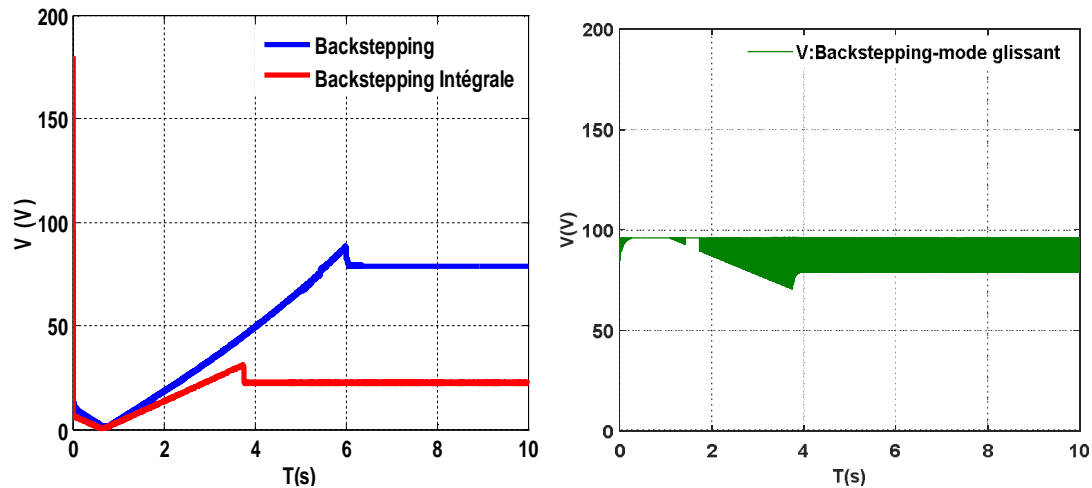


Figure 6.16 : Variation de l'énergie consommée lors de l'application des trois commandes de position du FRE menu d'actionneurs MSAP

D'après la figure 6.15, nous avons remarqué que la commande Backstepping Intégrale à une faible erreur quadratique. De même, d'après la figure 6.16 cette commande à besoin d'une faible énergie par rapport aux autres commande Backstepping et Backstepping-Mode glissant.

6.6. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre deux autres commandes résultantes de la combinaison du Backstepping-Mode glissant d'une part, et l'ajout du terme intégral au régulateur Backstepping d'une autre part. Ces techniques sont basées sur la théorie de Lyapunov pour la stabilité du système globale (FRE+deux actionneurs MSAP).

Nous avons testés les régulateurs par des simulations numériques sans et avec l'alimentation qui est un onduleur de tension à deux niveaux.

Une étude de robustesse a été faite par la suite afin d'évaluer l'efficacité de nos commandes. Nous avons constaté que leurs performances sont satisfaisantes à savoir la poursuite de la référence, le temps de réponse, le dépassement, la robustesse et le rejet des perturbations pour le réglage de vitesse qui est le cas le plus défavorable correspondant à une utilisation intensive.

Le dernier test nous a permis de comparer les trois commandes du point de vue erreur quadratique de position et l'énergie consommée, ceci a montré que la commande Backstepping avec action intégrale est celle qui a donné le meilleur résultat.

Le travail présenté dans cette thèse est une contribution à la modélisation et la commande non linéaire par Backstepping du fauteuil roulant électrique menu de deux actionneurs de type MSAP, ces derniers sont alimentées par deux onduleurs de tension.

Afin d'élaborer cette étude nous avons commencé en première partie par présenter :

- Quelques éléments de la littérature sur la commande de robot mobile, cité le contexte historique, les types de fauteuils roulants en intégrant les différentes contributions sur la modélisation et la commande, mode de contrôle (joystick), principe d'asservissement, et nous avons donné une description de la situation des handicapés moteurs en Algérie et plus particulièrement à Tlemcen. Par la suite, une présentation des préliminaires mathématiques.
- La modélisation cinématique, dynamique, représentation d'état du fauteuil roulant électrique ainsi que la description et la modélisation de l'alimentation utilisé et finalement le principe du différentiel électronique permettant ainsi l'obtention du modèle simplifié caractérisé par l'utilisation des couples moteurs comme entrées.
- Insertion de deux actionneurs de type MSAP autopilotés et alimentés en tension munie d'un contrôle vectoriel conduisant ainsi au modèle global caractérisé par l'utilisation des tensions d'alimentations des deux moteurs comme entrées.

La deuxième partie concerne la commande du fauteuil roulant électrique qui est répartie en quatre phases:

- La première linéaire consiste à étudier la poursuite de position de référence, en utilisant la commande classique. PI, PID pour les deux modèles simplifié et global.
- La deuxième la commande vectorielle est réalisée par l'insertion d'un régulateur PI dans un premier temps et Backstepping en second temps, ce qui conduit à l'expression de l'entrée de tension V_d ainsi le modèle de l'actionneur devient monovariable.
- La troisième non linéaire utilisant la commande par Backstepping permettant la synthèse de la loi de commande dans le cas du modèle simplifié et celui global, suivi d'une étude sur la robustesse en agissant sur les paramètres des actionneurs et ceux du FRE.
- La quatrième phase est réservée à l'amélioration de la commande précédente par insertion de l'action intégrale, et son association à la commande par mode glissant, avec en plus une étude comparative des trois commandes non linéaire ainsi obtenues.

Les résultats de simulations du système réglé, nous ont permis de visualiser les performances de notre système en termes de temps de réponse, dépassement, rejet de perturbation et robustesse par rapport aux variations paramétriques. Ainsi nous avons relevé les points suivants :

- Le temps de réponse pour les différents types de commandes appliqué aux deux modèles simplifié et global, est satisfaisant et s'adapte mieux au FRE pour une entrée rampe.
- Les différentes commandes ne présentent pas de dépassement.
- L'allure du courant I_d qui est nulle indique que la commande vectorielle est assurée.
- Le rejet de perturbation est efficace pour la variation du paramètre T via l'angle d'inclinaison de la trajectoire, ainsi que la masse globale M .
- Pour l'étude de robustesse, le paramètre R_s provoque une légère augmentation au temps de réponse, une diminution du pic de démarrage au niveau des courants, couples, tensions $V_{dr,l}$ et une petite augmentation des valeurs des tensions $V_{qr,l}$ pour les trois commandes.

- La variation de l'inductance statorique et le moment d'inertie, provoque une légère diminution dans le temps de réponse avec une diminution des valeurs des tensions $v_{dr,l}$ et aucune influences sur les autres grandeurs, pour la commande Backstepping et celle amélioré par l'action Intégrale.
- Par contre pour la commande combiné Backstepping- Mode Glissant, seul les tensions $V_{dr,l}$ qui sont influencés par la résistance L_s et aucun changement lors de la variation du moment d'inertie global .
- L'utilisation d'un onduleur de tension à deux niveaux munie de la stratégie MLI triangulo sinusoïdale, a causé une faible présence d'harmoniques au niveau des courants et des couples des deux machines.
- Le dernier test nous a permis de comparer les trois commandes du point de vue erreur quadratique de position et l'énergie consommée, ceci a montré que la commande Backstepping avec action intégrale est celle qui a donné le meilleur résultat.

Notre travail, loin d'être achever, pourra être prolongé dans plusieurs directions en particulier :

- Réalisation du FRE avec les nouveaux actionneurs.
- Optimisation des paramètres de notre commande.
- Afin de réduire le nombre de capteur, nous proposons d'insertion d'observateurs.
- Quand a développé notre FRE et le rendre Intelligent, nous proposons de mettre l'accent sur l'asservissement visuelle.

