

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mohamed Seddik Ben Yahia - Jijel
Faculté des Sciences et de la Technologie



جامعة محمد الصديق بن يحيى - جيجل
كلية العلوم والتكنولوجيا

Département D'Électrotechnique

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme

Master en Electrotechnique

Option : Commande Electrique

Thème

**Application de la commande RST Robuste pour l'asservissement de
vitesse d'une Machine à Courant Continu**

Par :

Mr. MILAT Aimen

Travail proposé et dirigé par :

Mr. MAUCHE Abdelaziz

Promotion 2020

Université Mohamed Seddik Ben Yahia - Jijel
PB 98, Ouled Aissa. 18000. Algérie. Tél : +213 34 50 11 89
<http://www.univ-jjel.dz>

Dédicace

Dédicace

Ma Mère, Mon Père

Vous représentez pour moi

Le symbole de la bonté par excellence, la source de tendresse et l'exemple du dévouement qui n'a pas cessé de m'encourager et de prier pour moi.

Soyez sûrs que je continuerai mon chemin.

Puisse Dieu, le tout puissant, vous préserver et vous accorder santé, longue vie et bonheur.

Je vous dédie ce travail de mon profond amour.

À mes sœurs à mes frères

À tous les membres de ma famille, petits et grands

Et n'oublier jamais mon encadrant qui m'a beaucoup aidé.

À mes professeurs, mes collègues du groupe « commande électrique », et de la faculté des sciences qui m'a soutenue.

À tous mes amis de proches.

Pour tous ceux qui ont contribué à ma formation de près ou de loin.

Veillez trouver dans ce modeste travail l'expression de mon affection et de protection.

M. Aimen

Remerciements

Remerciements

Tout d'abord, je tiens à remercier Dieu clément et miséricordieux de m'avoir donné la force et le courage de mener à bien ce modeste travail.

Je tiens à remercier tout particulièrement et à témoigner ma reconnaissance à monsieur : Abdelaziz MAOUCHE, d'avoir encadré ce mémoire, pour tout le temps qu'il m'a consacré, et surtout pour sa patience et sa constante disponibilité, qu'elle m'a aidés à bien achever ce travail dans des meilleures conditions.

Par ailleurs, je remercie également aux membres de jury qui ont accepté d'évaluer mon travail.

Mon vif remerciement à mes parents et aussi à d'autres très chères personnes pour m'encourager et me soutenir face aux innombrables difficultés que j'ai subi durant toutes ces années d'étude.

Mais aussi un grand remerciement à tous mes enseignants à qui je dois le plus de respect et appréciation.

Merci à tous pour tout.

AIMEN

Liste des figures

Chapitre I

| | |
|--|----|
| Fig. I.1 : Modes de fonctionnement de la MCC | 02 |
| Fig. I.2 : Schéma représente un stator à aimant permanent à droit et l'autre à électroaimant à gauche de la MCC | 03 |
| Fig. I.3 : Schéma représente le rotor de la MCC | 03 |
| Fig. I.4 : Schéma représente le collecteur d'induit de la MCC | 04 |
| Fig. I.5 : Schéma représente un faisceau | 04 |
| Fig. I.5 : Schéma représente le collecteur d'induit de la MCC | 04 |
| Fig. I.6 : Schéma représente le principe de la loi de Laplace | 05 |
| Fig. I.7 : Schéma représente le principe de la loi de Faraday | 06 |
| Fig. I.8 : Schéma équivalent du la MCC à excitation séparé | 06 |
| Fig. I.9 : Schéma équivalent du la MCC à excitation série | 07 |
| Fig. I.10 : Schéma équivalent du la MCC à excitation shunt | 07 |
| Fig. I.11 : Schéma équivalent du la MCC à excitation composée (court dérivation à droit et longue dérivation à gauche) | 08 |
| Fig. I.12 : Schéma équivalent du la MCC à aimant permanent | 08 |
| Fig. I.13 : Schéma fonctionnel de la MCC | 09 |
| Fig. I.14 : Schéma bloc de la MCC en domaine fréquentiel | 10 |
| Fig. I.15 : Schéma bloc de la MCC, cas où le couple résistant est nul | 11 |
| Fig. I.16 : Schéma bloc de la MCC, cas où la tension d'alimentation est nul | 11 |
| Fig. I.17 : Schéma bloc général de la MCC | 12 |
| Fig. I.18 : Simulation de la MCC en Boucle ouverte | 13 |

Chapitre II

| | |
|---|----|
| Fig. II.1 : Structure d'un régulateur numérique de type RST | 15 |
| Fig. II.2 : Une distribution aléatoire des pôles | 19 |
| Fig. II.3 : Transformation des pôles instables dans la zone de stabilité | 20 |
| Fig. II.4 : Projection des pôles peu amortie sur $\lambda = 0.76$ | 20 |
| Fig. II.5 : Projection des pôles lents sur la verticale P_c | 21 |
| Fig. II.6 : Projection des pôles sur la verticale P_f | 21 |
| Fig. II.7 : schéma bloc d'un système perturbé | 22 |
| Fig. II.8 : Simulation du système donné par la fonction $H(p)$ en Boucle ouvert | 23 |
| Fig. II.9 : Représentation des pôles de la fonction $H(p)$ sur le plan complexe | 24 |

| | |
|--|-----------|
| Fig. II.10 : Projection des pôles sur l'amortissement voulu | 25 |
| Fig. II.11 : Projection des pôles sur la verticale (P_c) | 26 |
| Fig. II.12 : Projection de pôles sur la verticale (P_f) | 27 |
| Fig. II.13 : Structure d'un régulateur RST applique à H(p)..... | 29 |
| Fig. II.14 : Simulation de H(p) en Boucle fermée avec régulateur RST..... | 30 |

Chapitre III

| | |
|--|-----------|
| Fig. III.1 : Le modèle simplifié de la MCC | 33 |
| Fig. III.2 : Schéma bloc de la commande appliquée à la MCC..... | 34 |
| Fig. III.3 : Positions des pôles du système | 37 |
| Fig. III.4 : La projection des pôles sur l'axe (P_c) | 38 |
| Fig. III.5 : La projection des pôles sur l'axe (P_f) | 39 |
| Fig. III.6.a : Résultat de la simulation de la MCC | 43 |
| Fig. III.6.b : Zoome sur la vitesse, temps de 0 à 3.5s | 44 |
| Fig. III.7 : Schéma bloc du régulateur appliqué sur le modèle simplifié de la MCC..... | 45 |
| Fig. III.8 : Simulation de la commande de la MCC avec modèle simplifié..... | 47 |
| Fig. III.9 : Structure d'un régulateur RST applique à la MCC avec bruit de mesure .. | 48 |
| Fig. III.10.a : Résultat de la simulation de la MCC avec bruit de mesure..... | 49 |
| Fig. III.10.b : Zoom sur la sortie sur un intervalle de temps 0 à 1s | 50 |
| Fig. III.11 : Le placement des pôles de la MCC | 51 |
| Fig. III.12.a : Résultats de commande de la MCC pour différentes valeurs de P_c et P_f | 52 |
| Fig. III.12.b : Zoom sur la sortie pour un temps de 0 à 1s..... | 53 |
| Fig. III.13 : L'erreur de poursuite entre les signaux de sortie et la référence..... | 53 |
| Fig. III.14 : Optimisation de la zone de robustesse..... | 54 |
| Fig. III.15 : Résultats obtenus avec (P_{c3} et P_{f3}) et (P_{c_opt} et P_{f_opt}) | 55 |
| Fig. III.16 : L'erreur entre les signaux de sortie et la référence..... | 56 |

Liste des tableaux

LISTE DES TABLEAUX

| | |
|---|-----------|
| Chapitre I | |
| Tab. I.1 : Paramètre de la MCC utilisé en simulation | 12 |
| Chapitre II | |
| Tab. III.1 : Les coefficients des différents polynômes | 42 |
| Chapitre III | |
| Tab. III.2 : Les coefficients des polynômes calculés | 46 |

sommaire

Introduction générale

| | |
|-----------------------------|----|
| Introduction générale | 01 |
|-----------------------------|----|

Chapitre I : Présentation et modélisation de la machine à courant continu

| | |
|---|----|
| I.1 : Introduction | 02 |
| I.2 : La constitution de la MCC | 02 |
| I.2.1 : L'inducteur | 02 |
| II.2.1 : L'induit | 03 |
| I.3 : Le principe de fonctionnement de la MCC | 05 |
| I.4 : Les différents types des Machine à courant continu | 06 |
| I.4.a : Machine à courant continu à excitation séparé | 06 |
| I.4.b : Machine à courant continu à excitation série | 06 |
| I.4.c : Machine à courant continu à excitation shunt | 07 |
| I.4.d : Machine à courant continu à excitation composée | 07 |
| I.4.e : Machine à courant continu à aimant permanent | 08 |
| I.5 : La modélisation de la MCC | 08 |
| I.6 : Simulation de la MCC en boucle ouvert | 12 |
| I.7 : Conclusion | 14 |

Chapitre II : Présentation et synthèse de la régulation RST robuste

| | |
|---|----|
| II.1 : Introduction | 15 |
| II.2 : Synthèse de la commande R, S et T | 15 |
| II.2.1 : Détermination des polynômes R et S | 16 |
| II.2.2 : Résolution de l'équation de Bézout | 16 |
| II.2.3 : Calcul du polynôme T | 18 |
| II.3 : Stratégie de placement de pôles robuste | 19 |
| II.4 : Application sur la calcul du régulateur R, S et T | 22 |
| II.4.1 : Système en boucle ouverte | 22 |
| II.4.2 : Détermination des degrés des polynômes R et S | 23 |
| II.4.3 : Stratégie de placement de pôles robuste | 24 |
| II.4.4 : Calcule de polynôme D | 27 |
| II.4.5 : Calcule de polynôme T | 28 |
| II.5 : Conclusion | 31 |

Chapitre III : Application de la commande RST robuste à la machine à courant continu

| | |
|---|-----------|
| III.1 : Introduction | 32 |
| III.2 : Performances des systèmes asservis | 32 |
| III.3 : Application de régulateur RST robuste sur La MCC..... | 33 |
| III.4 : Résultats de simulation de la MCC commandé par un régulateur RST..... | 42 |
| III.4.1 : Résultats de simulation de la MCC | 42 |
| III.4.2 : Simulation de la MCC si l'inductance au bornes de l'induit est négligeable | 44 |
| III.4.3 : Résultats de commande de la MCC en tenant compte du bruit de mesure | 47 |
| III.5 : Conclusion | 57 |

Introduction générale

***INTRODUCTION
GENERALE***

La technologie moderne a permis le développement des sciences tout en imposant l'exploration de domaines théoriques de plus en plus complexes. Parmi ces sciences en pleine expansion et intégrant rapidement l'apport des technologies modernes, on compte la commande électrique des systèmes. De nos jours, cette discipline fait partie des sciences de l'ingénieur, elle traite de la modélisation, de l'analyse, de la commande et de la régulation des systèmes dynamiques dans le domaine industriel [1].

Dans la plupart des processus industriels, les machines électriques ont une très grande importance dans l'industrie. En effet, la vitesse de rotation des machines électriques intervient dans beaucoup d'application industrielle. Les machines à courant alternatif, synchrone ou asynchrone, se prêtent bien à des applications où la vitesse est constante, requiert une commande beaucoup plus complexe pour réaliser un entraînement à vitesse variable. Par contre, pour le cas des machine à courant continu, on peut faire varier la vitesse de rotation d'une façon aisée, et il est donc très souvent nécessaire d'avoir recours à une loi de commande, [11] et [12]. La commande robuste basée sur le régulateur RST est une méthode qui a fait ses preuves et qui donne de bons résultats, grâce à l'action de régulateur RST qui améliore la rapidité, le rejet des perturbations et le filtrage, [7] et [10].

L'objectif de ce travail est d'appliquer une technique avancé de commande à un moteur à courant continu, il s'agit de la commande RST robuste (en utilisant la stratégie de placement de pôles robuste). Au début, notre travail est l'implémentation de cette commande sur une Carte DSPACE pour la commande d'un servo-moteur à courant continu, mais, à cause des contraintes imposées par le Covid19, notre travail sera limité à une étude théorique sans essais pratiques.

Le présent mémoire est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre, on va présenter un état de l'art sur le moteur à courant continu (MCC) et les différents modes d'excitation. Par la suite, on s'intéresse à la modélisation et à la simulation en boucle ouverte d'un moteur à courant continu.

Dans le deuxième chapitre on s'intéresse à la synthèse d'un régulateur à base de l'algorithme de la commande RST robuste, dont on va faire une étude générale détaillée de cette technique de commande. On va détailler également le protocole de placement de pôles robuste à travers un exemple, qui va donner les paramètres souhaités du régulateur robuste, où, les performances de la loi de commande doit être garanties.

Le troisième chapitre est consacré à l'application de cette commande RST robuste à la machine à courant continu, l'objectif est, bien sur après détermination des polynômes caractéristiques du régulateur, le réglage de vitesse et la poursuite de la référence, mais aussi, avoir une robustesse envers les perturbations externes et les bruits de mesures. Des tests de simulation seront donnés et expliqués.

On terminera ce manuscrit par une conclusion générale, mais surtout, en donnera des perspectives à ce travail.

Chapitre 1

I.1. Introduction :

Une machine à courant continu est un convertisseur électromécanique permettant la conversion bidirectionnelle d'énergie, le fonctionnement peut être en mode moteur ou génératrice, tout dépend de son rôle dans une installation électrique, mais il est toujours parcourue par un courant continu et donne ou reçoit une énergie mécanique [1], [3].

Les machines à courant continu restent très utilisées dans le domaine des puissances moyennes tel que de l'automobile, la robotique et les servo-systèmes...etc. Dans le domaine des puissances supérieures au mégawatt tel que les sous-marins qui sont les systèmes plus utilisateurs des machines à courant continu, c'est pour assurer leur propulsion [2].

Dans ce chapitre, nous allons présenter la machine à courant continu, nous débutons par les principes de base qui intervient, les principes de fonctionnement, les types et les modes d'excitation possible. Ensuite, nous présenterons la modélisation de la MCC avec une petit simulation du modèle on boucle ouverte.

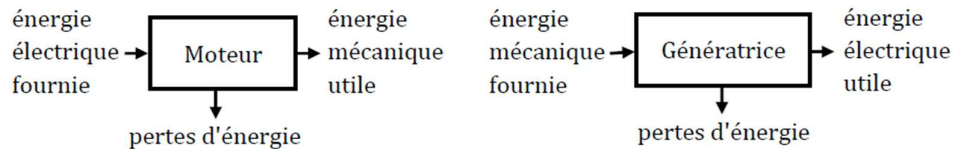


Fig. I.1 : Modes de fonctionnement de la MCC.

I.2. La constitution de la MCC :

La machine à courant continu est composé de deux principaux partie sont :

- L'inducteur.
- L'induit.

I.2.a. L'inducteur :

C'est la partie fixe de la MCC appelée aussi le stator (Fig. I.2), qui est à l'origine de la circulation d'un flux magnétique longitudinal fixe créée soit par un aimant permanent soit par un électroaimant alimenter en courant continu.

Ce dernier est constitué des bobines, branché en série. Les bobines enroulées au tour des noyaux polaires qui sert le passage du flux produit par les bobines vers l'entrefer sont la source la force magnétomotrice nécessaire à la production du flux. Les noyaux polaires sont formées de

tôles d'acier doux et porté par une partie de la carcasse généralement en fonte d'acier appelée : Culasse. L'entrefer est l'espace d'air séparant la surface de l'induit de celle des noyaux polaires et comme l'induit et l'inducteur sont construits avec des matériaux de faible réluctance, la majeure partie de la force magnétomotrice sert à pousser le flux à travers l'entrefer. Donc l'entrefer doit être le moins possible.

Le nombre de pôles que porte l'inducteur d'une machine à courant continu dépend surtout de la grosseur de la machine. Plus une machine est puissante et plus sa vitesse est basse, plus grand sera le nombre de pôles. Les bobines d'un inducteur multipolaire sont connectées de façon à ce que les pôles adjacents soient de polarités magnétiques opposées [2].



Fig. I.2 : Schéma représente un stator à aimant permanent à droite et l'autre à électroaimant à gauche de la MCC.