Annexe A

Paramètres nominaux de la MSAP

| | |
|----------|------------------------|
| P_n | 400W |
| N_n | 3000tr/min |
| I_n | 4A |
| L_d | 0.0064H |
| L_q | 0.0056H |
| R_s | 2.56 Ω |
| f | 0.00005Nm. S/rad |
| J_1 | 0.0008kgm ² |
| p | 4 |
| f_n | 200Hz |
| Φ_m | 0.06Wb |

Paramètres du FRE

| | |
|----------|--------------------------|
| J_a | 0.0024 kg.m ² |
| C_a | 0.006 N.m/rad/s |
| m_w | 2.00 kg |
| J_r | 0.0289 kg.m ² |
| C_r | 0.008 N.m |
| R | 0.17 m |
| M | 210.0 kg |
| J | 16.08 kg.m ² |
| L | 0.57m |
| σ | 0.033 |

Annexe B

Les différentes étapes de calculs du modèle:

Commençant par établir les équations de mouvement des moteurs droite et gauche :

$$J_a \ddot{\alpha}_{mr} + C_a \dot{\alpha}_{mr} + C_r = c_r \quad (B.1)$$

$$J_a \ddot{\alpha}_{ml} + C_a \dot{\alpha}_{ml} + C_l = c_l \quad (B.2)$$

Pour un mouvement de translation, la dynamique des deux roues est donnée par ces deux équations :

$$m_w \dot{v}_r = m_w g \sin \psi + F_r - f_{rd} \quad (B.3)$$

$$m_w \dot{v}_l = m_w g \sin \psi + F_l - f_{ld} \quad (B.4)$$

Les équations du mouvement de rotation sont obtenues à partir de la deuxième loi de Newton comme suite :

$$J_w \ddot{\alpha}_r + C_w \dot{\alpha}_r = C_{Fr} - R F_r \quad (B.5)$$

$$J_w \ddot{\alpha}_l + C_w \dot{\alpha}_l = C_{Fl} - R F_l \quad (B.6)$$

Les équations du mouvement du FRE avec l'opérateur pour un mouvement longitudinal et rotationnel peuvent être introduites de cette façon :

$$M \dot{v} = M g \sin \psi + f_{rd} + f_{ld} \quad (B.7)$$

$$J \dot{\omega} = \frac{L}{2} (-f_{rd} + f_{ld}) \quad (B.8)$$

Afin d'introduire la dynamique du moteur dans la dynamique totale qui comporte les deux roues motrice ainsi que la masse totale, dont ils sont reliés par le ratio, nous avons procédé aux équations 3.42, 3.43, 3.44.

$$(B.1) \Leftrightarrow \frac{1}{\sigma} J_a \ddot{\alpha}_r + \frac{1}{\sigma} C_a \dot{\alpha}_r + \sigma C_{Fr} = c_r \quad (B.1')$$

$$(B.2) \Leftrightarrow \frac{1}{\sigma} J_a \ddot{\alpha}_l + \frac{1}{\sigma} C_a \dot{\alpha}_l + \sigma C_{Fl} = c_l \quad (B.2')$$

$$(B.3) + (B.4) \Leftrightarrow m_w (\dot{v}_r + \dot{v}_l) = 2m_w g \sin \psi + F_r + F_l - (f_{rd} + f_{ld}) \quad (B.9)$$

$$(B.9) + (B.7) \Leftrightarrow M \dot{v} + m_w (\dot{v}_r + \dot{v}_l) = (2m_w + M) g \sin \psi + F_r + F_l$$

$$\Leftrightarrow M \left(\frac{R}{2} (\ddot{\alpha}_r + \ddot{\alpha}_l) \right) + m_w R (\ddot{\alpha}_r + \ddot{\alpha}_l) = (2m_w + M) g \sin \psi + F_r + F_l$$

$$\Leftrightarrow \ddot{\alpha}_r R \left(\frac{M}{2} + m_w \right) + \ddot{\alpha}_l R \left(\frac{M}{2} + m_w \right) - (2m_w + M) g \sin \psi = F_r + F_l \quad (B.10)$$

$$(B.8) \Leftrightarrow J \left(-\frac{R}{L} (\ddot{\alpha}_r - \ddot{\alpha}_l) \right) = \frac{L}{2} (-f_{rd} + f_{ld})$$

$$\Leftrightarrow J \left(-\frac{2R}{L^2} (\ddot{\alpha}_r - \ddot{\alpha}_l) \right) = (-f_{rd} + f_{ld}) \quad (B.11)$$

(B.3)-(B.4) on tire $-f_{rd} + f_{ld}$

$$-f_{rd} + f_{ld} = m_w(R\ddot{\alpha}_r - R\ddot{\alpha}_l) + F_r - F_l$$

$$(B.8) \Leftrightarrow J \left(-\frac{2R}{L^2} (\ddot{\alpha}_r - \ddot{\alpha}_l) \right) = m_w(R\ddot{\alpha}_r - R\ddot{\alpha}_l) - F_r + F_l$$

$$\ddot{\alpha}_r \left(-J \frac{2R}{L^2} - m_w R \right) + \ddot{\alpha}_l \left(-J \frac{2R}{L^2} - m_w R \right) = F_l - F_r$$

$$(B.9)+(B.10) \Leftrightarrow F_l = \ddot{\alpha}_r \left(\frac{M}{2} - J \frac{2}{L^2} \right) \frac{R}{2} + \ddot{\alpha}_l \left(\frac{M}{2} + J \frac{2}{L^2} + 2m_w \right) \frac{R}{2} - \frac{1}{2} (2m_w + M) g \sin \psi$$

$$(B.1') \text{ et } (B.2') \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{1}{\sigma} J_a \ddot{\alpha}_r + \frac{1}{\sigma} C_a \dot{\alpha}_r + \sigma [J_r \ddot{\alpha}_r + C_r \dot{\alpha}_r + R F_r] = c_r \\ \frac{1}{\sigma} J_a \ddot{\alpha}_l + \frac{1}{\sigma} C_a \dot{\alpha}_l + \sigma [J_r \ddot{\alpha}_l + C_r \dot{\alpha}_l + R F_l] = c_l \end{cases} \quad (B.12)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \ddot{\alpha}_r \left(\frac{1}{\sigma} J_a + \sigma J_r \right) + \left(\frac{1}{\sigma} C_a + \sigma C_r \right) \dot{\alpha}_r + \sigma R F_r = c_r \\ \ddot{\alpha}_l \left(\frac{1}{\sigma} J_a + \sigma J_r \right) + \left(\frac{1}{\sigma} C_a + \sigma C_r \right) \dot{\alpha}_l + \sigma R F_l = c_l \end{cases} \quad (B.13)$$

Après différents calcul :

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \ddot{\alpha}_r \left(\frac{1}{\sigma} J_a + \sigma J_r \right) + \left(\frac{1}{\sigma} C_a + \sigma C_r \right) \dot{\alpha}_r + \sigma \left[\ddot{\alpha}_r \left(\frac{M}{4} + m_w \right) R^2 + J \left(\frac{R}{L} \right)^2 + \ddot{\alpha}_l \left(\frac{M}{4} - J \left(\frac{1}{L^2} \right) \right) R^2 - \left(\frac{M}{2} + m_w \right) R g \sin \psi \right] = c_r \\ \ddot{\alpha}_l \left(\frac{1}{\sigma} J_a + \sigma J_r \right) + \left(\frac{1}{\sigma} C_a + \sigma C_r \right) \dot{\alpha}_l + \sigma \left[\ddot{\alpha}_r \left(\frac{M}{4} + m_w \right) R^2 + J \left(\frac{R}{L} \right)^2 + \ddot{\alpha}_l \left(\frac{M}{4} - J \left(\frac{1}{L^2} \right) \right) R^2 - \left(\frac{M}{2} + m_w \right) R g \sin \psi \right] = c_l \end{cases} \quad (B.14)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \ddot{\alpha}_r \left(\frac{1}{\sigma} J_a + \sigma \left\{ J_r + \left(\frac{M}{4} + m_w \right) R^2 + J \left(\frac{R}{L} \right)^2 \right\} \right) + \ddot{\alpha}_l \left(\sigma R^2 \left(\frac{M}{4} - \frac{J}{L^2} \right) \right) + \left(\frac{1}{\sigma} C_a + \sigma C_r \right) \dot{\alpha}_r = c_r + \sigma \left(\frac{M}{2} + m_w \right) R g \sin \psi \\ \ddot{\alpha}_l \left(\frac{1}{\sigma} J_a + \sigma \left\{ J_r + \left(\frac{M}{4} + m_w \right) R^2 + J \left(\frac{R}{L} \right)^2 \right\} \right) + \ddot{\alpha}_r \left(\sigma R^2 \left(\frac{M}{4} - \frac{J}{L^2} \right) \right) + \left(\frac{1}{\sigma} C_a + \sigma C_r \right) \dot{\alpha}_l = c_l + \sigma \left(\frac{M}{2} + m_w \right) R g \sin \psi \end{cases} \quad (B.15)$$

Le modèle du FRE s'écrit sous cette forme d'état :

$$\begin{bmatrix} a & b \\ b & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{\alpha}_r \\ \ddot{\alpha}_l \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c & 0 \\ 0 & c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\alpha}_r \\ \dot{\alpha}_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_r + \frac{R}{a+b} \sigma \left(\frac{M}{2} + m_w \right) R g \sin \psi \\ c_l + \frac{R}{a+b} \sigma \left(\frac{M}{2} + m_w \right) R g \sin \psi \end{bmatrix} \quad (B.16)$$

$$y = \begin{bmatrix} v \\ w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R/2 & R/2 \\ -R/L & R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{\alpha}_r \\ \dot{\alpha}_l \end{bmatrix}$$

Références bibliographiques

- (Adhikary et Mahanta, 2013) Adhikary, N., and Mahanta, C. Integral backstepping sliding mode control for underactuated systems: Swing-up and stabilization of the Cart–Pendulum System. *ISA transactions*, 52(6), 870-880. 2013.
- (Agostini & Bourhis, 1995) Agostini, Y and Bourhis. G, "Human-oriented architecture for an intelligent powered wheelchair," In *IFAC-Workshop on DAR'S 95*, Vienna, Austria September 19-20, pp. 127-132, 1995.
- (Aguilar et Hespanha, 2007) Aguiar, A. P., and Hespanha, J. P. Trajectory-tracking and path-following of underactuated autonomous vehicles with parametric modeling uncertainty. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 52(8), 1362-1379. 2007.
- (Ameur, 2005) Ameur Aissa, "Commande sans Capteur de Vitesse par DTC d'une MSAP dotée d'un Observateur d'ordre complet à Mode Glissant", Université de Batna, Magister 2005.
- (Amouri-Jmaiel, 2012) Amouri-Jmaiel .L, Contribution à la commande et au pilotage réactif de robots mobiles à roues, thèse, Université de Sfax, 2012.
- (Annane, 2010) Annane Adel, « Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable », Université de Annaba, magistère 2010.
- (Asghari Oskoei et Hu, 2008) Asghari Oskoei.M, Hu.H, Myoelectric based virtual joystick Applied to electric powered Wheelchair, 2008 *IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems Acropolis Convention Center, Nice, France, Sept, 22-26, 2008*.
- (Babak, 2001) Babak .N, "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants: méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres" Thèse de Doctorat l'Université de Téhéran, Iran, 2001.
- (Baker et al., 2006) Baker. N. P., Brown .C. P., Dowling D.R. S, Modra J.L.& Tootell. D. J., "SON of EDGAR, State Space Control of Electro Drive Gravity Aware Rive", Dept.Mecha.Eng., Adelaide Univ., Australia, Oct,2006.
- (Ballaz, 2007) Ballaz. L, Développement d'un appareil d'auto-rééducation par mobilisation assistée et évaluation de son intérêt thérapeutique chez des personnes immobilisées en fauteuil, Thèse de doctorat, université Rennes 2, 2007.
- (Beaudry, 2001) Beaudry. J, "Conception et Contrôle d'un Robot Mobile à Vitesses Différentielles ". Rapport de projet de fin d'études soumis comme condition partielle à l'obtention du diplôme de baccalauréat en ingénierie. Ecole Polytechnique de Montréal. Soutenu le : 05/12/2001.
- (Bell et al., 1994) Bell .D. A, Borenstein. J, Levine .S.P, Koren .Y and Jaros .L, "An assistive navigation system for wheelchairs based upon mobile robot obstacle avoidance," In *IEEE Int. Conf. On Robotics and Automation*, San Diego, California , pp. 2018-2022, 1994.
- (Benaskeur et al, 2000) Benaskeur .A. R; "Aspects de l'application du backstepping adaptatif à la commande décentralisée des systèmes non linéaires", Thèse Ph.D, université Laval, Québec, Fev 2000.
- (Benhaddouche, 2013) Benhaddouche.D , « Commande Optimale Appliquée à un Robot Mobile », thèse Magister, Université de Batna, 2013.