I.2.b. L'induit :

L'induit ou bien le rotor est la partie mobile de la MCC, représenté par un cylindre ferromagnétique feuilleté constitué d'encoches dans lesquelles sont répartie des conducteurs (Fig. I.3).



Fig. I.3 : Schéma représente le rotor de la MCC.

L'ensemble de deux conducteurs sont relié presque diamétralement opposés pour constituer une spire, donc les deux extrémités d'une spire sont soudées à deux lames conductrices isolées entre elles du collecteur (Fig. I.4).

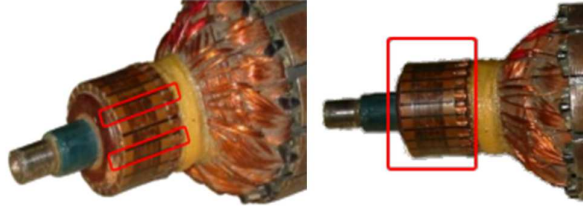


Fig. I.4 : Schéma représente le collecteur d'induit de la MCC.

Chaque encoche, contient un enroulement d'un nombre déterminé des spires. Dans le cas le plus simple, toutes les spires sont formées des faisceaux qui forment un bobinage fermé sur lui-même (Fig. I.5).

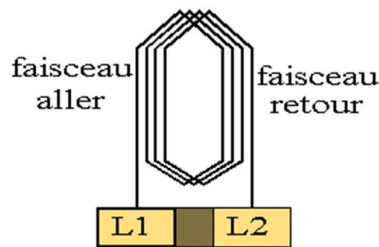


Fig. I.5 : Schéma représente un faisceau.

Comme le courant électrique provient généralement d'une source extérieure fixe, pour ne emmêler pas les fils lors de la rotation, les bobines du rotor sont alimentées par des contacts électriques frottant, via des balais en charbons fixé sur le stator frottent sur le collecteur qui est en rotation avec l'arbre du l'induit (Fig. I.5).

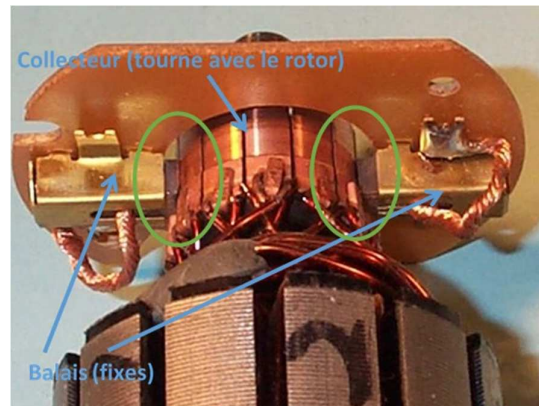


Fig. I.5 : Schéma représente le collecteur d'induit de la MCC.

I.3. Le principe de fonctionnement de la MCC :

Le principe de fonctionnement de la MCC repose sur un phénomène de l'électromagnétique. L'inducteur permet la création d'un champ magnétique fixe et comme le rotor alimenté par un courant continu circule dans une spire mais dans deux sens opposés de chaque côté de la spire. Ainsi par l'interaction avec le champ inducteur, ils créent deux forces, appelée la force de Laplace (Fig. I.6) qui tendent toutes deux à faire tourner l'induit dans un sens. Pour que l'induit faire un tour complet, il faut inverser le courant dans les spires actifs à chaque demi-tour par le collecteur.

- **Loi de Laplace :** le principe est basé sur un conducteur sur deux rails parcouru par un courant et plonger dans le champ magnétique d'un aimant, ce conducteur se déplace dans un sens parce qu'il est soumis à une force électromagnétique qui crée par l'interaction du champ magnétique et du courant.

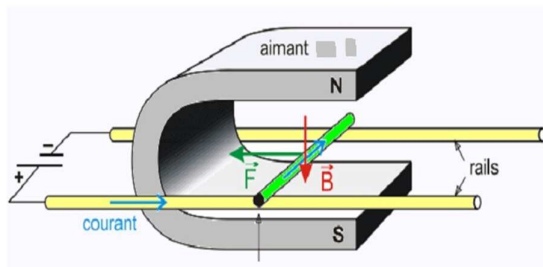


Fig. I.6 : Schéma représente le principe de la loi de Laplace.

La force de Laplace crée un couple entraînant la rotation du l'induit, de cette rotation résulte une variation du flux traversant les conducteurs du rotor qui engendre une force électromotrice à ces bornes, représenté par la loi de Faraday (Fig. I.7).

- **Loi de Faraday :** Si une spire se trouve soumise à une variation de flux magnétique (variation de la valeur du champ, changement d'orientation du champ ou modification de l'inclinaison de la spire dans le champ), cette variation crée une force électromotrice aux bornes de la spire.

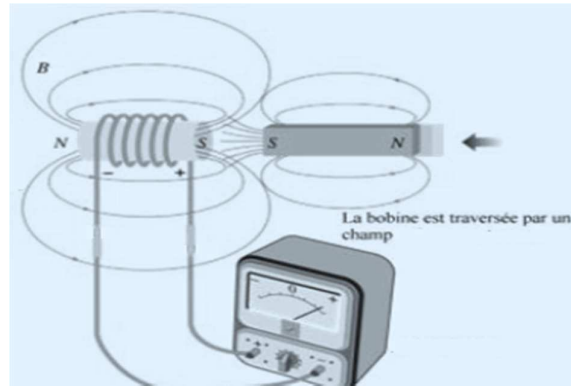


Fig. I.7 : Schéma représente le principe de la loi de Faraday.

I.4. Les différents types des Machine à courant continu :

En tenant compte que du mode d'excitation de la machine, différent modèle de la MCC peut être cités, à savoir :

I.4.a. Machine à courant continu à excitation séparé :

Dans ce modèle, l'inducteur et l'induit sont alimentés par deux sources indépendantes (Fig. I.8). Ce type est caractérisé par une vitesse réglable sur un large marge à travers le réglage de la tension d'alimentation d'induit (nous considérons la tension d'alimentation de l'inducteur fixe), en ajoutant un convertisseur statique.

Ce type des machines offre un couple important avec une faible vitesse. Le domaine d'utilisation : les ascenseurs, les grues et les ponts [4].

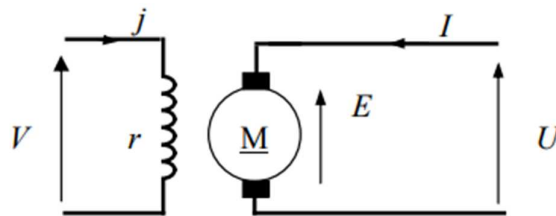


Fig. I.8 : Schéma équivalent du la MCC à excitation séparé.

I.4.b. Machine à courant continu à excitation série :

Le bobinage du stator est connecté en série au bobinage du rotor (Fig. I.9). Le contrôle de la vitesse est effectué en variant la tension d'alimentation. Cependant, ce type de moteur offre un contrôle médiocre de la vitesse et lorsque le couple de charge du moteur augmente, sa vitesse

chute. Ces moteurs sont utilisés dans les applications exigeant un couple de démarrage élevé (mais pas la vitesse) comme les automobiles, les palans et grues.

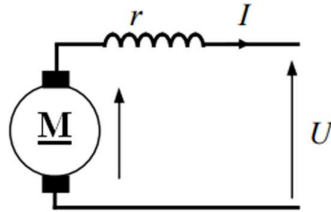


Fig. I.9 : Schéma équivalent du la MCC à excitation série.

I.4.c. Machine à courant continu à excitation shunt :

Dans ce type de cette machine, l'enroulement du stator et du rotor sont connectés en parallèle (Fig. I.10). Ce qui lui permet de fournir un couple plus élevé, sans réduction de vitesse lors d'une augmentation du courant de moteur.

Son couple de démarrage est moyen avec une vitesse constante, il convient donc aux applications telles que les tours, aspirateurs, convoyeurs et meuleuses.

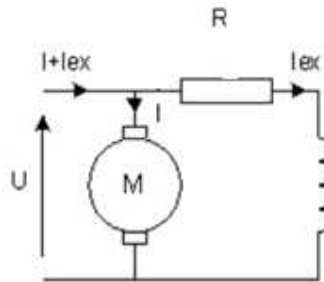


Fig. I.10 : Schéma équivalent du la MCC à excitation shunt.

I.4.d. Machine à courant continu à excitation composée :

La machine à excitation composé comprend à la fois un enroulement inducteur série et enroulement shunt qui sont en générale raccordés de façon à ce que leurs champs s'additionnent (Fig. I.11).

Cette disposition à deux enroulements permet d'obtenir des caractéristiques qui sont intermédiaires entre celles du moteur à excitation shunt et celles du moteur à excitation série. Ce type de moteur possède un couple de démarrage élevé et offre une large variation de vitesse. Il est utilisé pour piloter des compresseurs, pompes centrifuges à tête variable, presses rotatives, scies circulaires et machines de cisaillement [5].

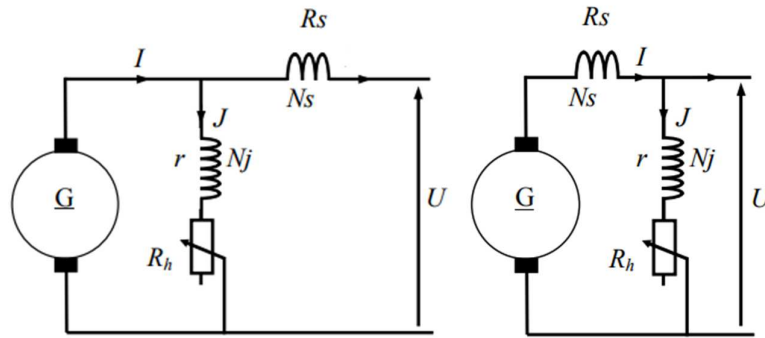


Fig. I.11 : Schéma équivalent du la MCC à excitation composée (court dérivation à droit et longue dérivation à gauche).

I.4.e. Machine à courant continu à aimant permanent :

Dans ce modèle, on remplace le circuit bobiné de l’inducteur par un aimant permanent, ce type est utilisé dans des applications où une commande précise (en termes de poursuite) et un couple faible sont nécessaires, telles que dans la robotique et les servo-systèmes (Fig. I.12).

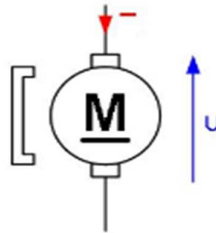


Fig. I.12 : Schéma équivalent du la MCC à aimant permanent.

I.5. La modélisation de la MCC :

Le moteur à courant continu peut être modélisé de différentes manières, dans la plus part des cas il peut être considéré comme un système à deux partie, inducteur et induit, où l’entrée est la tension de l’induit $u(t)$, la sortie est la vitesse de rotation ou la position de l’arbre moteur. L’induit est modélisé par une résistance en série avec une inductance et une force contre électromotrice.

Le schéma équivalent simplifié peut être donné comme le montre la figure ci-dessous, qui représente le schéma fonctionnel de la MCC à excitation séparé où nous avons considéré la tension d’alimentation de l’inducteur fixe.

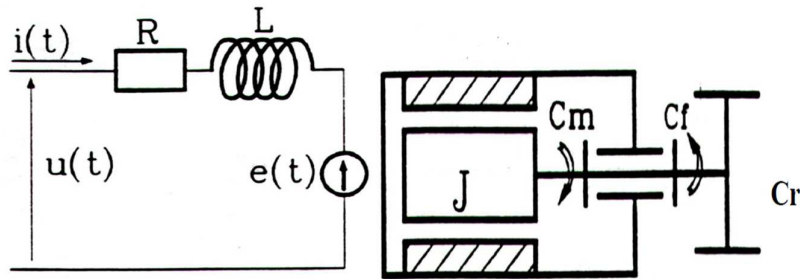


Fig. I.13 : Schéma fonctionnel de la MCC.

À travers ce schéma simplifié de la MCC, et à partir des deux parties électrique et mécanique, on peut déduire les équations différentielles régissant le comportement du moteur :

$$u(t) = e(t) + R \cdot i(t) + L \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (\text{I.1})$$

$$J \cdot \frac{dw(t)}{dt} = C_m(t) - C_r(t) - C_f(t) \quad (\text{I.2})$$

Avec :

$$e(t) = K_e \cdot w(t) \quad (\text{I.3})$$

$$C_m(t) = K_c \cdot i(t) \quad (\text{I.4})$$

$$C_f(t) = a \cdot w(t) \quad (\text{I.5})$$

$$w(t) = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (\text{I.6})$$

Rappelant que :

| | | |
|-------------|-------------------------------------|----------|
| $u(t)$ | : La tension aux bornes de l'induit | en V |
| $e(t)$ | : Force électromotrice (f.e.m) | en V |
| $i(t)$ | : Courant dans l'induit | en A |
| $w(t)$ | : Pulsation de rotation du moteur | en rad/s |
| $C_m(t)$ | : Couple moteur | en N.m |
| $C_r(t)$ | : Couple résistant | en N.m |
| $C_f(t)$ | : Couple de frottement | en N.m |
| $\theta(t)$ | : Position du rotor | en rad |

De plus :

| | | |
|-------|--------------------------------------|-----------------------------|
| K_e | : Constante de la f.e.m | en V/rad/s |
| K_c | : Constante de couple | en N.m/A |
| a | : Coefficient de frottement visqueux | en N.m.rad ⁻¹ .s |
| J | : Moment d'inertie | en kg.m ² |
| L | : Inductance aux bornes de l'induit | en H |
| R | : Résistance aux bornes de l'induit | en Ω |

Afin d'avoir le modèle du système sous forme de fonction de transfert (passer du domaine temporel au domaine fréquentiel) on utilise les transformations de Laplace, on obtient :

$$U(p) = E(p) + R.I(p) + L.p.I(p) \tag{I.7}$$

$$J.p.W(p) = C_m(p) - C_r(p) - C_f(p) \tag{I.8}$$

Et :

$$E(p) = K_e.W(p) \tag{I.9}$$

$$C_m(p) = K_c.I(p) \tag{I.10}$$

$$C_f(p) = a.W(p) \tag{I.11}$$

$$W(p) = p.\theta(p) \tag{I.12}$$

Le schéma bloc qui représente le système est donné, d'après les équations précédentes, comme suit :

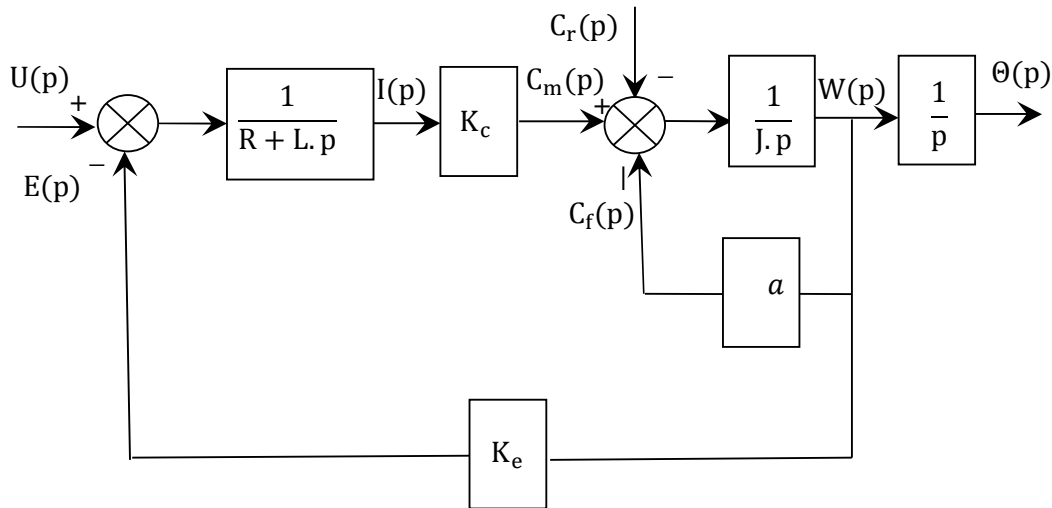


Fig. I.14 : Schéma bloc de la MCC en domaine fréquentiel.