- (Bernard, 1995) Bernard.M, « Problème de la Motorisation d'un Véhicule Electrique », Ecole Supérieur de Cachan, EEA, L'ESiR, URA CNRS D1375, 1995.
- (Biihler et al.1995) Biihler.C, Hoelper. R, Hoyer .H,"Wolfram Humann. Autonomous robot technology for advanced wheelchair and robotic aids for people with disabilities. Robotics and Autonomous Systems 14 213- 222, 1995.
- (Bilgic et al., 1995) Bilgic. T and I. Turksen. Model based localization for an autonomous mobile robot. Proceedings of the 1995 IEEE Conference on Systems, Man and Cybernetics, pp. 6. 1995.
- (Boquete et al., 1999) Boquete. L, Barea. R, Garcõa. R, Mazo. M, et Espinosa. F, "Identincation and control of a wheelchair using recurrent neuralnetworks," Engineering Applications of Artificial Intelligence, vol. 12, pp. 443–452, 1999.
- (Boquete et al., 2005) Boquete, L., Barea, R., García, R., Mazo, M., & Sotelo, M. A. Control of a robotic wheelchair using recurrent networks. *Autonomous Robots*, 18(1), 5-20. 2005.
- (Boubekeur et al,2014) Boubekeur .D, Boumédiène .A, Sari .Z,Tahraoui .S,"A novel state representation of Electric Powered Wheelchair'', ICEECA Conference, Constantine, Algérie, 18-20 Novembre2014, IEEEExplore, 2014.
- (Boubekeur et al, 2015a) Boubekeur .D, Boumediene .A, Sari .Z, Tahraoui .S, ''A Control Comparative Study of an Electric Powered Wheelchair System'', Electrotehnică Electronică Automatică ,V 63,No.2 ,2015.
- (Boubekeur et al, 2015b) Boubekeur .D, Boumédiène .A, Sari .Z, Tahraoui .S,"Comparative Study of classical Controllers to a New State Representation For Electric Powered Wheelchair, ICAAID Conference, Djelfa, Algéria, 29-30March, 2015.
- (Boubekeur et al, 2015c)Boubekeur .D, Boumédiène .A,Sari .Z,Tahraoui .S, ''Modeling and Backstepping Control For Electric Powered Wheelchair'', International Electrical and Computer Engineering Conference IECEC, Setif, Algeria, 23-25 May 2015.
- (Bouhrik, 2007) Bouhrik.M, Impact des Nouveaux Matériaux (NdFeB et SmCo) sur les Moteurs (BLDCM) Destinés aux Véhicules Electriques, Magistère, Université de Btina, 2007.
- (Boukhobza, 1997) Boukhobza. T. « Contribution aux formes d'observabilité pour les observateurs à modes glissants ». PhD thesis, Université de Paris Sud Cebtre d'Orsay France, 1997.
- (Boumédiène et al., 2007) Boumédiène. A, Boucherit. M. S, and Boudjema. F,"A robustness comparative study of integral backstepping and nonlinear sliding mode for PMSM control fed by a three-level voltage source inverter'. *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E)*, Vol. 2, N. 4,2007.
- (Bourhis et al., 1993) Bourhis. G, Moumen. K, Pino .P, Rohmer .S and Pruski .A, "Assisted navigation for a powered wheelchair," IEEE Inter. Conf. on Systems, Man and Cybernetics, Le Touquet, France. pp. 553-558, 1993.
- (Bourhis et al., 2001)Bourhis.G, Horn.O, and other,. An autonomous vehicle for people with motor disabilities, *IEEE Robotics and Automation Magazine*, 8(1), 20–28,2001.
- (Brahim et al., 2014) Brahim, K., Chemori, A., and de Marigny, C. D. FreeMove: un fauteuil roulant automatisé de nouvelle génération. 2014.
- (Bräunl, 2008) Bräunl. T, *Embedded Robotics Third Edition, Mobile Robot Design and Applications with Embedded Systems*. School of Electrical, Electronic and Computer Engineering The

- University of Western Australia 35 Stirling Highway, M018 Crawley, Perth, WA 6009 Australia. 2008.
- (Bergeault, 2010) Bergeault.V, « Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants », Thèse, Ecole centrale Nantes, 2010.
- (Brown et al 1990) Brown. K.E, Inigo. R. M, and Johnson. BW, " Design, implementation, and testing of an adaptable optimal controller for an electric wheelchair", IEEE Transactions on Industry Applications, 26(6):1144–57, 1990.
- (Bühler et al., 1995) Bühler .C., Hoelper .R, Hoyer .H and Humann .W, "Autonomous robot technologie for advanced wheelchair and robotic aids for people with disabilities," Robotics and Autonomous Systems Vol. 14 pp. 213-222, 1995.
- (Byrnes et al., 1991) Byrnes C.I. et Isidori .A, "On the stabilization of rigid spacecraft", Automatica, Vol. 27, pp. 87-95, 1991
- (Byrnes et Isidori, 1991) Byrnes C. I., Isidori .A, and Willems .J. C, "Passivity, feedback equivalence, and the global stabilization of minimum phase nonlinear systems" IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 36, pp. 1228-1240, 1991.
- (Chen et Huang , 2012) Chen Y.F,Huang A.C, "Controller design for a class of under actuated mechanical systems.IET Control Theory Applications;6(1):103–10, 2012
- (Chokchou, 2011) Chokchou Braham. A, « Contribution à la stabilisation des systèmes mécaniques sous actionnés », thèse, Université de Tlemcen , 2011.
- (Choug, 2011) Choug .N, « Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel », Thèse, Université de Batna 2, 2011.
- (Chuy et al., 2014) Chuy. O, Collins. G, and Ordonez .C, "Slip Mitigation Control for an Electric Powered Wheelchair", IEEE International Conference on Robotics & Automation (ICRA), Hong Kong Convention and Exhibition Center. May 31 - June 7, 2014.
- [Chwa, 2010] Chwa. D, "Tracking Control of Differential-Drive Wheeled Mobile Robots Using a Backstepping-Like". IEEE Transactions On Systems, Man, and Cybernetics-Part A:Systems and Humans, 40(6): 1285-1295, 2010.
- (Cooper et al., 2000) Cooper. R. A, Widman L. M, Jones D. K., Robertson R. N. and Ster J. F, "Force sensing control for electric powered wheelchairs", IEEE Trans. Control Systems Technology, Vol. 8, No. 1, pp.112-117, 2000
- (Cooper et al., 2002) Cooper. R. A., Corfman .T. A, Fitzgerald S. G., Boninger. M. L, Spaeth D. M., W. Ammer and J. Arva, "Performance assessment of a pushrim-activated power-assisted wheelchair control system", IEEE Trans. Control Systems Technology, Vol. 10, No. 1, pp.122-126, 2002.
- (De la Cruz et al., 2010) De la Cruz, celeste W.C & Bastos T.F, "A robust navigation system for robotic wheelchairs".Control Engineering Practice19 575-590, 2010.
- (De Saint Remy, 2005) Saint Remy. M, « Modélisation et détermination des paramètres biomécaniques de la locomotion en fauteuil roulant manuel », Thèse, Université Blaise Pascal-Clermont-Ferrand II, 2005.
- (Dinale et al., 2015) Dinale. A, Hirata. K, Zoppi. M, "Parameter design of disturbance observer for a robust control of two-wheeled Wheelchair System", J Intell Robot, DOI 10.1007/s10846-014-0142-6, 2015.

- (Dougkyoung et al., 2010) Dongkyoung Chwa. "Tracking Control of Differential-Drive Wheeled Mobile Robots Using a Backstepping-Like". IEEE Transactions On Systems, Man, and Cybernetics-Part A: Systems and Humans, 40(6): 1285-1295, 2010.
- (Droniou et al., 2011) Droniou .A, Quenolle .T, Schumacher .A, " Filters LQR". Télécom Paris Tech Parcours ROSE, 7 mars 2011.
- (Eduardo, 2007) Eduardo . M," Commande référencée capteur des robots non holonomes ". Thèse, Automatique et Robotique. L'École Nationale Supérieure des Mines de Paris Sophia Antipolis. 2007.
- (Eshbair, 2005) Eshbair. F, « Comme Exigence Partielle de la maîtrise en Génie Electrique, l'Université du Québec à Trois-Rivières, Aout 2005.
- (Ezzat, 2011) Ezzat. M, « Commande non lineaire sans capteur dela machine synchrone a aimants Permanets », Thèse, Ecole centrale de Nantes, Mai 2011.
- (Faria et al., 2014) Faria B. M, Reis L. P & Lau N. "A survey on intelligent wheelchair prototypes and simulators". In New Perspectives in Information Systems and Technologies, Volume 1 (pp. 545-557). Springer International Publishing. 2014.
- (Fehr et al., 2000) Fehr, L., Langbein, W. E., & Skaar, S. B, "Adequacy of power wheelchair control interfaces for persons with severe disabilities: A clinical survey". Journal of rehabilitation research and development, 37(3), 353. 2000.
- (Felzer et Nordmann 2007) Felzer. T, et Nordmann .R,"Alternative Wheelchair Control, Proceedings of the International IEEE-BAIS Symposium on Research on Assistive Technologies, Dayton, OH, USA, Pages 67-74. IEEE Computer Society, 2007.
- (Feurer et Morse, 1978)A. Feuerer and A. S. Morse. "Adaptive Control of Single-Input-Single-Output Linear Systems". IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 23(4) : pp. 557–569, 1978.
- (Fezazi et al., 2007) Fezazi.M, Bousbia. S, "Speech and Sensor in guiding an Electric Wheelchair", ISSN 0146-4116, Automatic Control and Computer Sciences, 2007, Vol. 41, No. 1, pp. 39–43. © Allerton Press, Inc., 2007.
- (Fierro et Lewis, 1998) Fierro . R, Lewis .F. L," Control of a nonholonomic mobile robot using neural networks". IEEE Transactions on Neural Networks, 9(4): 589-600, 1998.
- (Fillipov, 1983) Fillipov. A. G, "Differential equations with discontinuous right hanf-sides. Mathematics and its applications". Kluwer, 1983.
- (Floquet, 2000) Floquet. T, "Contributions à la commande par modes glissants d'ordre supérieur". Thèse, Université des Sciences et Technologie de Lille France, 2000.
- (Fossard, 1996) Fossard A. J et Floquet .T, "An Introduction to sliding mode control", in SlidingMode Control in Engineering, Editeurs : W. Perruquetti et J.P. Barbot , Marcel Dekker
- (Fuji et Wada, 2003) Fuji. F, Wada. K,"For a Better Maneuvrability of the Electrcally Powred Wheelchair a Pilot Model Bsed Approach",Micromechatronics and Human Science, pp. 125–132, 2003.
- (Fuji et Wada, 2005) Fuji. F, Wada. K, "Analysis on the Manual Control Characteristics of the Human Pilot During the Operation of the Powered Wheelchair". Advanced Robotics,vol.19, n° 2, pp.121-139, 2005.

- (Furuhashi et al., 1992) Furuhashi .T, Wong Wanich S.S and Okuma .S, "A Position-and-Velocity Sensorless Control for Brushless DC Motors Using an Adaptive Sliding Mode Observer", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, No. 2, pp. 89-95, April, 1992.
- (Gantmacher, 1970) Gantmacher. G. O, « Lectures in analytical mechanics Mir », 1970.
- (Gayed, 1996) Gayed .A, « Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents »,Thèse , Université de Nantes. Mai, 1996.
- (Ghomam, 2010) Ghomam.J, « Commande non linéaire et navigation des véhicules marins sous actionnés ». Thèse, Université d'Orléans France, 2008.
- (Goldstein, 1980) Goldstein. H, " Classical mechanics", Addison-Wesley, 1980.
- (Grasse, 2007) Grasse. R, « Aide à la navigation pour les personnes handicapées : reconnaissance de trajets », Thèse, UNIVERSITÉ PAUL-VERLAINE DE METZ, 2007
- (Gu, 2004) Gu. J, Zhang .Y, Wu .Z and Ying. J," Rotor Position and Velocity Estimation for PMSM Based on Sliding Mode Observer 4st International PowerElectronics and Motion Control Conference, IPEMC, Vol.3, pp. 1351-1355, 14-16 Aug.,2004.
- (Guessas, 2012) Guessas.L, « Backstepping Backstepping adaptatif pour le contrôle la poursuite et la synchronisation des systèmes dynamiques non linéaires chaotiques » , Thèse, Université Ferhat ABBAS – Sétif, 2012
- (Hacéne, 1995) Hacéne .B, «Contribution a la Commande des Machines Synchrones a Aimants Permanents» ,Thèse, L'institut National Polytechnique de Lorraine. Juin 1995.
- (Hadj Abdelkader, 2011) Hadj Abdelkader. M.A, « Modélisation du Système Pilote-Véhicule dans une tâche de contrôle manuel d'un fauteuil roulant électrique », Thèse, Université de Tlemcen, 2011.
- (Halawani et al., 2012) Halawani .A, ur Réhman. S, Adi Anani. H.L , "Active vision for controlling an electric wheelchair", Intel Serv Robotics, DOI 10.1007/s11370-011-0098-3, 2012.
- (Heo et al., 2013) Heo .Y, Hong E.P, and Mun Korea M.S," Orthopedics & Rehabilitation Engineering Center Inchon", KOREA. IEEE 978-1-4673-5769-2/13/\$31.00 , 2013.
- (Hirata & Murakami, 2014) Hirata. K, Murakami ,T ,"An Assist Control of step climbing motion in two wheel electric powered wheelchair with controlled casters", AMC2014-Yokohama, IEEE Robotics and Automation Magazine, 8(1), 46–56, Japan, 2014.
- (Hong et al., 1997) Hong. D, Velinsky.A and Yamazaki. K," Tethered mobile robot for automating highway Maintenance operations". Robotics & Computer- Integrated Manufacturing, Vol. 13, No. 4, pp. 297-307, 1997.
- (Huichao et al., 2012) Huichao. M.A, Shurong. L.I, Haiyang. C, " Robust Backstepping Tracking Control for Mobile Robots", Proceeding of the 31 st Chinese Control Conference,China, 2012.
- (Hussein et Bloch, 2008) Hussein, I. I, & Bloch, A. M, " Optimal control of underactuated nonholonomic mechanical systems". IEEE Transactions on Automatic Control, 53(3), 668-682. 2008.
- (Idris, 2003) Idris .B, Benalegue .M, Mostefai .H, " Systèmes asservis non linéaires", Ed Lamine, Alger, Algérie 2003.
- (Jaros et al., 1993) Jaros. L .A, Bell. D, Levine .S .P, Borenstein .J and Koren .Y, "Navchair : Design of an Assistive Navigation System for Wheelchairs", In RESNA '93, Las Vegas, Nevada, pp. 379-381, 1993.