On peut remarquer à partir du schéma bloc que cette machine (MCC) est un système à deux entrées et une sortie, pour déterminer, alors, la fonction de transfert générale de la MCC on passe par deux étapes :

- Cas 1, couple résistant C_r est nul :

De (8), (10) et (11), on peut déduire :

$$I(p) = \frac{Jp+a}{K_c}.W(p) \tag{I.13}$$

Et de (7), (9), (13). On détermine alors la fonction de transfert du modèle si $C_r = 0$, elle peut être, nommée $H_1(p)$ et donnée par :

$$H_1(p) = \frac{W(p)}{U(p)} = \frac{\frac{K_c}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}}{\left(\frac{J \cdot L}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}\right) p^2 + \left(\frac{J \cdot R + a \cdot L}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}\right) p + 1} \quad (I.14)$$

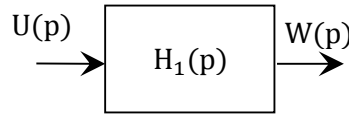


Fig. I.15 : Schéma bloc de la MCC, cas où le couple résistant est nul.

- Cas 2, cas où la tension d'alimentation est nulle :

De (7) et (9). On déduit :

$$I(p) = -\frac{K_e}{L \cdot p + R} \cdot W(p) \quad (I.15)$$

Mais aussi de (8), (10), (11) et (15), on détermine la fonction de transfert du modèle si on pose $u = 0$, elle est notée $H_2(p)$ et donnée comme suit :

$$H_2(p) = \frac{W(p)}{C_r(p)} = -\frac{\frac{L \cdot p + R}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}}{\left(\frac{J \cdot L}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}\right) p^2 + \left(\frac{J \cdot R + a \cdot L}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}\right) p + 1} \quad (I.16)$$

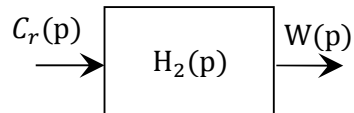


Fig. I.16 : Schéma bloc de la MCC, cas où la tension d'alimentation est nulle.

En fin, de l'équation (14) et (16) on peut déduire la fonction de transfert de la MCC dans le cas générale, elle est donné par :

$$H(p) = \frac{\frac{K_c}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}}{\left(\frac{J \cdot L}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}\right) p^2 + \left(\frac{J \cdot R + a \cdot L}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}\right) p + 1} \cdot U(p) - \frac{\frac{L \cdot p + R}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}}{\left(\frac{J \cdot L}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}\right) p^2 + \left(\frac{J \cdot R + a \cdot L}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}\right) p + 1} \cdot C_r(p) \quad (I.17)$$

Sous forme de bloc, le schéma suivant donne le principe :

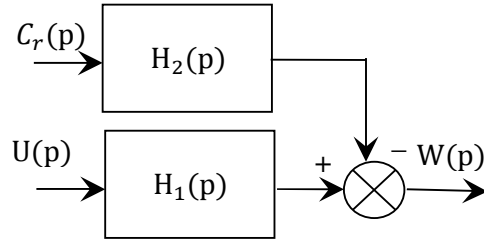


Fig. I.17 : Schéma bloc général de la MCC.

I.6. Simulation de la MCC en boucle ouvert :

Pour vérifier la validité du modèle et de vérifier le comportement de la machine, nous allons effectuer un test de simulation en boucle ouverte BO, pour faire cela, nous avons choisi une machine à courant continu dont les caractéristiques et les paramètres sont donnés par le tableau suivant [6] :

Tab. I.1 : Paramètre de la MCC utilisé en simulation.

| | | | |
|--------------------------|--------------------------|-------------------------------|---|
| $P_n = 3500 \text{ w}$ | $W_n = 1750 \text{ rpm}$ | $J = 0.05415 \text{ Kg. m}^2$ | $a = 0.002953 \text{ N. m. rad}^{-1}. \text{s}$ |
| $V_{an} = 240 \text{ v}$ | $I_{an} = 16 \text{ A}$ | $V_f = 300 \text{ v}$ | $M = 0.9483 \text{ H}$ |
| $R = 2.581 \Omega$ | $L = 0.0024 \text{ H}$ | $R_f = 281.3 \Omega$ | $L_f = 156 \text{ H}$ |

Généralement, les coefficients K_e et K_c ont la même valeur (ou presque) dans les machines à courant continu ce qui implique :

$$K_e = K_c = K$$

Alors, on va calculer le coefficient K , du fait qu'il n'est pas donné, c'est à partir des données disponibles sur le tableau :

Le couple nominale :

$$C_{en} = P_n / W_n = 3500 / (1750 \times 2\pi / 60) = 19.1 \text{ N. m}$$

$$P_n = I_{an} \times E = I_{an} \times K \times W_n = C_{en} \times W_n \Rightarrow K = C_{en} / I_{an}$$

Ce qui nous donne :

$$K = 19.1 / 16 = 1.193.$$

Dans notre simulation de la MCC, nous avons choisi une période de 5 secondes et un profil de tension et de couple résistant variable, comme le montre la figure(I.18).

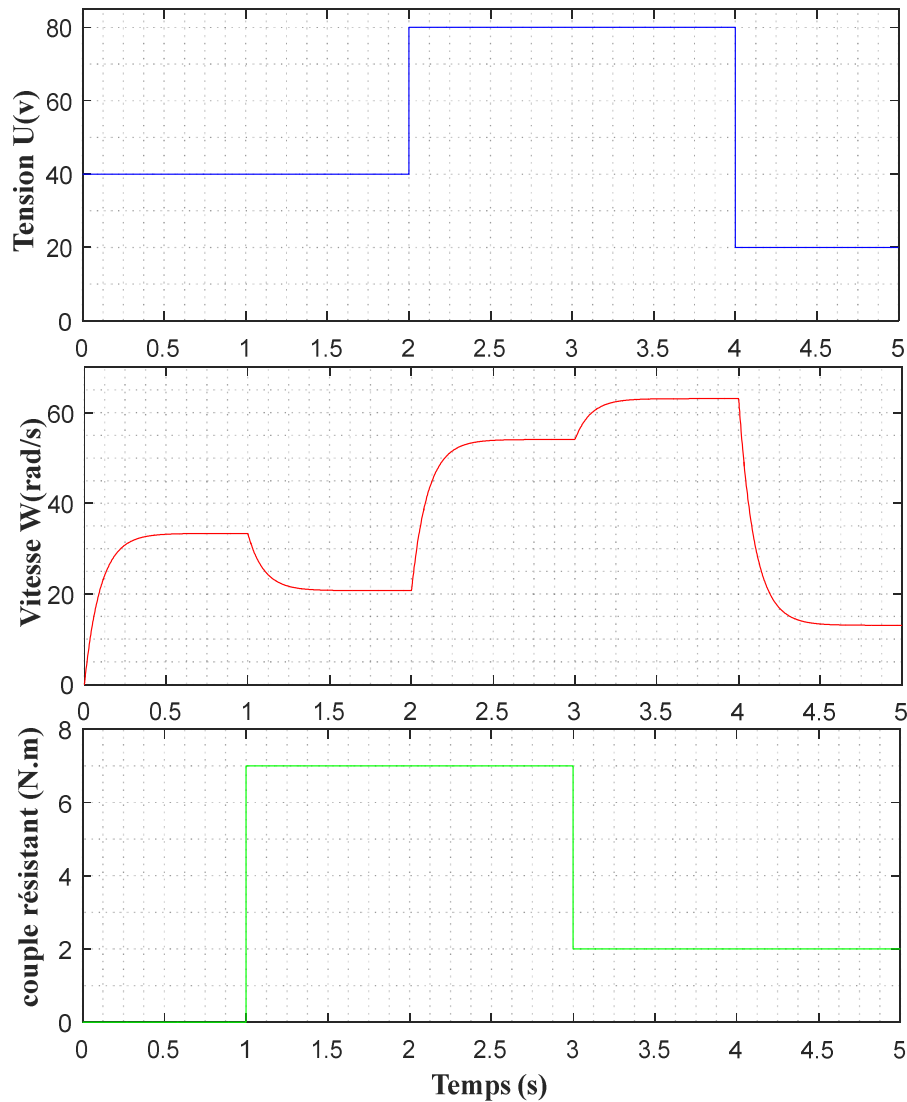


Fig. I.18 : Simulation de la MCC en Boucle ouverte.

Ce test représente une simulation en boucle ouverte de la machine, où, nous avons introduit une tension d'alimentation (considérée comme première entrée du modèle) sous forme d'un échelon de la MCC, cette tension a subi une variation brusque à l'instant 2 secondes, de plus, un couple de charge variable est appliqué comme charge à la machine (et comme deuxième entrée au modèle). En conséquence, le système a répondu par une vitesse de rotation variable (sortie du système). La valeur de la vitesse de rotation dépend de la valeur de la tension d'alimentation de sortie (les instants 0, 2 et 4 secondes), mais aussi, au moment où le couple de charge apparaît, la vitesse est diminuée et le contraire (les instants 1 et 3 secondes). Les résultats

obtenus sont logiques et le modèle montre satisfaisant en l'absence d'une boucle de commande qui sera ajouté dans les prochaines parties du travail.

I.7. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons donné quelque généralité sur les MCC, une petite description, la constitution et son principe de fonctionnement. Nous avons donné également une brève introduction sur la convention bidirectionnelle de l'énergie électrique à l'énergie mécanique. Ensuite, nous avons donné les différents types de la MCC, avec une partie de modélisation de la machine à courant continu à excitation séparé (qui sera l'objet de notre étude), où, nous avons étudié ses caractéristiques et modèles d'une manière simple. A la fin du chapitre, nous avons effectué une simulation en boucle ouverte pour voir la validité et le comportement obtenu du système qui doit être logique, et d'ailleurs, il nous a donné et montré une remarque importante sur l'effet du couple résistant et de la variation de tension d'entrée sur la vitesse de rotation de la MCC.

La recherche d'une sortie commandée et d'un système performant en boucle fermée nous conduit à la recherche des méthodes qui nous permettent d'avoir des performances élevées que ce soit en terme de poursuite ou de robustesse, nous avons opté à la commande robuste RST qui sera détaillée dans ce chapitre suivant.

Chapitre 2

II.1. Introduction :

La technique de régulation RST est réalisée en vue d'améliorer les performances de la commande. Le principe est basé sur la résolution de l'équation de Bézout qui conduit à l'identification des polynômes R, S et T, permettant ainsi de limiter largement les effets de perturbation et d'atteindre d'excellentes performances de compensation avec une très bonne robustesse [7].

La diversité des structures de commande RST disponibles aujourd'hui est essentiellement liée aux objectifs donnés par le cahier de charge d'une part et à la qualité du modèle du procédé d'autre part. Ces structures doivent respecter les objectifs suivants :

- Stabilité de la boucle.
- Rejet des perturbations.
- Suivi la référence.

Le principe de la commande RST peut-être donné par la figure suivante :

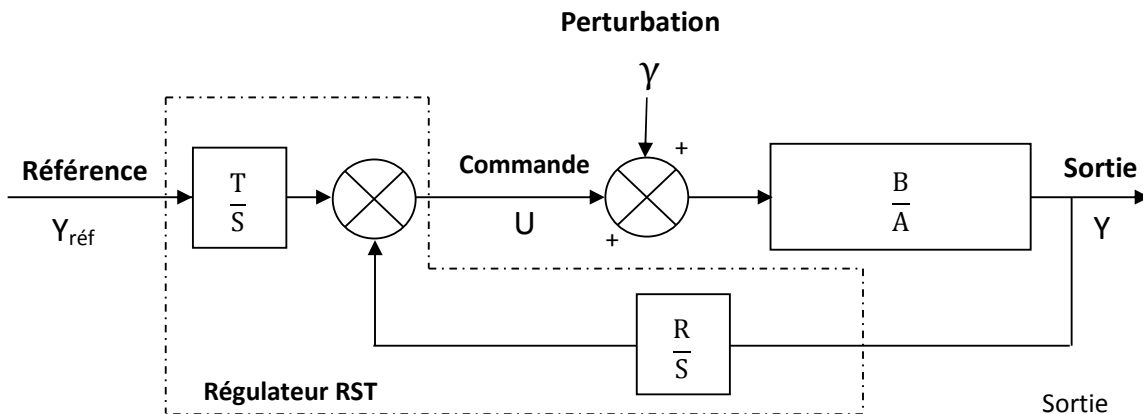


Fig. II.1 : Structure d'un régulateur numérique de type RST.

II.2. Synthèse de la commande R, S et T [7] :

Un régulateur de type RST est un régulateur polynomial et se présente comme une alternative intéressante aux régulateurs de type Proportionnel – Intégral [7]. Il permet de mieux gérer le compromis rapidité et performances. Les éléments R, S et T sont des polynômes dont le degré est fixé suivant le degré des fonctions de transfert de poursuite et de régulation en boucle ouverte. Ils sont calculés à l'aide d'une stratégie de placement de pôles robuste. Cette stratégie permet le réglage des performances de l'asservissement à l'aide de seulement deux paramètres

de synthèses (T_c, T_f) . Ces paramètres sont respectivement des horizons de commandes et de filtrages à partir desquels sera définie la région où les pôles en boucle fermée seront placés.

Soit le système corrigé de la figure (Fig. II.1) de fonction de transfert $\frac{B}{A}$, $Y_{réf}$ représente la référence de la grandeur à asservir et γ la perturbation. La régulation du système par placement de pôles robuste consiste à placer une fonction de transfert $\frac{R}{S}$ sur la boucle de retour et une fonction $\frac{T}{S}$ appliquée à la référence, où R, S et T sont des polynômes.

Compte tenu de la structure de régulation choisie (Fig. II.1), la sortie du système Y en boucle fermée s'écrit :

$$H_{BF}(P) = \frac{T(P).B(P)}{A(P).S(P) + B(P).R(P)} Y_{réf} + \frac{S(P).B(P)}{A(P).S(P) + B(P).R(P)} \gamma \quad (II.1)$$

II.2.1. Détermination des polynômes R et S :

Le choix du dénominateur D(P) de la fonction de transfert du système bouclé impose à R et S de vérifier l'équation Bézout suivante :

$$D(P) = A(P).S(P) + B(P).R(P) \quad (II.2)$$

La dynamique de la régulation et du rejet de perturbation est fixée par les pôles de D(p). Il faut les choisir afin d'assurer un rejet de perturbation satisfaisant (en terme de rapidité et de dépassement).

II.2.2. Résolution de l'équation de BÉZOUT :

Il convient d'abord d'analyser les degrés des polynômes du régulateur RST, le système d'origine $\frac{B(p)}{A(p)}$ et le régulateur $\frac{R(p)}{S(p)}$ étant propres, le degré de $(D(p))$ est déterminé par celui

du produit $A(p).S(p)$, ce qui implique donc :

$$Deg(D) = deg(AS) = deg(A) + deg(S) \quad (II.3)$$

Le théorème de placement de pôles robuste montre qu'en choisissant en régulateur strictement propre, c'est-à-dire :

$$deg(S) = deg(R) + 1 \quad (II.4)$$

L'égalité des coefficients de puissance de p dans chacun des deux membres de l'équation se traduit par un système d'équation linéaire en nombre d'équation égale à $deg(D) + 1$. Pour R on a $deg(R) + 1$ coefficients et pour S on a $deg(S)$ coefficients

$$Deg(R) + 1 + deg(S) \geq deg(D) + 1 \quad (II.5a)$$

$$Deg(R) + 1 + deg(S) \geq deg(A) + deg(S) + 1 \quad (II.5b)$$

On peut écrire

$$deg(R) \geq deg(A) \quad (II.5c)$$

À fin que la solution soit unique et pour une régulation est strictement propres nous aurons finalement :

$$\begin{aligned} Deg(R) &= deg(A) = n \\ Deg(S) &= deg(R) + 1 = n + 1 \end{aligned} \quad (II.6)$$

$$Deg(D) = deg(A) + deg(S) = 2n + 1$$

Supposons que la perturbation γ soit de type constant. D'après l'équation (II.1), pour que la perturbation soit rejetée il faut que la fonction de transfert soit nulle en régime permanent Pour cela nous imposons $S(0) = 0$

Selon le degré du polynôme $S(p)$ nous pouvons alors développer le système linéaire suivant :

$$\begin{aligned} B(p) &= b_{(n-1)}P^{(n-1)} + b_{(n-2)}P^{(n-2)} + \dots + b_1P^1 + b_0 \\ A(p) &= a_nP^n + a_{(n-1)}P^{(n-1)} + a_{(n-2)}P^{(n-2)} + \dots + a_1P^1 + a_0 \\ R(p) &= r_nP^n + r_{(n-1)}P^{(n-1)} + r_{(n-2)}P^{(n-2)} + \dots + r_1P^1 + r_0 \\ S(p) &= s_{(n+1)}P^{(n+1)} + s_{(n)}P^{(n)} + s_{(n-1)}P^{(n-1)} + \dots + s_1P^1 \\ T(p) &= t_{(n+1)}P^{(n+1)} + t_{(n)}P^{(n)} + t_{(n-1)}P^{(n-1)} + \dots + t_1P^1 + t_0 \\ D(p) &= d_{(2n+1)}P^{(2n+1)} + d_{2n}P^{2n} + d_{2n-1}P^{2n-1} + \dots + d_1P^1 + d_0 \end{aligned} \quad (II.7)$$

A partir des équations (II.7) on trouve la matrice de Sylvester suivant:

$$\begin{bmatrix} a_n & 0 & \cdots & 0 & b_n & 0 & \cdots & 0 \\ a_{n-1} & a_n & \ddots & 0 & b_{n-1} & b_n & \ddots & \vdots \\ \vdots & a_{n-1} & \ddots & 0 & \vdots & b_{n-1} & \ddots & 0 \\ a_0 & \vdots & \ddots & a_n & \vdots & \vdots & \ddots & b_n \\ 0 & a_0 & \ddots & a_{n-1} & b_0 & \vdots & \ddots & b_{n-1} \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots & 0 & b_0 & \ddots & \vdots \\ 0 & \vdots & \ddots & a_0 & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 & b_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{n+1} \\ s_n \\ \vdots \\ s_1 \\ r_n \\ r_{n-1} \\ \vdots \\ r_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{2n+1} \\ d_{2n} \\ d_{2n-1} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ d_1 \\ d_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Une fois le système de Sylvester trouvé, on peut tirer directement les coefficients des polynômes R et S.

II.2.3. Calcul du polynôme T :

En régime permanent, l'objectif de la commande est d'obtenir un gain statique unitaire c'est-à dire :

$$\frac{Y}{Y_{ref}} = 1 \Rightarrow \lim_{p \rightarrow 0} \left(\frac{T(P).B(P)}{A(P).S(P)+B(P).R(P)} \right) = 1 \quad (\text{II.9})$$

Pour cela il suffit de choisir un polynôme $T(p)$ qui vérifie : $T(0) = R(0)$.

Pour réaliser un compromis entre les performances et la robustesse, le polynôme $D(p)$ va être factorisé en produit de deux polynômes

$$D(p) = C(p).F(p) \quad (\text{II.10})$$

Où $C(p)$ est de degré n . Cela permet de répartir les modes en boucle fermée en pôles de filtrage (pôles de $F(p)$) et pôles de commande ou poursuite (pôles de $C(p)$).

Dans l'objectif de réaliser cette factorisation, deux paramètres de synthèse sont employés :

- Un horizon de commande : T_c
- Un horizon de filtrage : T_f

Avec le pôle de polynôme de commande est défini par :

$$P_c = -\frac{1}{T_c} \quad (\text{II.11})$$

Et le pôle de polynôme de filtrage est :

$$P_f = -\frac{1}{T_f} \quad (\text{II.12})$$

Pour dissocier la poursuite et la régulation, nous cherchons alors à faire dépendre le terme $\frac{BT}{AS + BR}$ uniquement de C . Pour cela, On pose $T = h.F$ (où h est un réel)

$$\text{Nous avons alors : } \frac{BT}{AS + BR} = \frac{BT}{D} = \frac{BhF}{CF} = \frac{Bh}{C}.$$

$$\text{Or } T(0) = R(0) \text{ soit : } h = \frac{R(0)}{F(0)}$$

II.3. Stratégie de placement de pôles robuste :

Nous déduisons les pôles en boucle ouverte en effectuant dans l'ordre les opérations suivante :

- les pôles instables sont remplacés par leurs symétriques par rapport à l'axe imaginaire.
- les pôles complexes peu amortis sont ramenés à l'amortissement spécifié.
- les pôles trop lents à droite de la verticale P_c sont ramenés à cette verticale.
- Les pôles de polynôme P_f déduire selon la même procédure mais seulement, on ajout un pôle $P_0 = 0$ pour obtenir $n+1$ pôles pour le polynôme $(f(p))$.

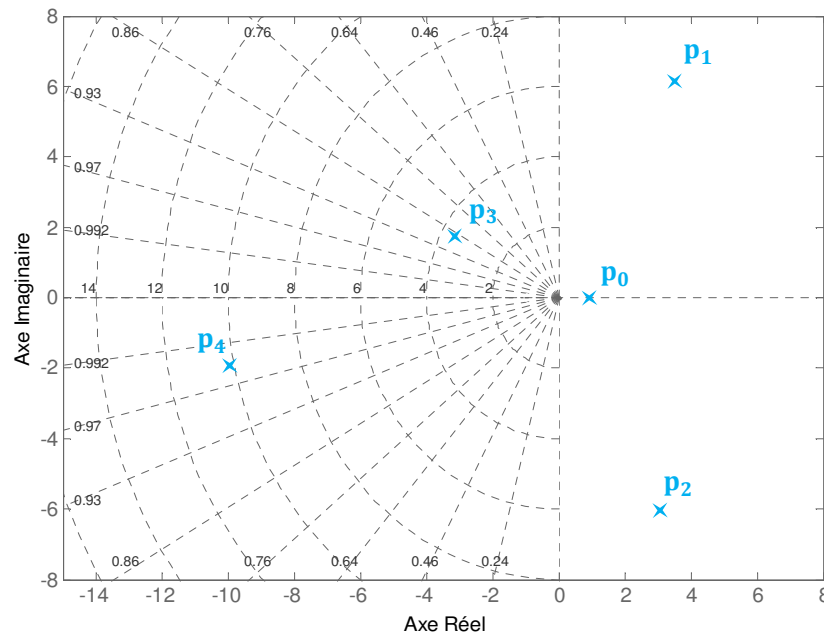


Fig. II.2 : Une distribution aléatoire des pôles.

Les pôles dans la zone instable (p_0, p_1 et p_2) sont remplacés par leurs symétriques par rapport à l'axe imaginaire comme il est montré dans la figure (II.3) :

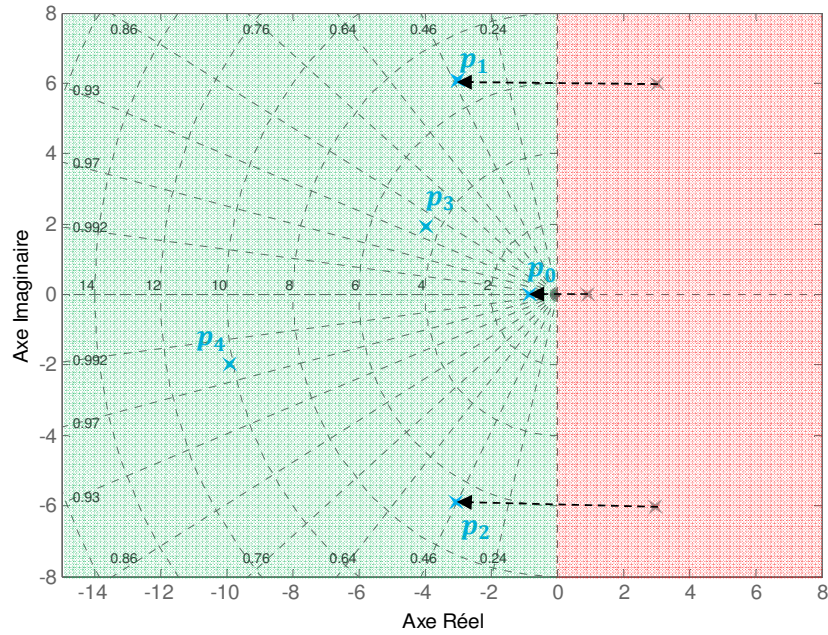


Fig. II.3 : Transformation des pôles instables dans la zone de stabilité.

Les pôles dans la zone stable peu amortie (p_1 et p_2) sont ramenés à l'amortissement spécifié ($\lambda = 0.76$) comme est montré dans la figure(II.4) :

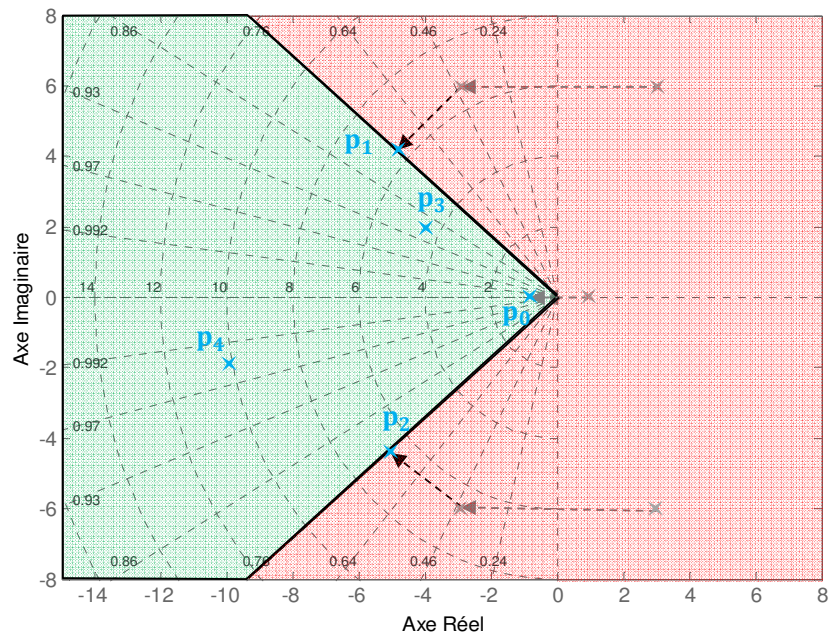


Fig. II.4 : Projection des pôles peu amortie sur $\lambda = 0.76$.

Les pôles dans la zone lente amortie (p_0, p_1, p_2 et p_3) à droite de la verticale P_c (horizon de commande) sont ramenés à cette verticale, comme est montré dans la figure(II.5) :

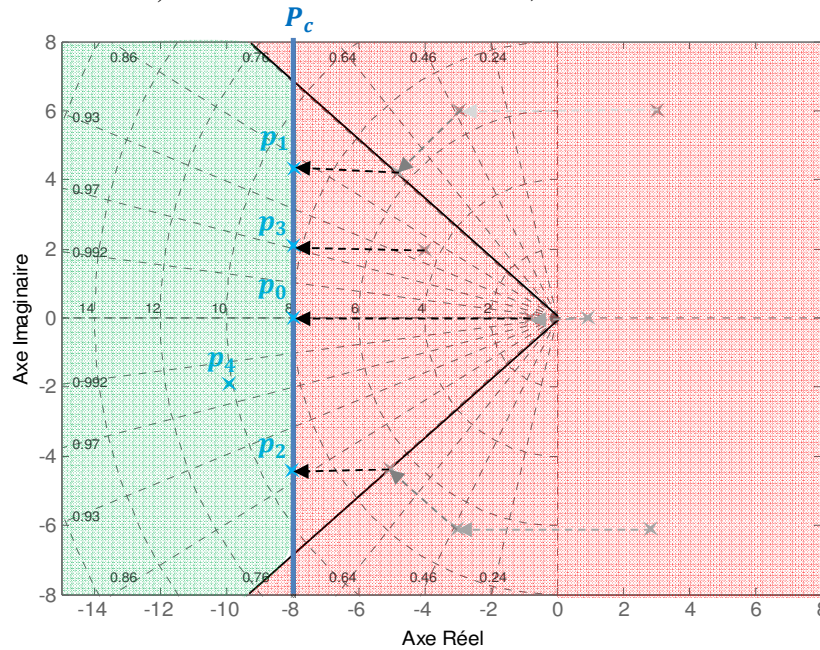


Fig. II.5 : Projection des pôles lents sur la verticale P_c .

Les pôles (p_0, p_1, p_2, p_3 et p_4) dans la zone à droite de la verticale P_f (horizon de filtrage) sont ramenés à cette verticale ; $p_5 = 0$ s'ajoute à fin d'obtenir $n+1$ pôles pour le polynôme $F(p)$ comme est montré dans la figure(II.6).

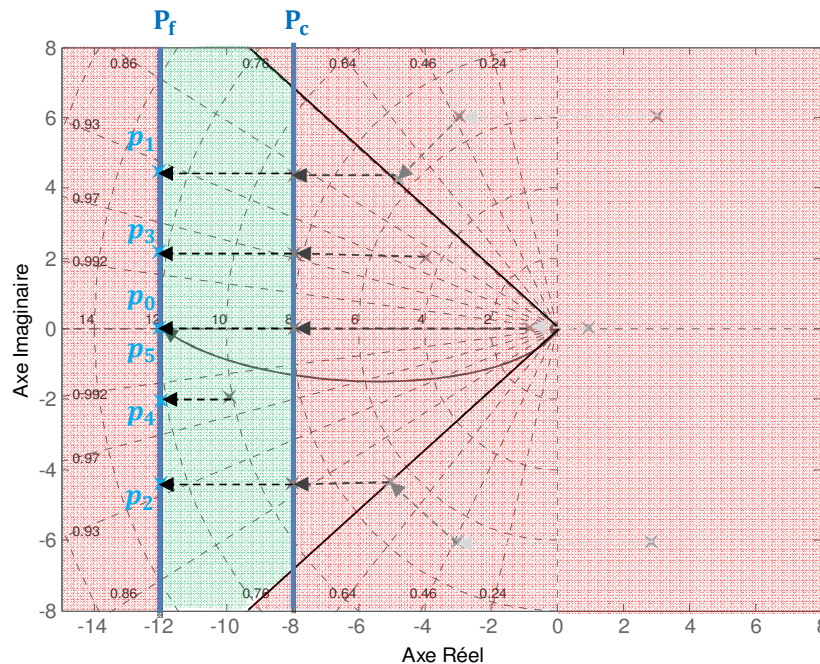


Fig. II.6 : Projection des pôles sur la verticale P_f .

La stratégie de placement de pôles robuste et le réglage de la loi de commande se résume au choix des horizons de filtrage et commande.

Cependant, les inconvénients de ce type de régulateur résident tout d'abord dans son ordre élevé et ensuite dans l'impact peu explicite des paramètres de synthèse sur les performances de l'asservissement [7].

II.4. Application sur le calcul du régulateur R, S et T :

II.4.1. Système en boucle ouverte :

Un système est donné par la fonction de transfert $H(p)$, il peut être considéré comme un système perturbé comme illustre le schéma bloc suivant :

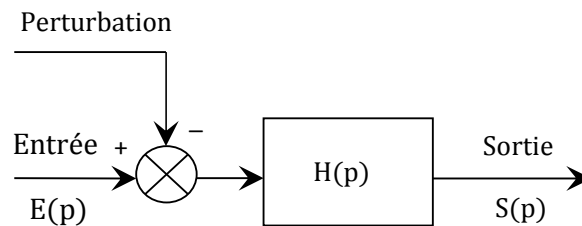


Fig. II.7 : schéma bloc d'un système perturbé.

$$H(p) = \frac{B(p)}{A(p)} = \frac{25}{p^3 + 10p^2 + 41p + 50} \quad (\text{II.13})$$

Avec : $b_0 = 25$, $a_3 = 1$, $a_2 = 10$, $a_1 = 41$ et $a_0 = 50$.

Le choix des coefficients de notre système (coefficient de la fonction de transfert) est arbitraire, qu'il nous donne une fonction de transfert d'un système stable. Nous rappelons que notre objectif est pour voir et d'expliquer les étapes de synthèse de notre régulateur.

Les résultats de simulation du système donné par $H(p)$, en boucle ouverte, sont données par cette figure (Fig. II.8) ; nous pouvons remarquer que la sortie dépend de l'entrée, mais de plus, la sortie est affecté directement par la perturbation. Par la suite, nous allons essayer de faire rejeter les effets de cette perturbation sur la sortie à travers un bon choix d'un régulateur RST robuste.