- (Johnson et Aylor, 1986) Johnson. B.W., Aylor .J.H, ” Design of an adaptive controller for microcomputer implementation”, IEEE Transactions on Industrial Electronics; 33(1): 28–38. 1986.
- (Junichi et al., 2008) Miyata J., Kaida .Y, & Murakami .T, ” Coordinate-Based Power-Assist Control of Electric Wheelchair for a Caregiver”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55(6), 2517-2524, 2008.
- (Kaddouri,2000) Kaddouri. A, « Etude d’une commande non linéaire adaptative de la machine synchrone a aimants permanents », Université Laval, Québec ,2000.
- (Kanellakopoulos et al., 1992) Kanellakopoulos .L,Kokotović. P, Morse. A, ”A toolkit for nonlinear feedback design”, Systems & control Letters, vol.18, pp. 83-92, 1992.
- (Khalil., 1996) Khalil. H. K, ”Nonlinear systems”. Prentice Hall, 1996.
- (Kim, et al., 2012) Kim. J, Huo. X, Minocha. J, Holbrook. J, ”Evaluation of a Smartphone Platform as a Wireless INTERFACE Between Tongue Drive System and Electric-Powered Wheelchairs”, IEEE Transactions On Biomedical Engineering, VOL. 59,NO. 6, 2012.
- (Koditschek, 1987) Koditschek .D. E, "Adaptive techniques for mechanical systems," Proceedings of the 5th Yale Workshop on Adaptive Systems, New Haven, CT, pp. 259-265, 1987
- (Kokotovic et Sussmann, 1989) Kokotovic P. V and Sussmann H. J, "A positive real condition for global stabilization of nonlinear systems", Systems & Control Letters, Vol. 13,pp. 125-133, 1989.
- (Kolmanovsky et McClamroch, 1995) Kolmanovsky .I, et McClamroch .N.H, "Developments in nonholonomic control problems", IEEE Control Systems Magazine, Vol. 15, No 6, pp. 20-36, 1995.
- (Krstic et al., 1995) Krstic .M, Kanellakopoulos .I, & Kokotovic P. V, ”Nonlinear and adaptive control design”. Wiley. 1995.
- (Kuc et al., 2001) Kuc T.Y, Baek S. M, and Park .K, ”Adaptive learning controller for autonomous mobile robots”. IEE Proc Control Theory Apply, 148(1): 49–54. 2001.
- (Landau, 1979) Landau Y.D., ”Adaptive Control”, Ed. Mercel Dekker, New York, 1979.
- (La Fondation Garches, 2010) La Fondation Garches. Toutes les catégories de fauteuils.
<http://www.handicap.org/>, 2010.
- (Lahouel, 2009) Lahouel .D, « Commande Non Linéaire Adaptative D’une Machine Synchrone à Aimants Permanents », Université de Batna, Magister, juillet 2007.
- (Lateb, 2006) Lateb .R, « Modélisations des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d’espace et de temps application a la propulsion marine par POD » Thèse, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
- (Lidozzi et al., 2007) Lidozzi .A, Solero .L, Crescimbin .F & Napoli .Di.A, ” SVM PMSM drive with low resolution Hall-effect sensors”. IEEE transactions on power electronics, 22(1), 282-290. 2007.
- (M. A. T. F. de Sousa, 2007) M. A. T. F. de Sousa, « Contribution à la conception de lois de commande à caractère robuste pour une machine synchrone entraînant une charge élastique à inertie variable », Thèse, Institut National Polytechnique de Toulouse, Septembre 2007.

- (Macfarlane & Kouvaritakis, 1972) Macfarlane .A, Kouvaritakis. A, design technique for linear multivariable feedback systems. *International Journal of Control*;25:837–74, 1972.
- (Mallet et Schöner, 2000) Mallet. P, Schöner. G, « Utilisation de la Dynamique des Attracteurs et des Repousseurs comme Aide à la Navigation en Fauteuil Roulant : Propositions et Simulations », *Handicap 2000 - Nouvelles technologies : assistance technique aux handicaps moteur et sensoriel* , PARIS , 15 / 16 Juin 2000.
- (Marie-José Aldon, 2001) Marie-José Aldon, "Capteurs et méthodes pour la localisation des robots mobiles", Thèse, Université de Montpellier II, 2001
- (Matsumoto et al., 2001) Matsumoto .Y, Ino .T, Ogasawara. T, " Development of intelligent system with face and gaze based interface", in: *Proc. 10th IEEE Int. Workshop on Robot and Interactive Communication*, pp. 262 - 267 , 2001.
- (Mazo, 2001) Mazo. M," An integral system for assisted mobility". *IEEE Robotics and Automation Magazine*, 8(1), 46–56, 2001.
- (Meisel, 1959)Meisel. J," Principles of electromechanical energy conversion", John Wiley and son, 1959.
- (Méliani, 2009) Méliani S.M., « Modélisation du Système Pilote-Véhicule dans une tâche de contrôle manuel d'un fauteuil roulant électrique », Thèse, Université Aboubekr Belkaid Tlemcen, 2009
- (Mendez, 2007) Mendez. M, « Commande référencée capteur des robots non holonomes », Thèse, École Nationale Supérieure des Mines de Paris Sophia Antipolis,2007.
- (Michael Defoort, 2007) Defoort.M, « Contributions a la planification et a la commande pour les robots mobiles cooperatifs », Doctorat délivré par l'École Centrale de Lille, octobre 2007.
- (Miller et Slack, 1995) Miller D. P et Slack. M. G, « Design and testing of a low-cost robotic wheelchair prototype ». *Autonomous Robots* 2 (1): 77–88, 1995
- (Miyata et al., 2008) Miyata.J, Kaida.Y, and Murakami. T, Member, IEEE, "v-φ-Coordinate-Based Power-Assist Control of Electric Wheelchair for a Caregiver", *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 6, June 2008
- (Mohamed Assaad Hamida et al, 2012) Mohamed Assaad.H, Ezzat, Glumineau. A, De Leon. J, Boisliveau .R, « Commande par Backstepping avec action intégrale pour la MSAP : Tests expérimentaux »,Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA2012), Grenoble, France. 4-6 Juillet 2012
- (Mokhtari, 1997) Mokhtari .M, "Intéraction homme-machine pour la compensation du handicap moteur (Application à l'Analyse Quantitative de la Télémnipulation) ", Thèse de Doctorat, Université Pierre et Marie Curie, Paris, France 1997.
- (Morette, 2009) Morette. N, "Contribution à la Navigation de robots mobiles : approche par modèle direct et commande prédictive", Thèse, Université d'Orléans, Discipline : Robotique. 2009
- (Morin et Samson, 2004) Morin.P, Samson. C, « Stabilisation de trajectoires pour des véhicules non-holonomes ou sous actionés », France, 2004.
- (Moulard, 2012) Moulard. T, « Optimisation numérique pour la robotique et exécution de trajectoires référencées capteurs ». Thèse de doctorat, Université de Toulouse; septembre 2012.

- (Muniandy et al., 2012) Muniandy .M & Muthusamy .K ,”An innovative design to improve systematic odometry error in non-holonomic wheeled mobile robots”. *Procedia Engineering*, 41, 436-442. 2012.
- (Murakami et al., 2009) Murakami .H and Seki .H, ”Fuzzy Algorithm Based Obstacle Avoidance Control of Electric Powered Wheelchair using Ultrasonic Sensor”, 978-1-4244-4649-0/09/©2009 IEEE.
- (Narendra. et al., 1997) Narendra K. S. and Mukhopadhyay .S, “Adaptive Control Using Neural Networks and Approximate Models”, *IEEE Trans. on Neural Networks*, Vol. 8, No. 3, May 1997.
- (Ngugen, 2011) Nguyen N.T, Nguyen .H, and Su .S, ”Robust neuro-sliding mode multivariable control strategy for powered wheelchairs”, *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 19(1):105–11. 2011.
- (Nollet, 2007) Nollet. F, « Lois de commande par modes glissants du moteur pas à pas », Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, 2007.
- (Nyabundi et al., 2009a) Nyabundi S.A, Qi .G, Hamam .Y and Munda .J, "Input-output linearizing and decoupling control of a nonholonomic power wheelchair", in *AFRICON '09*, Nairobi, Kenya, Sept. 2009.
- (Nyabundi et al., 2009b) Nyabundi S. A, Qi .G, Munda .J and Hamam .Y, "A mathematical model of holonomic robotic wheelchair", In *Proc The 2nd International Conference on Control, Instrumentation and Mechatronic Engineering*, Malacca, Malaysia, pp. 158-165, 2 3 June 2009.
- (Oh et al., 2008) Oh. S, Hata. N and Hori.Y, ”Integrated motion control of a wheelchair in the longitudinal, lateral and pitch directions”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 4, pp.1855-1862, Apr. 2008.
- (Oriolo et al., 2002) Oriolo .G, De Luca .A, and Vendittelli .M ,”WMR control via dynamic feedback linearization: Design, implementation and experimental validation”, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 10(6):835–852, 2002
- (Ortega, 1991) R. Ortega, "Passivity properties for stabilization of cascaded nonlinear systems," *Automatica*, vol. 27, pp. 423-424, 1991.
- (Oryschuk et al., 2009) Oryschuk .P, Salerno .A, Al-Husseini A. M & Angeles J, ”Experimental validation of an underactuated two-wheeled mobile robot”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 14(2), 252-257. 2009.
- (Oueder, 2012) Ouder. M, « Synthèse d’observateurs pour les systèmes non linéaires », Thèse, l’Université de Caen Basse-Normandie (France) Et l’Université de Gabès (Tunisie), 2012.
- (Paquin, 2000) Paquin L. N, "Application du backstepping à une colonne de flottation". Thèse de doctorat, Faculté des Etudes Supérieures de l’Université Laval, 2000
- (Parcs, 1966) Parks .P.C, "Lyapunov redesign of model reference adaptive control systems", *IEEE Transaction on Automatic control*, vol. 11. pp. 362-367, 1966.
- (Parikh et al., 2007) Parikh. S.P, Grassi .V, and other., Integrating human inputs with autonomous behaviors on an intelligent wheelchair platform, *IEEE Intelligent Systems*, 22(2), 33–41, 2007.
- (Peixoto. et al 2013) Peixoto .N, Nik H. G., & Charkhkar .H, ” Voice controlled wheelchairs: fine control by humming Computer methods and programs in biomedicine”, 112(1), 156-165. 2013.