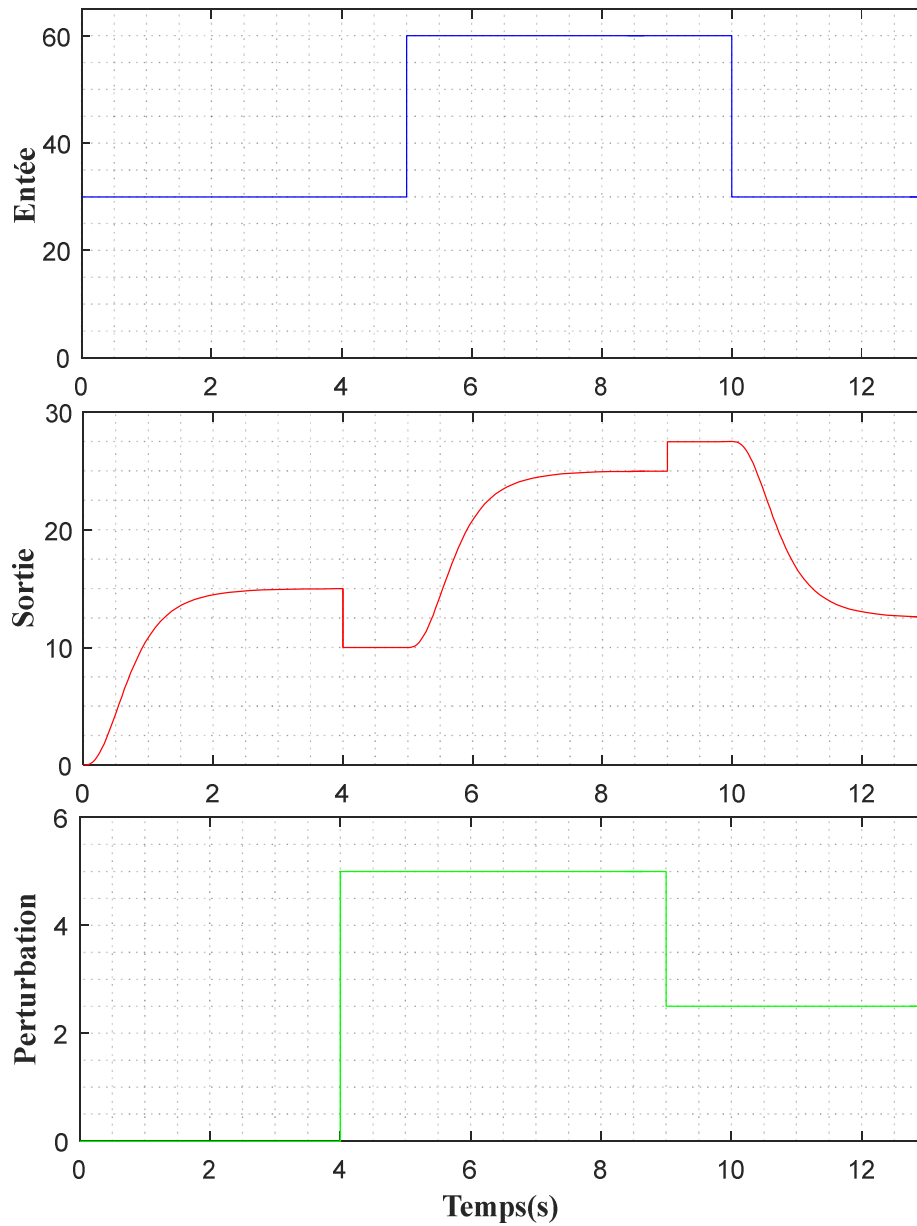


Fig. II.8 : Simulation du système donné par la fonction $H(p)$ en Boucle ouvert.

II.4.2. Détermination des degrés des polynômes R et S :

Dans ce qui suit, nous allons considérer que le système est bouclé de la même manière que le schéma donné par la figure (Fig. II.1) et partir de l'équation (II.7) et l'équation (II.13) on peut déduire les degrés des polynômes R et S recherchés :

$$Deg(R) = deg(A) = 3 \Rightarrow Deg(S) = Deg(R) + 1 = 4$$

$$Deg(D) = deg(A) + deg(S) = 7$$

De l'équation (II.7) et en tenant compte de la condition de rejet de perturbation ($S(0) = 0 \Rightarrow s_0 = 0$) on peut écrire :

$$\begin{aligned}
 R(p) &= r_3 P^3 + r_2 P^2 + r_1 P + r_0 \\
 S(p) &= s_4 P^4 + s_3 P^3 + s_2 P^2 + s_1 P \\
 D(p) &= d_7 P^7 + d_6 P^6 + d_5 P^5 + d_4 P^4 + d_3 P^3 + d_2 P^2 + d_1 P + d_0
 \end{aligned}$$

Pour déterminer les coefficients des polynômes R et S, il nous faut résoudre l'équation de BÉZOUT (II.2), et pour se faire, nous devons tout d'abord déterminer le polynôme ($D(p)$).

Conformément à la stratégie de placement de pôles robuste, le $\deg(D)$ nous oblige à placer 7 pôles ($\deg(D)=2n+1=7$). Ce polynôme est décomposé (autrement dit déterminé) d'un produit de 2 polynômes ($C(p)$ et $F(p)$) selon l'équation (II.10).

II.4.3. Stratégie de placement de pôles robuste :

Pour pouvoir faire le placement des pôles de la fonction de transfert $H(p)$, il faut d'abord déterminer les pôles du système à partir de la fonction de transfert :

$$H(P) = \frac{B(p)}{A(p)} = \frac{25}{p^3 + 10p^2 + 41p + 50} = \frac{25}{(p + 2)(p + 4 - 3j)(p + 4 + 3j)}$$

Donc : $p_1 = -2$ $p_2 = -4 + 3j$ $p_3 = -4 - 3j$

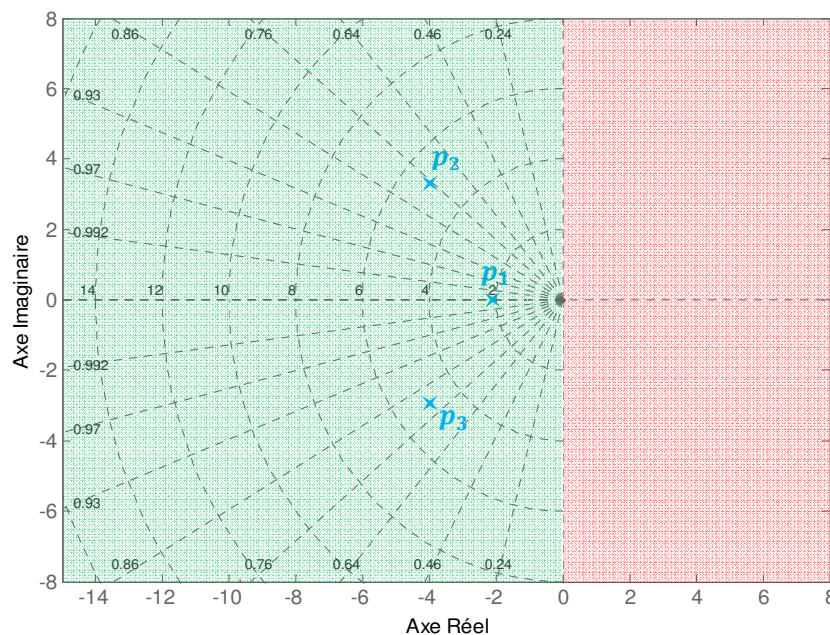


Fig. II.9 : Représentation des pôles de la fonction $H(p)$ sur le plan complexe.

En appliquant la stratégie de placement de pôles pour une commande RST robuste. Cela veut dire effectuer, dans l'ordre, les opérations suivantes :

- les pôles instables sont remplacés par leurs symétriques par rapport à l'axe imaginaire (dans notre exemple tous les pôles sont stables).
- les pôles complexes peu amortis sont ramenés à l'amortissement spécifié (On va prendre (le coefficient d'amortissement $\lambda = 0.86$) à titre arbitraire).

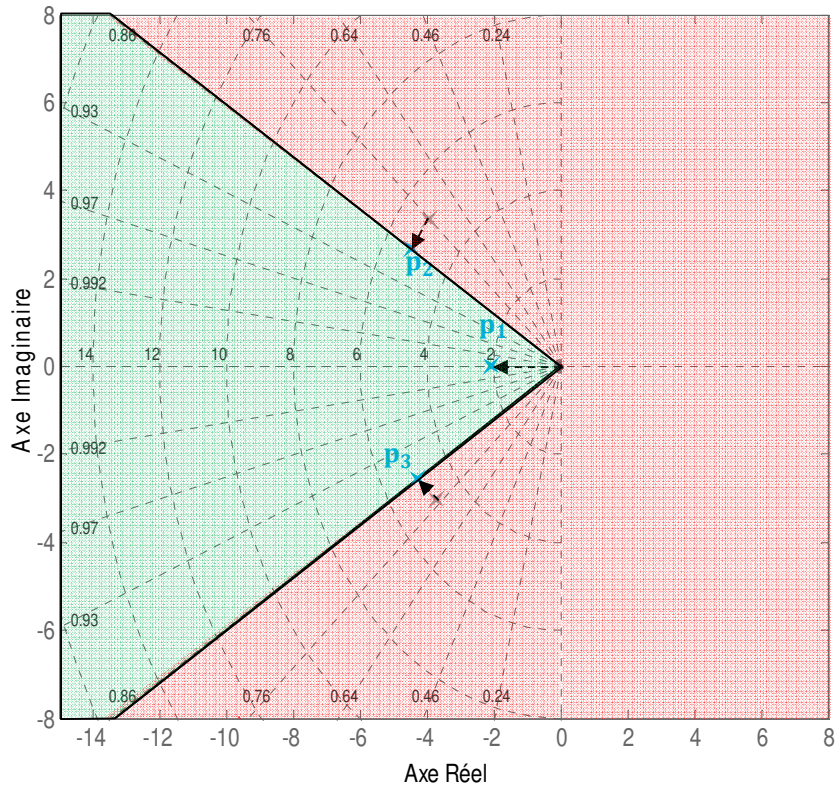


Fig. II.10 : Projection des pôles sur l'amortissement voulu.

Après la projection sur l'amortissement spécifique, on trouve les pôles suivants :

$$p_1 = -2 \quad p_2 = -4.5 + 2.6j \quad p_3 = -4.5 - 2.6j$$

- Les pôles Trop lents (à droite de la verticale P_c) sont ramenés à cette verticale.
- Nous reconstituons le polynôme $C(p)$ d'ordre $n=3$ à partir de la projection des pôles (P_1, P_2 et P_3) sur la verticale $P_c = -6$.

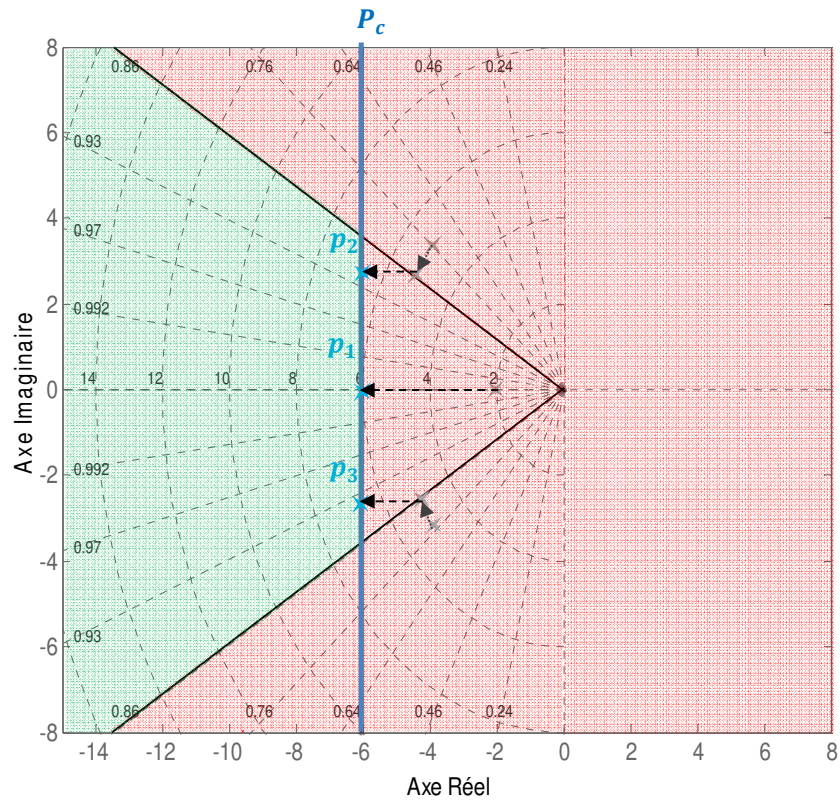


Fig. II.11 : Projection des pôles sur la verticale (P_c).

Après avoir effectué la projection sur la verticale P_c , on peut obtenir le polynôme de commande $C(p)$

$$p_1 = -6$$

$$p_2 = -6 + 2.6j \quad \Rightarrow \quad C(p) = p^3 + 18p^2 + 114.76p - 256.56$$

$$p_3 = -6 - 2.6j$$

- Les pôles à droite de la verticale P_f sont ramènes à cette verticale.
- $F(p)$ d'ordre 4 est obtenu à partir de la projection des pôles (p_1, p_2, p_3 et un pôle nul $P_0 = 0$ s'ajoute à fin d'obtenir $n+1=4$ pôles pour le polynôme $F(p)$). La projection est faite sur la verticale $P_f = -9$.

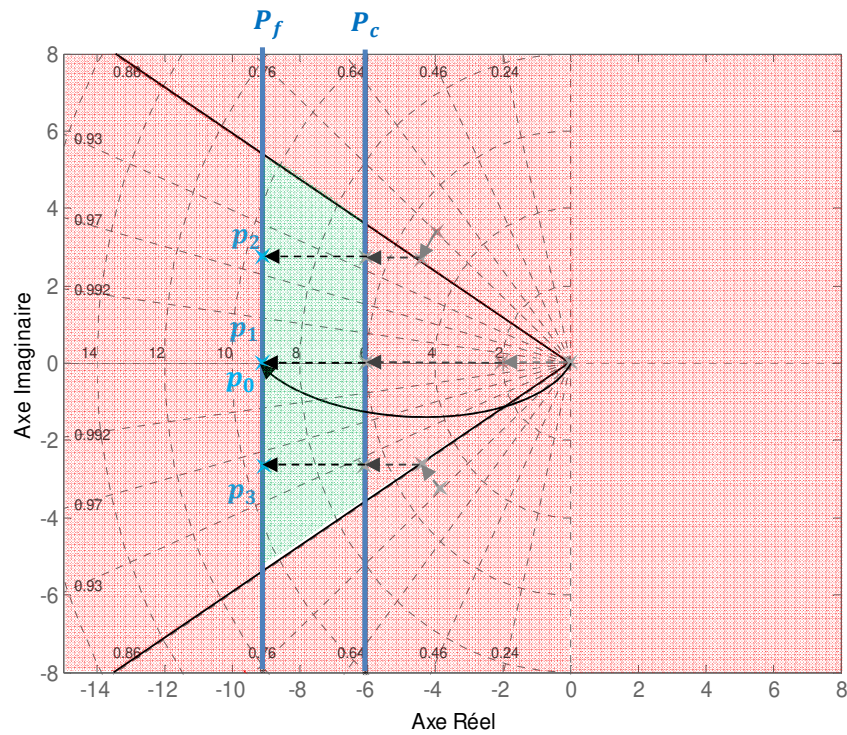


Fig. II.12 : Projection de pôles sur la verticale P_f .