- (Pergandi et al., 2006) Pergandi J. M, Mallet .P, et Mestre .D, « Evaluation d'une aide à la navigation d'un fauteuil «intelligent» », Dans Proc. Handicap. Vol. 2006.
- (Peron, 2010) Peron. V, « les figures de recours au fauteuil roulant : entre normes, réglementations et logiques d'usage », Master 2ème année ASS-DRSVH, Université de Bretagne Occidentale,2010
- (Perruquetti et Barbot, 2002) Perruquetti .W et Barbot. J. P, "Sliding mode control in engineering. Taylor and Francis", 2002.
- (Pruski et al., 2001) Pruski. A, Habert. O, and Ennaji. M, "Symbiotic Manmachine Architecture for a Smart Wheelchair Control", In 6th Conf. For the Advancement of Assistive Technology, AAATE 2001, pages 216–221, Ljubljana,Slovenia, 6 September 2001.
- (Purwanto et al., 2009) Purwanto. D, Martianto.R, Arai.K, "Electric wheelchair control with gaze direction and eye blinking", Artif Life Robotics, 2009.
- (Pwgasan et al., 1998) Pwgasan.P, Knshnan. R, "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives". IEEE transactions on industrial electronics, vol. 35, n° 4, November 1988.
- (Rashed, 2007) Rashed .M, Peter F. A Mac Connell, A. Fraser Stronach, and PaulAcarnley, "Sensorless Indirect-Rotor-Field-Orientation Speed Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor With Stator-Resistance Estimation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 3, pp. 1664-1675, June, 2007.
- (Robyns, 1993) Robyns .B, "Commandes numériques évoluées d'actionneurs à courant alternatif". Thèse de Doctorat de l'Université Catholique de Louvain. Décembre, 1993.
- (Ruei et al., 2000) Ruei .Xi C, Liang .C,Gee .h, Senior Member, IEEE, & Lilin .C, "System Design Consideration for Digital Wheelchair Controller", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 47, NO. 4, AUGUST 2000.
- (Saadatzi &Poshtan, 2010) Saadatzi. M. N, Poshtan. J, "Multivariable robust controller for linear and angular velocities of electrically-powered wheelchair using characteristic loci method, In: Proceedings of IEEE conference on control applications; P 1246-1250, 2010.
- (Saadatzi et al., 2013) Saadatzi .M , Poshtan. J , Sadegh Saadatzi. M , Tafazzoli F., "Novel system identification method and multi-objective-optimal multivariable disturbance observer for electric wheelchair, ISA Transactions, 52, 129-139, 2013.
- (Sahnoun, 2007) Sahnoun. M, « Conception et Simulation d'une Commande à Retour d'Effort pour Fauteuil Roulant Electrique », Thèse, l'Université de Metz, 2007.
- (Salatin et al., 2010) Salatin .B, Rice .I, Teodorski .E, Ding .D, and Cooper R. A, "A survey of outdoor electric powered wheelchair driving", In Proc 33th RESNA Int Conf. Las Vegas, USA, 2010
- (Samuels, 2001) Samuels. R , "Ibot update : The future beckons", [http ://www.newmobility.com/](http://www.newmobility.com/), 2001.
- (Schönung, 1964) Schönung . A, Stemmler . H, "Static frequency changers with sub-harmonic control inconjunction with reversible variable speed AC drives", Brown Boveri Review, pp. 555-577,Sep. 1964.
- (Seki et al., 2005) Seki. H, Sugimoto T. and Tadakuma .S, "Novel straight road driving control of power assisted wheelchair based on disturbance estimation and minimum jerk control", Proc. IEEE IAS 2005, Oct. 2005.

- (Seki et al., 2006a) Seki. H and Tadakuma .S, "Straight and circular road driving control for power assisted wheelchair based on fuzzy algorithm", Proc. IEEE IECON 2006, pp.3898-3903, Nov. 2006.
- (Seki et al., 2006b) Seki. H, Iijima .T, Minakata. Hand Tadakuma .S, "Novel step climbing control for power assisted wheelchair based on driving mode switching", Proc. IEEE IECON 2006, pp.3827-3832, Nov. 2006.
- (Shung et al., 1983) Shung .J.B, Stout .G, Tomizuka .M, and Auslander .D.M,"Dynamic modelling of a wheelchair on a slope" , ASME J. Dyn. Syst., Meas. Contr., vol. 105, no. 2, pp. 101–106, 1983.
- (Siegw et Nourbakhsh , 2004) SIEGWART. R, NOURBAKHS. R, "Introduction to Autonomous Mobile Robots, Massachusetts Institute of technology, 2004.
- (Simpson et Levine, 2005) Simpson R. C, « Smart wheelchairs: A literature review», Journal of rehabilitation research and development 42 (4): 423, 2005.
- (Simpson, 2005) Simpson, R. C, « Smart wheelchairs: A literature review » Journal of rehabilitation research and development 42 (4): 423, 2005
- (Smith et al., 1995) Smith .S, Hazel .A, Peacock .A and Wintermute. H,"Initial report on wheel esley : A robotic wheelchair system", In Proceedings of the Workshop on Developing AI Applications for the Disabled, 1995.
- (Sontag et al., 1989) Sontag E. D and Sussmann H. J, "Further comments on the stabilizability of the angular velocity of a rigid body" Systems &Control Letters, vol. 12, pp. 437-442, 1988.
- (Spacapan et al.,2004) Spacapan.I, Kocijan.J, Bajd.T,"Simulation of fuzzy-logic-based intelligent wheelchair control system", Journal of Intelligent and Robotic Systems; 39(2):227–241, 2004.
- (Spong, 1995) Spong, M. W,"The swing up control problem for the acrobat", IEEE control systems, 15(1), 49-55. 1995.
- (Spong, 1998) Spong M.W, "Underactuated mechanical systems". In: Control problems in robotics and automation. Springer-Verlag; 1998
- (Spurgeon et Edwards,1983) Spurgeon S. K. et Edwards. C, "Sliding mode control : Theory and applications". Taylor and Francis, 1983.
- (Steinhage et Schöner 1997) Steinhage. A et Schöner. G, " Self-calibration based on invariant view recognition: Dynamic approach to navigation", Robotics and Autonomous Systems Vol 20, pp. 133-156, 1997.
- (Tanohata et Seki, 2010) Tanohata .N and Seki .H,"Comfortable Driving Control for Electric Power-Assisted Wheelchair on Disturbance Road using Fuzzy Algorithm", Proceedings of the 2010 3rd IEEE RAS & EMBS International Conference on Biomedical Robotics and Biomechatronics, The University of Tokyo, Tokyo, Japan, September 26-29, 2010.
- (Teruya et al., 2008) Teruya .Y, Seki .H, & Tadakuma .S,"Driving trajectory generation of electric powered wheelchair using spline curve", 10th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control (pp. 516-519). IEEE. 2008.
- (Tian et al., 2010) Tian .Z, Wu .H, & Feng .C, "Hierarchical adaptive backstepping sliding mode control for underactuated space robot", In Informatics in Control, Automation and Robotics (CAR), 2nd International Asia Conference on (Vol. 1, pp. 500-503). IEEE. 2010.