Après la projection sur la verticale P_f nous obtenons le polynôme $F(p)$:

$$\begin{aligned}
 p_1 &= -8 \\
 p_2 &= -8 + 2.6j \quad \Rightarrow \quad F(p) = p^4 + 32p^3 + 390.8p^2 + 2156p + 4529 \\
 p_3 &= -8 - 2.6j \\
 p_0 &= -8
 \end{aligned}$$

II.4.4. Calcul de polynôme D :

Nous connaissons maintenant les deux polynômes de commande et de filtrage $F(p)$ et $C(p)$. Cela veut dire que le polynôme $D(p)$ sera calculé facilement ce qui nous permet de déterminer les coefficients ($d_0, d_1, d_2, d_3, d_4, d_5, d_6$ et d_7). Alors :

$$D(p) = C(p).F(p) = d_7p^7 + d_6p^6 + d_5p^5 + d_4p^4 + d_3p^3 + d_2p^2 + d_1p + d_0$$

Après le développement de $D(p)$ et l'utilisation des deux polynômes $F(p)$ et $C(p)$ on a :

$$D(p) = p^7 + 50p^6 + 1082p^5 + 13120p^4 + 96390p^3 + 429200p^2 + 1073000p + 1162000$$

Les coefficients du polynôme $D(p)$ sont alors :

$$d_7 = 1; d_6 = 50; d_5 = 1082; d_4 = 13120; d_3 = 96390; d_2 = 429200; d_1 = 1073000; d_0 = 1162000.$$

Dons le système de Sylvester donné initialement sera écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} d_7 \\ d_6 \\ d_5 \\ d_4 \\ d_3 \\ d_2 \\ d_1 \\ d_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_2 & a_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & a_2 & a_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_0 & a_1 & a_2 & a_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_0 & a_1 & a_2 & b_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_0 & a_1 & 0 & b_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_0 & 0 & 0 & b_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_4 \\ s_3 \\ s_2 \\ s_1 \\ r_3 \\ r_2 \\ r_1 \\ r_0 \end{bmatrix}$$

Après l'introduction des coefficients déjà connus, le système matriciel de Sylvester s'écrit :

$$\begin{bmatrix} 1 \\ 50 \\ 1082 \\ 13120 \\ 96390 \\ 429200 \\ 1073000 \\ 1162000 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 10 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 41 & 10 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 50 & 41 & 10 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 50 & 41 & 10 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 50 & 41 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 50 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_4 \\ s_3 \\ s_2 \\ s_1 \\ r_3 \\ r_2 \\ r_1 \\ r_0 \end{bmatrix}$$

Ce qui nous permet de définir les coefficients des polynômes R et S recherchés, et qui sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} s_4 = 1 & s_3 = 40 & s_2 = 641 & s_1 = 5020 \\ r_3 = 716.36 & r_2 = 7653.2 & r_1 = 32880 & r_0 = 46480 \end{bmatrix}$$

II.4.5. Calcul du polynôme T :

Pour détermine T(p) on a d'abord la condition de poursuite suivante :

$$T(0) = R(0) = 46480$$

De plus on a :

$$T(p) = h \cdot F(p) \Rightarrow h = \frac{T(p)}{F(p)} \Rightarrow h = \frac{T(0)}{F(0)} = \frac{R(0)}{F(0)} = \frac{46480}{4529} = 10.26$$

D'où :

$$T(p) = 10.26p^4 + 328.3p^3 + 4009p^2 + 22120p + 46460$$

Après la détermination de tous les coefficients du régulateur RST nous pouvons redonner le schéma bloc par la figure (Fig. II.13), ce schéma qui permet de rejeter des perturbations et de suivre la référence comme.

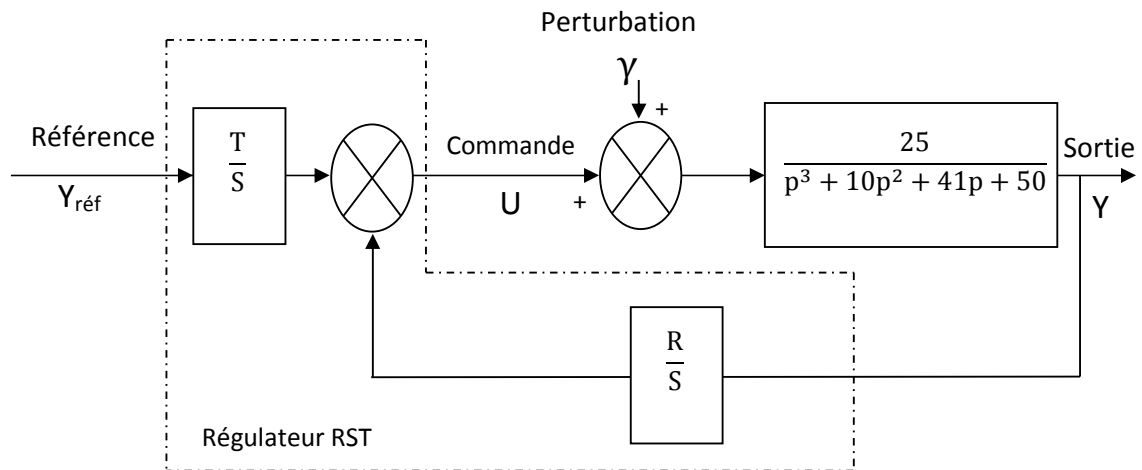


Fig. II.13 : Structure d'un régulateur RST appliqué à H(p).

L'utilisation des polynômes de commande et de filtrage obtenus (qui constituent le régulateur robuste RST) dans la boucle de réglage en boucle fermée nous conduit aux résultats de simulation suivants :

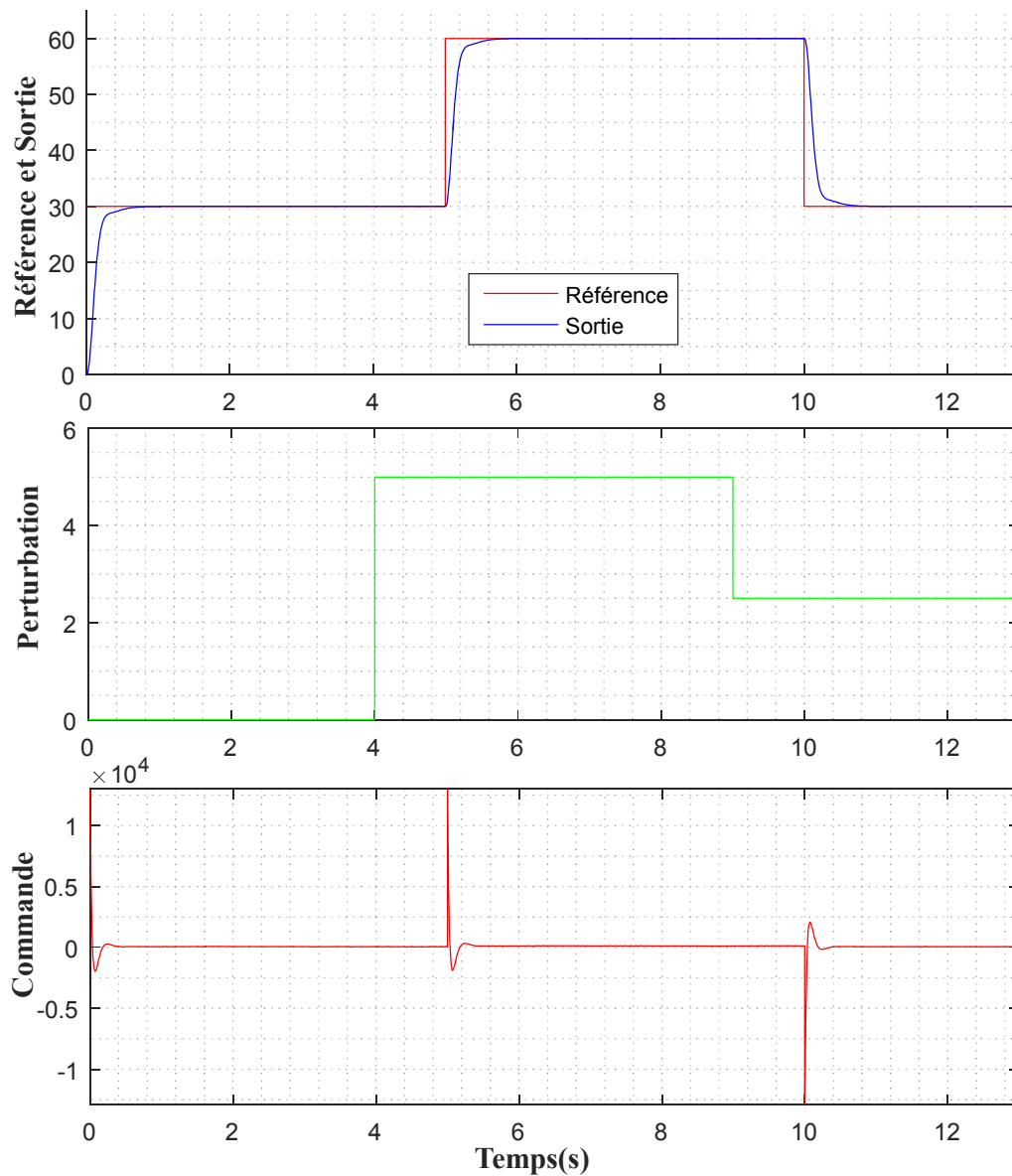


Fig. II.14 : Simulation de $H(p)$ en Boucle fermée avec régulateur RST.

A partir des figure juste au-dessus on peut dire que le régulateur RST nous a permet de rejeter les perturbations appliquées à l'instant $t=4s$ et à l'instant $t=9s$, ce qui rends leurs effet sur la sortie très réduit, et en plus de ça, il nous a permet de suivre la référence qui a une forme variable (elle varie brusquement d'une valeur à une autre) avec un temps de réponse très intéressant par rapport à celui obtenu en simulation en boucle ouvert.

Ce test confirme que les coefficients calculés ont donné un régulateur RST bien dimensionné, en conséquence, les performances de la boucle fermée sont très satisfaisantes que se soient en poursuite ou en rejet des perturbations.

II.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté et étudié la structure de la commande à base de régulateur RST. Cette commande présente l'avantage d'être très simple à réaliser parce qu'elle repose sur un principe formel de manipulation de polynômes qui permet de manipuler des fonctions de transfert faciles à traiter.

Cette commande nous permet de répondre aux différents objectifs espérés d'une commande notamment la stabilité, le rejet de la perturbation et le suivi de la consigne. Pour voir ses avantages nous avons passé à un exemple illustratif à travers un exemple simple qui est une commande RST d'un système donné par une fonction de transfert.

A partir des résultats de simulation obtenus on peut dire qu'ils sont très satisfaisants et que les performances dynamiques obtenues dans cet exemple étudié sont très aussi bien satisfaisantes, parce que, en plus de la poursuite de la référence presque parfaite, les perturbations provoquées sont rapidement rejetées, ce qui vérifie une bonne robustesse de la boucle fermée à base du régulateur étudié. Il nous reste aussi de vérifier la robustesse envers les bruits de mesure qui peuvent être rejetés ou filtrés avec un bon choix des coefficients du régulateur.

Dans le chapitre suivant on va essayer d'appliquer cette loi de commande sur la Machine à CC, l'objectif est toujours de garantir une bonne poursuite de référence, mais aussi, de veiller sur la robustesse du système en boucle fermée envers les perturbations externes et les éventuelles bruits de mesures.

Chapitre 3

III.1. Introduction :

Pour obtenir les meilleures performances de fonctionnement d'un système, il faut bien choisir quel type de boucle de commande à appliquer qui nous permet d'avoir et de garantir en premier lieu une bonne poursuite en termes de stabilité, dynamique et de précision. De plus, c'est possible de garantir pour certaines lois de commande d'autres critères tels que la robustesse envers les différentes perturbations qui se produisent dans notre environnement de travail, elles peuvent être d'origine interne, externe par rapport au système ou dus aux conditions et techniques de mesure.

Dans notre cas nous nous intéressons au réglage de la vitesse de la MCC en utilisant un régulateur RST robuste tout en profitant de ces avantages présentés au chapitre précédent, tels que la bonne poursuite, le rejet des perturbations externes et le filtrage des bruits de mesure. En utilisant le moteur du premier chapitre, des tests de fonctionnement en boucle fermée seront réalisées pour voir les performances et les avantages de l'utilisation de ce type de régulateurs en termes de suivi de consigne, sensibilité, robustesse vis à vis des variations des modes de fonctionnement et des perturbations externes et en terme de filtrage des bruits. Pour les bruits de mesure, nous allons utiliser des bruits gaussiens et centrés, elles seront ajoutées aux signaux mesurés par des capteurs. La simulation sera réalisée en utilisant l'environnement MATLAB/Simulink.

III.2. Performances des systèmes asservis :

Le cahier de charge d'un système asservi impose un certain nombre des performances nous voulons l'atteindre, ce qui passe sur par la recherche d'un régulateur approprié, qui a été le présenter dans le 2^{ème} chapitre :

- **Stabilité** : Un système linéaire continu à temps invariant est asymptotiquement stable si et seulement si les pôles de sa fonction de transfert sont à parties réelles strictement négatives.
- **Précision** : Pour un système bouclé, on peut se chiffrer la précision par la différence entre le signal de sortie (la mesure) au signal d'entrée (la consigne ou la référence) en régime permanent, le signal résultant appelé l'erreur statique.

- **Rapidité** : Nous pouvons traduire pratiquement de la rapidité d'un système par la durée du régime transitoire et elle est caractérisée par le temps de réponse (à 5% ou 10%).
- **Rejet de perturbation** : une perturbation est un signal parasite qui vient modifier le comportement du système et que l'on traite comme une entrée subie. Rejeter une perturbation c'est faire en sorte que celle-ci n'affecte pas (ou pas trop longtemps), le fonctionnement du système.

III.3. Application de régulateur RST robuste sur la MCC :

D'après le 1^{er} chapitre nous avons déjà obtenu le modèle du système à commander (la MCC) qui est illustré dans la figure (Fig. I.17) et modélisé par l'équation (I.17). La vitesse de rotation $W(rad/s)$ de la MCC est considérée comme sortie à régler et la tension d'alimentation $U(v)$ est l'entrée du système. On considère aussi que le couple résistant $C_r(N.m)$ comme une des perturbations qui peut influencer notre système.

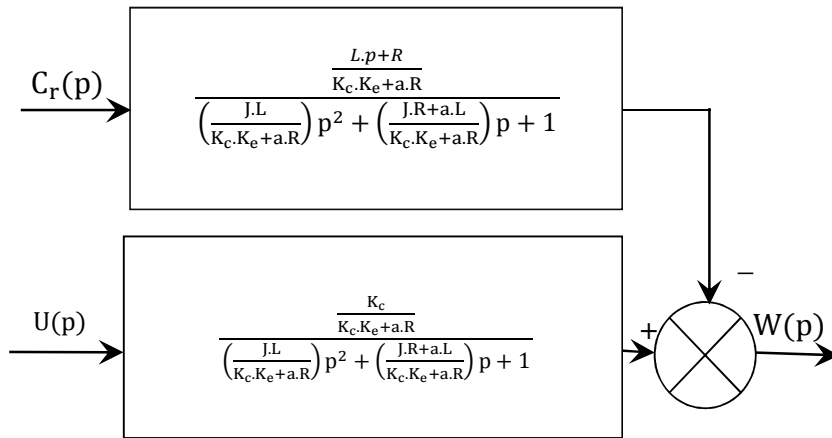


Fig. III.1 : Le modèle simplifié de la MCC.

❖ Calcul des polynômes du régulateur RST :

A partir de la fonction de transfert $H_1(p)$ qui relie la sortie $W(p)$ avec l'entrée $U(p)$, on peut déterminer les polynômes $A(p)$ et $B(p)$. La fonction de transfert est :

$$H_1(p) = \frac{B(p)}{A(p)} = \frac{b_0}{a_2 \cdot p^2 + a_1 \cdot p + a_0} = \frac{\frac{K_c}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}}{\left(\frac{J \cdot L}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}\right) p^2 + \left(\frac{J \cdot R + a \cdot L}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}\right) p + 1} \quad (III.1)$$

Donc :

$$b_0 = \frac{K_c}{K_c \cdot K_e + a \cdot R} ; a_2 = \frac{J \cdot L}{K_c \cdot K_e + a \cdot R} ; a_1 = \frac{J \cdot R + a \cdot L}{K_c \cdot K_e + a \cdot R} ; a_0 = 1.$$

Le schéma bloc obtenu après d'appliquer le régulateur RST sur le modèle de la MCC est illustré dans la figure suivante :

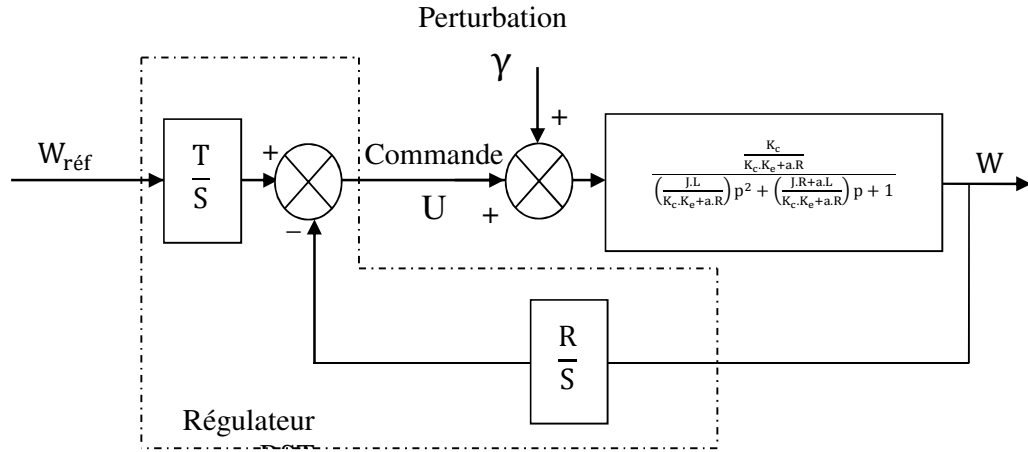


Fig. III.2 : Schéma bloc de la commande appliquée à la MCC.

A partir du tableau donné en premier chapitre (Tab. I.1), qui représente les paramètres de la MCC utilisée, on peut calculer les différents coefficients des polynômes de la fonction de transfert de notre modèle, elle devient :

$$H_1(p) = \frac{B(p)}{A(p)} = \frac{0.834}{(0.000091)p^2 + (0.0777)p + 1} \quad (III.2)$$

avec :

$$b_0 = 0.834 ; a_2 = 0.000091 ; a_1 = 0.0777 ; a_0 = 1.$$

A partir de l'équation (II.6) et de l'équation (III.1), on déduit que :

$$\text{Deg}(A) = 2$$

et :

$$\text{Deg}(R) = \text{deg}(A) = 2$$

$$\text{Deg}(S) = \text{deg}(R) + 1 = 3$$

$$\text{Deg}(D) = \text{deg}(A) + \text{deg}(S) = 5$$

Des équations (II.6), (II.7), (II.9) et (III.2). Et en tenant compte de la condition du rejet des perturbations $S(0) = 0$ et de la condition de poursuite $T(0) = R(0)$, on peut déduire :

$$\begin{aligned} A(p) &= a_2 p^2 + a_1 p + a_0 \\ B(p) &= b_0 \\ R(p) &= r_2 p^2 + r_1 p + r_0 \\ S(p) &= s_3 p^3 + s_2 p^2 + s_1 p \\ T(p) &= t_3 p^3 + t_2 p^2 + t_1 p + t_0 \\ D(p) &= d_5 p^5 + d_4 p^4 + d_3 p^3 + d_2 p^2 + d_1 p + d_0 \end{aligned}$$

Pour déterminer les polynômes R et S, il faut résoudre l'équation de BÉZOUT donnée par l'équation (II.2), et pour se faire, nous devons d'abord déterminer le polynôme D(p) qui dépend de quatre polynômes, il est donné par :

$$\begin{aligned} D(p) &= A(p).S(p) + B(p).R(p) \\ D(p) &= a_2 s_3 p^5 + (a_2 s_2 + a_1 s_3) p^4 + (a_2 s_1 + a_1 s_2 + a_0 s_3) p^3 + (a_1 s_1 + \\ &\quad a_0 s_2 + b_0 r_2) p^2 + (a_0 s_1 + b_0 r_1) p + b_0 r_0 \end{aligned} \quad (III.3)$$

L'équation de BÉZOUT nous permet de trouver la matrice de Sylvester, bien sûr, après avoir effectué un placement de pôles pour la commande et un pour le filtrage, comme il a été détaillé dans le chapitre précédent, le système matricielle de Sylvester est initialement donné comme suit :

$$\begin{bmatrix} d_5 \\ d_4 \\ d_3 \\ d_2 \\ d_1 \\ d_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_1 & a_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_0 & a_1 & a_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_0 & a_1 & b_0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_0 & 0 & b_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & b_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_3 \\ s_2 \\ s_1 \\ r_2 \\ r_1 \\ r_0 \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

La stratégie de placement des pôles robuste nous permet la détermination du polynôme $D(p)$, c'est-à-dire les coefficients du polynôme $D(p)$ qui intervient dans le système de Sylvester. Le $\deg(D)$ nous oblige de placer 5 pôles ($\deg(D)=2n+1=5$). Selon la stratégie de placement des pôles robuste, ce polynôme est composé d'un produit de deux polynômes C(p) et F(p), c'est d'après l'équation (II.10).

La factorisation des deux polynômes (de commande et de filtrage) est réalisée selon deux paramètres de synthèse T_c et T_f et le choix de ces deux paramètres de synthèse est arbitraire.

Pour faire placer les pôles de système de la MCC dans le plant complexe, il faut obtenir les pôles de la fonction transfert $H_1(p)$:

$$H_1(p) = \frac{0.834}{(0.000091)p^2 + (0.0977)p + 1} = \frac{0.834}{(p+10.3)(p+1065.1)} \quad (\text{III.5})$$

C'est simple de déduire que nous avons deux pôles réels p_1 et p_2 , comme il est possible de déduire (d'après leurs valeurs) que nous avons un pôle dominant, c'est le pôle p_1 , l'explication c'est que le deuxième pôle vient du fait que le coefficient 0.000091 multiplier par p^2 de la fonction de transfert est dû à la valeur très petite de l'inductance L aux bornes de l'induit, elle peut être négligée et alors le pôle sera éliminé, en conséquence, l'ordre du système sera réduit.

$$p_1 = -10.3 \quad p_2 = -1065.1$$

La procédure de placement des pôles de la fonction de transfert $H_1(p)$ peut être effectuée selon le protocole donné au chapitre précédent. Le plan complexe suivant montre les pôles du système :

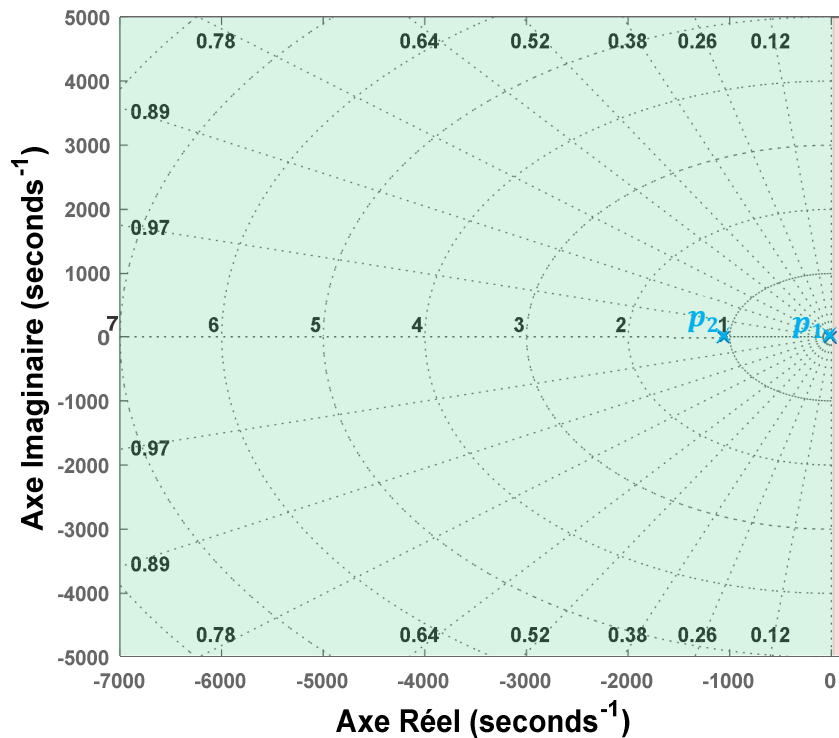


Fig. III.3 : Positions des pôles du système.

CHAPITRE III Application de la commande RST robuste à la machine à courant continu

La constitution du polynôme de commande $C(p)$ dépend des pôles obtenues après projection des pôles de la fonction $H_1(p)$ sur la verticale $p_c = -\frac{1}{T_c}$, voire figure (III.4), rappelant que la projection ou le placement suit un protocole bien défini, on obtient :

$$C(p) = (p - p_{c1})(p - p_{c2})$$

$$C(p) = p^2 - (p_{c1} + p_{c2})p + p_{c1}p_{c2}$$

$$C(p) = c_2p^2 + c_1p + c_0$$

e placement des pôles du système sur l'axe $p_c = -3000$ est représenté sur la figure suivante :

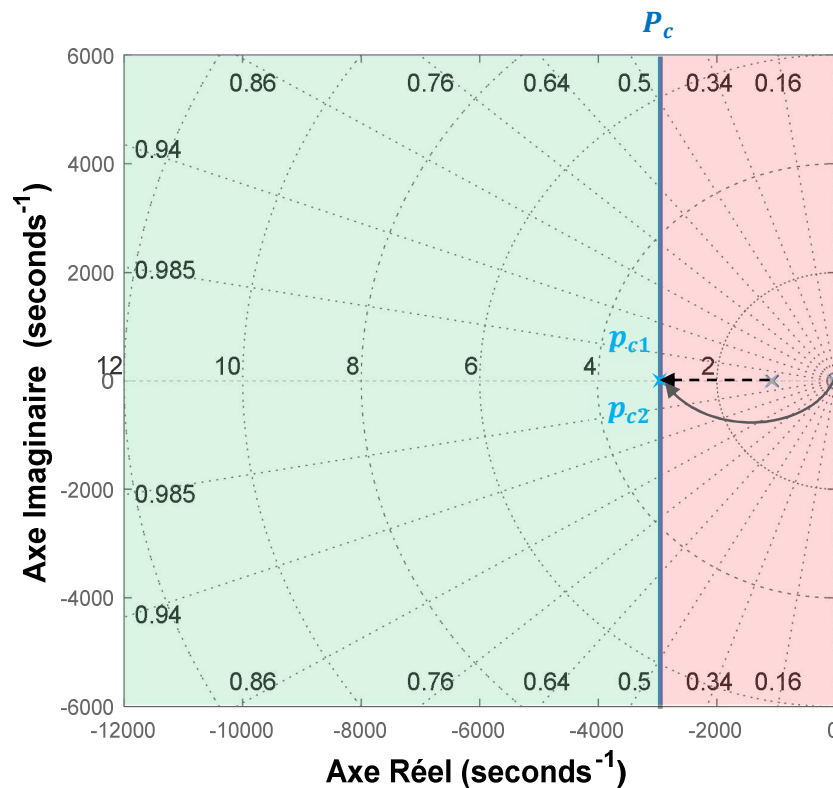


Fig. III.4 : La projection des pôles sur l'axe (P_c).

A partir de la figure (Fig. III.4), on peut déduire que :

$$p_{c1} = p_{c2} = -3000.$$

Donc :

$$C(p) = (p + 3000)^2 = (p^2 + 6 * 10^3 p + 9 * 10^6) \quad (III.6)$$

Et les coefficients du polynôme sont :

$$c_2 = 1, \quad c_1 = 6 * 10^3, \quad c_0 = 9 * 10^6$$

À partir de la projection des pôles p_1, p_2 et un pôle nul $p_0 = 0$ (ce dernier est ajouté à fin d'obtenir $n+1=3$ pôles) sur la verticale $p_f = -\frac{1}{T_f}$, nous pouvons construire le polynôme de filtrage $F(p)$, il est en fonction des nouveau pôles.

$$F(p) = (p - p_{f0})(p - p_{f1})(p - p_{f2})$$

$$F(p) = p^3 - (p_{f1} + p_{f2} + p_{f3})p^2 + (p_{f1}p_{f2} + (p_{f1} + p_{f2})p_{f3})p - p_{f1}p_{f2}p_{f3}$$

$$F(p) = f_3 p^3 + f_2 p^2 + f_1 p + f_0$$

La projection des pôles de système sur l'axe ($p_f = -7000$) a été illustré dans la figure suivante :

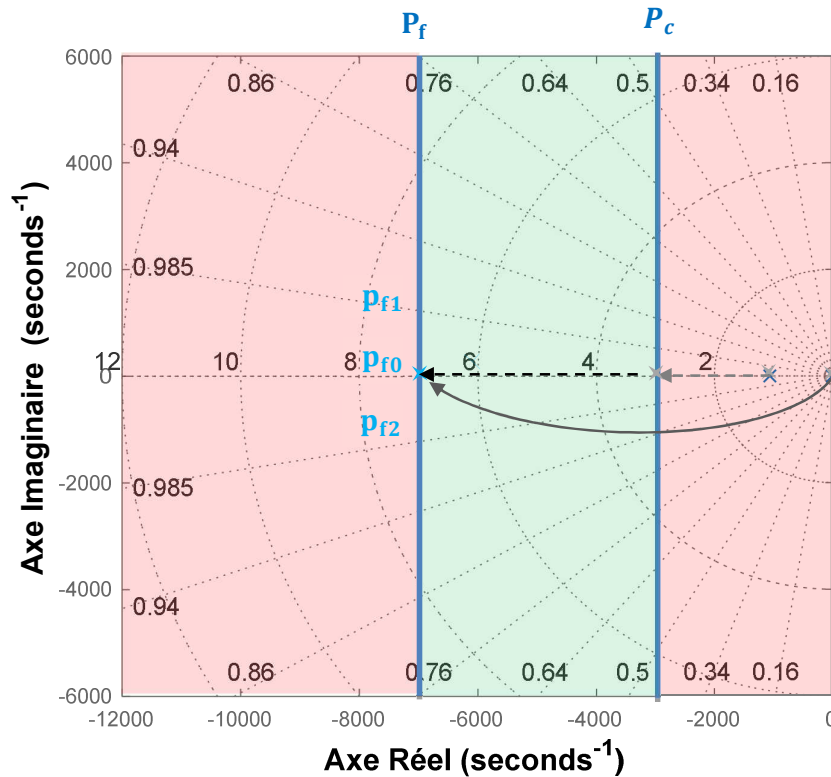


Fig. III.5 : La projection des pôles sur l'axe (P_f).