- (Tsinias, 1989) Tsinias .J, "Sufficient Lyapunov-Like conditions for stabilization", Mathematics of Control, Signals and Systems, vol. 2, pp. 343-357, 1989.
- (Tzafestas et Rigatos, 1999) Tzafestas S.G, Rigatos .G.G, "Design and stability analysis of new sliding-mode fuzzy logic controller of reduce complexity", Machine Intelligence & Robotic Control, Vol.1, N°.1, 27-41, 1999.
- (ur Réhman, 2010) ur Réhman .S, "Expressing emotions through vibrations", Thèse, Umeå University, Sweden, 2010
- (Utkin, 1977) Utkin V. I, "Variable structure systems with sliding mode", IEEE Transaction on Automatic and control, 22(2) : 212 – 222, 1977.
- (Velàzquez et al., 2014) Velàzquez. R, Gutiérrez.C.A, "Modeling and control techniques for Electric Powered Wheelchair : An Overview", Proceeding of the 2014 IEEE Central America and Panama conention ; 2014.
- (Wang et al., 1996) Wang P. K. C, "Navigation strategies for multiple autonomous robots moving in formation", Journal of Robotic Systems, 8(2):177–195, 1996.
- (Wei et al., 2010) Wei .L, Hu .H, Lu .T et Yuan. K, "Evaluating the performance of a face movement based Wheelchair Control Interface in an Indoor Environment", Proceedings of IEEE International Conference on Robotics and Biomimetic, 2010.
- (Wells, 1970) Wells. D, "Lagrangian Dynamics". Number 354. Mc Graw Hill, 1970.
- (Wen, 1996) Wen J. T.Y, "Control of nonholonomic systems". The Control Handbook. 1996.
- (White et al, 1959) White .D. C. et Woodson. H. H, "Electromechanical energy conversion". John Wiley and son, 1959.
- (Woods et al., 2012) Woods .S, Bauer.R, Seto.M. Automated ballast tank control system for autonomous underwater vehicles, IEEE Journal of Oceanic Engineering, 37(4): 727–39, 2012.
- (Wu et al., 1996) Wu .Y, Yang J.Y & Liu. Ke, "Obstacle detection and environment modeling based on multisensor fusion for robot navigation". Artificial Intelligence in Engineering 10 323-333, 1996.
- (Yang and Kim 1999) Yang J.M, Kim J.H, "Sliding mode control for trajectory tracking of nonholonomic wheeled mobile robots". IEEE Transactions on Robotics and Automation; 15(3):578-87, 1999.
- (Yu et al., 2003) Yu .H, Spenko .M and Dubowsky .S, "An adaptive shared control system for an intelligent mobility aid for the elderly", Autonomous Robots, 15:53–66, 2003
- (Zeng et al., 2008) Zeng .Q, Teo .C. L, Rebsamen .B, & Burdet .E, "A collaborative wheelchair system", IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering, 16(2), 161-170. 2008.
- (Zerfa, 2013) Zerfa. H, « Conception, Réalisation et Commande Floue d'un Robot Mobile », magister 2013.
- (Zou et al., 2006) Zou.A, Hou. Z, Tan .M, and Zhao. Z, "Tracking control of a nonholonomic mobile robot using a fuzzy-based approach", Springer Lecture Notes in Artificial Intelligence (LNAI), 4223: 826–835, 2006.

Publications Internationales

R15

D. Boubekour, A.Boumediene, Z.Sari, S.Tahraoui, A Control Comparative Study of an Electric Powered Wheelchair System, *ElectrotehnicăElectronicăAutomatică*, V 63, No.2 (2015)

http://www.eea-journal.ro/ro/d/5/p/EEA63_2_10

R15

S.Tahraoui, A.Meghebbar, D.Boubekour, A.Boumediene, Fault Detection in A Five Tank Hydraulic System, *ElectrotehnicăElectronicăAutomatică*, V 63, No. 3 (2015)

http://www.eea-journal.ro/ro/d/5/p/EEA63_3_6

R15

S.Tahraoui, A.Meghebbar, D.Boubekour, Unknown input observer based on LMI for robust generation residuals, *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences* (accepted).

R15

S.Tahraoui, A.Meghebbar, D.Boubekour, A.Boumediene, System Modeling and Faults Diagnosis of a Five Hydraulic Tank, *Journal of Control Engineering and Applied Informatics IFAC* (accepted).

Communications Internationales

C14

S.Tahraoui, A.Meghebbar, D.Boubekour, Generation of robust residuals based on unknown input observers with optimal approximate decoupling, *CISTEM Conference, Tunis, Tunisie, 03-06 Novembre, IEEE Xplore, 2014.*

C14

D.Boubekour, A.Boumédiène, Z.Sari, S.Tahraoui, A novel state representation of Electric Powered Wheelchair, *ICEECA Conference, Constantine, Algérie, 18-20 Novembre 2014, IEEE Xplore, 2014* (accepté pour une publication springer).

C15

D. Boubekour, A. Boumédiène, Z.Sari, S.Tahraoui, Comparative Study of classical Controllers to a New State Representation For Electric Powered Wheelchair, *ICAAID Conference, Djelfa, Algérie, 29-30 March 2015.*

C15

F. Oudjama, A. Boumédiène, M.Messirdi, D. Boubekour, Commande robuste H^∞ Appliquée au bras du lecteur de disque dur, *ICAAID Conference, Djelfa, Algérie, 29-30 March 2015.*

C15

D.Boubekour, A.Boumédiène, Z.Sari, S.Tahraoui, Modeling and Backstepping Control For Electric Powered Wheelchair, *International Electrical and Computer Engineering Conference IECEC, Setif, Algeria, 23-25 May 2015.*

C15

S.Tahraoui, A.Meghebbar, A.Bellaouar, D.Boubekeur ,Actuators Fault Detection Using Unknown Input Observer in Hydraulic System, Conf.ProcIEEE, 3rd International Conference on Control, Engineering & Information Technology CEIT'2015, Tlemcen, Algeria, 25-27 May 2015.

DOI : 10.1109/CEIT.2015.7233