CHAPITRE III Application de la commande RST robuste à la machine à courant continu

A partir de la figure (III.5), on peut déduire que :

$$p_{f_0} = p_{f_1} = p_{f_2} = -7000.$$

donc :

$$F(p) = (p + 7000)^3 = p^3 + 21(10^3)p^2 + 14.7(10^7)p + 3.43(10^{11}) \quad (\text{III.7})$$

et :

$$f_3 = 1, \quad f_2 = 21 * 10^3, \quad f_1 = 14.7 * 10^7, \quad f_0 = 3.43 * 10^{11}$$

De l'équation (III.6) et l'équation (III.7), on peut déduire le polynôme $D(p)$:

$$D(p) = C(p) * F(p)$$

$$D(p) = (c_2p^2 + c_1p + c_0)(f_3p^3 + f_2p^2 + f_1p + f_0)$$

$$D(p) = c_2f_3p^5 + (c_2f_2 + c_1f_3)p^4 + (c_2f_1 + c_1f_2 + c_0f_3)p^3 + (c_2f_0 + c_1f_1 + c_0f_2)p^2 + (c_1f_0 + c_0f_1)p + c_0f_0.$$

$$D(p) = d_5p^5 + d_4p^4 + d_3p^3 + d_2p^2 + d_1p + d_0$$

Donc l'équation de BÉZOUT revient :

$$D(p) = p^5 + 2.7(10^4)p^4 + 2.82(10^8)p^3 + 1.41(10^{12})p^2 + 3.38(10^{15})p + 3.09(10^{18}) \quad (\text{III.7})$$

et les coefficients sont alors :

$$d_5 = 1, \quad d_4 = 2.7(10^4), \quad d_3 = 2.82(10^8), \quad d_2 = 1.41(10^{12}), \\ d_1 = 3.38(10^{15}), \quad d_0 = 3.09(10^{18}).$$

Maintenant, on peut aller au système matriciel de Sylvester donné par l'équation (III.4) qui va nous permettre de trouver les autres coefficients des polynômes R et S, si nous remplaçons les coefficients du polynôme D, on obtient :

$$\begin{bmatrix} 1 \\ 2.7(10^4) \\ 2.82(10^8) \\ 1.41(10^{12}) \\ 3.38(10^{15}) \\ 3.09(10^{18}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.00009 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0977 & 0.00009 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0.0977 & 0.00009 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0.0977 & 0.834 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0.834 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.834 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} s_3 \\ s_2 \\ s_1 \\ r_2 \\ r_1 \\ r_0 \end{bmatrix}$$

La matrice de Sylvester nous permet de définir les coefficients des polynômes R et S recherchés :

$$\begin{bmatrix} s_3 \\ s_2 \\ s_1 \\ r_2 \\ r_1 \\ r_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.00009 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.0977 & 0.00009 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0.0977 & 0.00009 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0.0977 & 0.834 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0.834 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.834 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 2.7(10^4) \\ 2.82(10^8) \\ 1.41(10^{12}) \\ 3.38(10^{15}) \\ 3.09(10^{18}) \end{bmatrix}$$

On déduit alors :

$$s_3 = 1.1910^4, \quad s_2 = 2.85(10^8), \quad s_1 = 2.80(10^{12}),$$

$$r_2 = 1.37(10^{12}), \quad r_1 = 4.05(10^{15}), \quad r_0 = 3.70(10^{18}).$$

Pour déterminer le polynôme T(p), nous nous devons calculer la constante réelle h de l'équation (II.9), on obtient h de la condition de poursuite :

$$h = \frac{R(0)}{F(0)} = \frac{r_0}{F_0}$$

d'où :

$$h = \frac{r_0}{F_0} = \frac{3.70(10^{18})}{3.43(10^{11})} = 1.08(10^7)$$

Finalement, on peut obtenir le polynôme T(p) de la manière suivante :

$$T(p) = h(F_3p^3 + F_2p^2 + F_1p + F_0)$$

$$T(p) = h(F(p)) = 1.08(10^7)p^3 + 2.27(10^{11})p^2 + 1.59(10^{15})p + 3.71(10^{18})$$

$$T(p) = t_3p^3 + t_2p^2 + t_1p + t_0$$

En valeurs numérique on obtient :

$$t_3 = 1.08(10^7), \quad t_2 = 2.27(10^{11}), \quad t_1 = 1.59(10^{15}), \quad t_0 = 3.71(10^{18})$$

CHAPITRE III Application de la commande RST robuste à la machine à courant continu

Le calcul des polynômes R, S et T du régulateur utilisé pour le contrôle de notre système, qui est la machine à CC, est terminé maintenant. Nous pouvons résumer notre travail dans le tableau (Tab.III.1), en montrant les coefficients de tous les polynômes du système et du régulateur qui ont été calculés.

Tab. III.1 : Les coefficients des différents polynômes.

| Polynômes | Coefficients | | | | | |
|-----------|-----------------|-----------------|-----------------|--------------|-------------|---|
| | 0 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| a_n | 1 | $9.77(10^{-2})$ | $9.1(10^{-5})$ | 0 | 0 | 0 |
| b_n | $8.34(10^{-1})$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 |
| r_n | $3.70(10^{18})$ | $4.05(10^{15})$ | $1.37(10^{12})$ | 0 | 0 | 0 |
| s_n | 0 | $2.80(10^{12})$ | $2.85(10^8)$ | $1.19(10^4)$ | 0 | 0 |
| t_n | $3.70(10^{18})$ | $1.59(10^{15})$ | $2.27(10^{11})$ | $1.08(10^7)$ | 0 | 0 |
| c_n | $9(10^6)$ | $6(10^3)$ | 1 | 0 | 0 | 0 |
| f_n | $3.43(10^{11})$ | $14.7(10^7)$ | $21(10^3)$ | 1 | 0 | 0 |
| d_n | $3.09(10^{18})$ | $3.38(10^{15})$ | $1.41(10^{12})$ | $2.82(10^8)$ | $2.7(10^4)$ | 1 |

III.4. Résultats de simulation de la MCC commandé par un régulateur RST :

Nous allons effectuer des tests de simulation de la commande RST robuste appliquée à une MCC, dans un profil bien déterminé qui nous permette de vérifier la réaction de notre régulateur, initialement en terme de poursuite où le suivi de la consigne avec une bonne rapidité et précision est un atout, deuxièmement, en terme de rejet des perturbations appliqués.

III.4.1. Résultats de simulation de la MCC

On va faire un essai caractérisé par un profil de vitesse variable, il contient des variations brusques et d'autres suivant la rampe à pente positive et négative. De plus, nous allons appliquer une perturbation dans différents instants et d'amplitude variables, afin de vérifier le comportement et les performances de la boucle de commande et de tout le système bouclé en générale. Il doit être robuste et la commande doit assurer un bon suivi de la référence malgré les perturbations introduites. Les figures suivantes résument le test effectué :

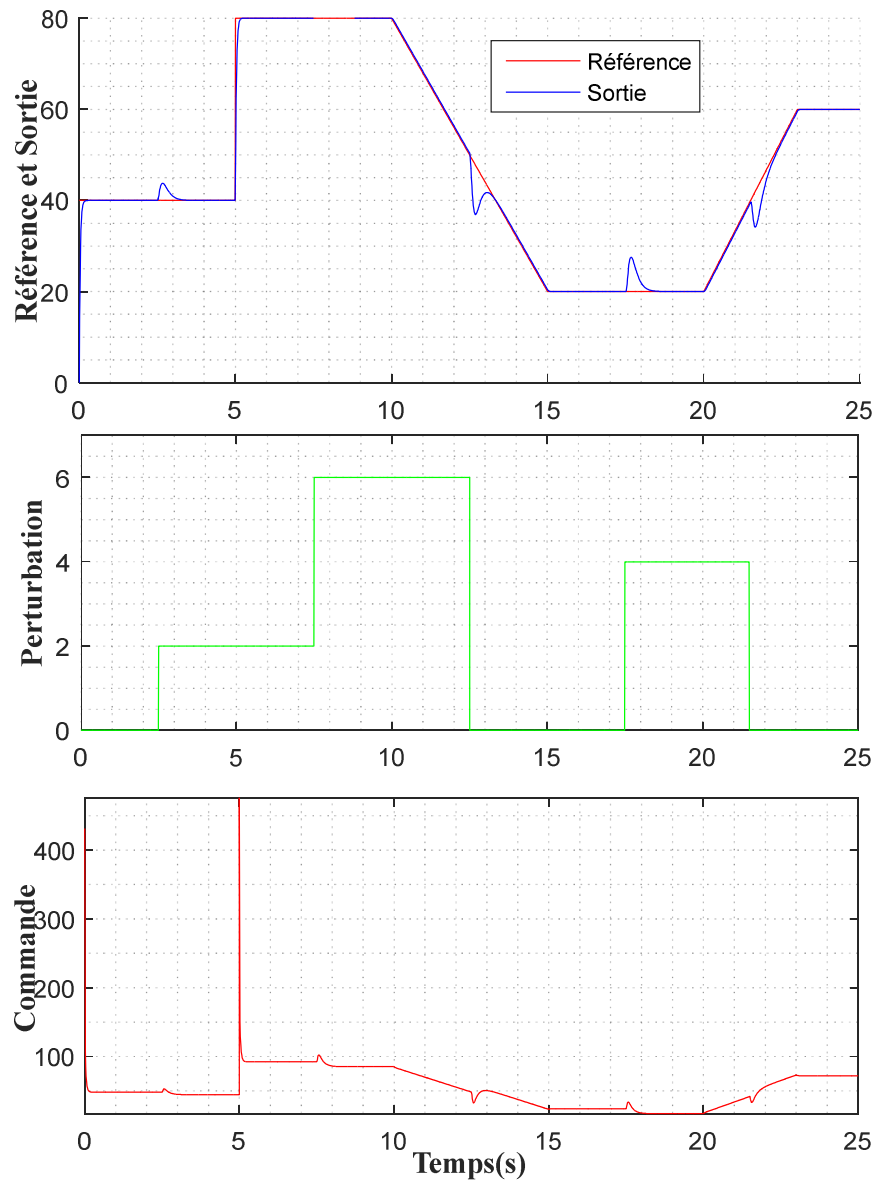


Fig. III.6.a : Résultat de la simulation de la MCC.

La figure suivante donne la vitesse sur un temps de 0 à 3.5s, elle nous permette de faire un zoom sur la sortie :

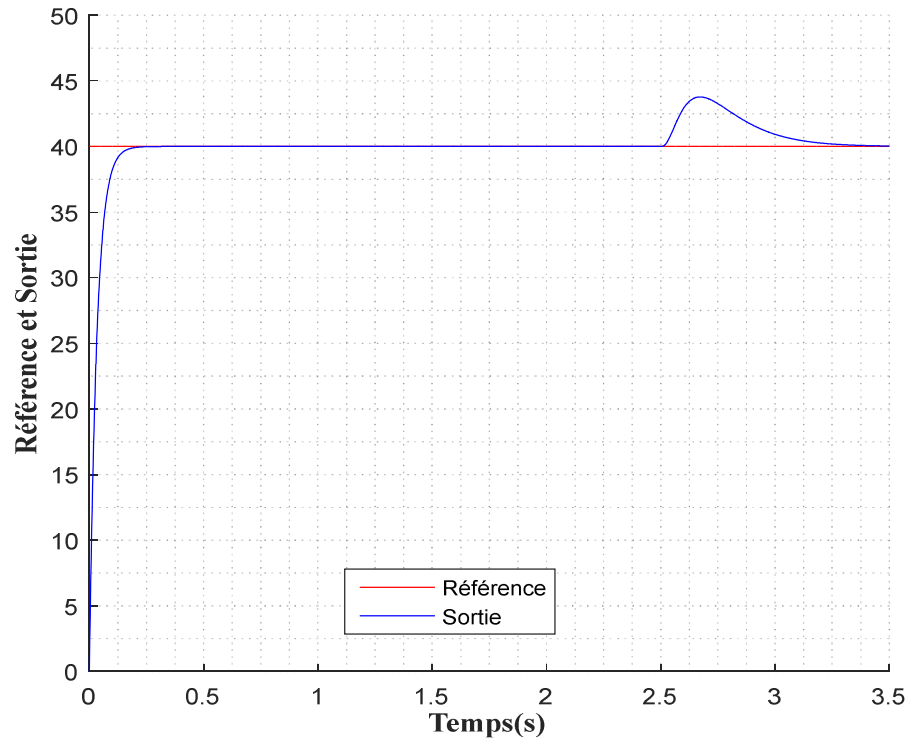


Fig. III.6.b : Zoome sur la vitesse, temps de 0 à 3.5s.

La commande utilisée a donné des résultats satisfaisants en terme de suivi de la référence, avec un temps de réponse d'environ 200 ms, mais aussi, la perturbation a été rejetée, bien que, elle change brusquement d'amplitude comme le montre la figure (III.6.b).

III.4.2. Simulation de la MCC si l'inductance aux bornes de l'induit est négligeable

Si on considère que la valeur de l'inductance aux bornes de l'induit de la MCC est négligeable parce qu'elle est très petite, l'équation (III.1) de notre système devient :

$$H_1(p) = \frac{B(p)}{A(p)} = \frac{b_0}{a_1 \cdot p + a_0} = \frac{\frac{K_c}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}}{\left(\frac{J \cdot R}{K_c \cdot K_e + a \cdot R}\right)p + 1} \quad (III.8)$$

où :

$$b_0 = \frac{K_c}{K_c \cdot K_e + a \cdot R} ; \quad a_1 = \frac{J \cdot R}{K_c \cdot K_e + a \cdot R} ; \quad a_0 = 1.$$

CHAPITRE III Application de la commande RST robuste à la machine à courant continu

Comme dans le cas précédent, nous souhaitons commander le système MCC en appliquant le régulateur RST robuste. La figure suivante donne encore une fois le principe :

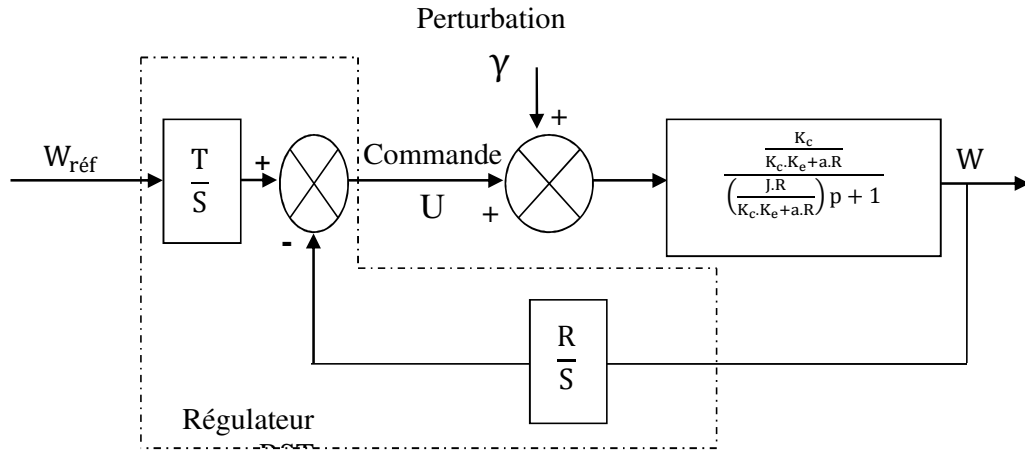


Fig. III.7 : Schéma bloc du régulateur appliqué sur le modèle simplifié de la MCC.

A partir du tableau (Tab. I.1) qui donne les paramètres de la MCC utilisée, la fonction de transfert du modèle simplifié devient :

$$H_1(p) = \frac{B(p)}{A(p)} = \frac{0.834}{(0.098)p+1} \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$$b_0 = 0.834 ; \quad a_1 = 0.098 ; \quad a_0 = 1.$$

Les expressions des différents polynômes sont alors donné par :

$$A(p) = a_1 p + a_0$$

$$B(p) = b_0$$

$$R(p) = r_1 p + r_0$$

$$S(p) = s_2 p^2 + s_1 p$$

$$T(p) = t_2 p^2 + t_1 p + t_0$$

$$D(p) = d_3 p^3 + d_2 p^2 + d_1 p + d_0$$

Le tableau suivant donne les coefficients des polynômes après calcul :

Tab. III.2 : Les coefficients des polynômes calculés.

| Polynômes | Coefficients | | | |
|-----------|-----------------|----------------|--------------|---|
| | 0 | 1 | 2 | 3 |
| a_n | 1 | $9.8(10^{-2})$ | 0 | 0 |
| b_n | $8.34(10^{-1})$ | 0 | 0 | 0 |
| r_n | $5.83(10^{11})$ | $2.26(10^8)$ | 0 | 0 |
| s_n | 0 | $2.46(10^5)$ | $1.03(10^1)$ | 0 |
| t_n | $5.83(10^{11})$ | $1.30(10^8)$ | $7.20(10^3)$ | 0 |
| c_n | $6(10^3)$ | 1 | 0 | 0 |
| f_n | $8.1(10^7)$ | $1.8(10^4)$ | 1 | 0 |
| d_n | $4.86(10^{11})$ | $1.89(10^8)$ | $2.4(10^4)$ | 1 |

Les résultats de simulation sont obtenus après avoir effectué le même essai dans les mêmes conditions et sous les mêmes contraintes que le cas précédent, juste le modèle de la machine change.

On peut dire que les résultats obtenue en utilisant ce modèle réduit (après la négligence de l'inductance L, ce qui a conduit à la réduction de l'ordre du modèle) sont presque les mêmes que le cas précédent. Où, nous pouvons remarquer que le comportement de la boucle fermée et ses performances sont toujours très acceptable en termes de poursuite et rejet des perturbations.

La figure (III.8) représente ce teste avec les différents tracés des variables de l'entrée et de la sortie obtenus.

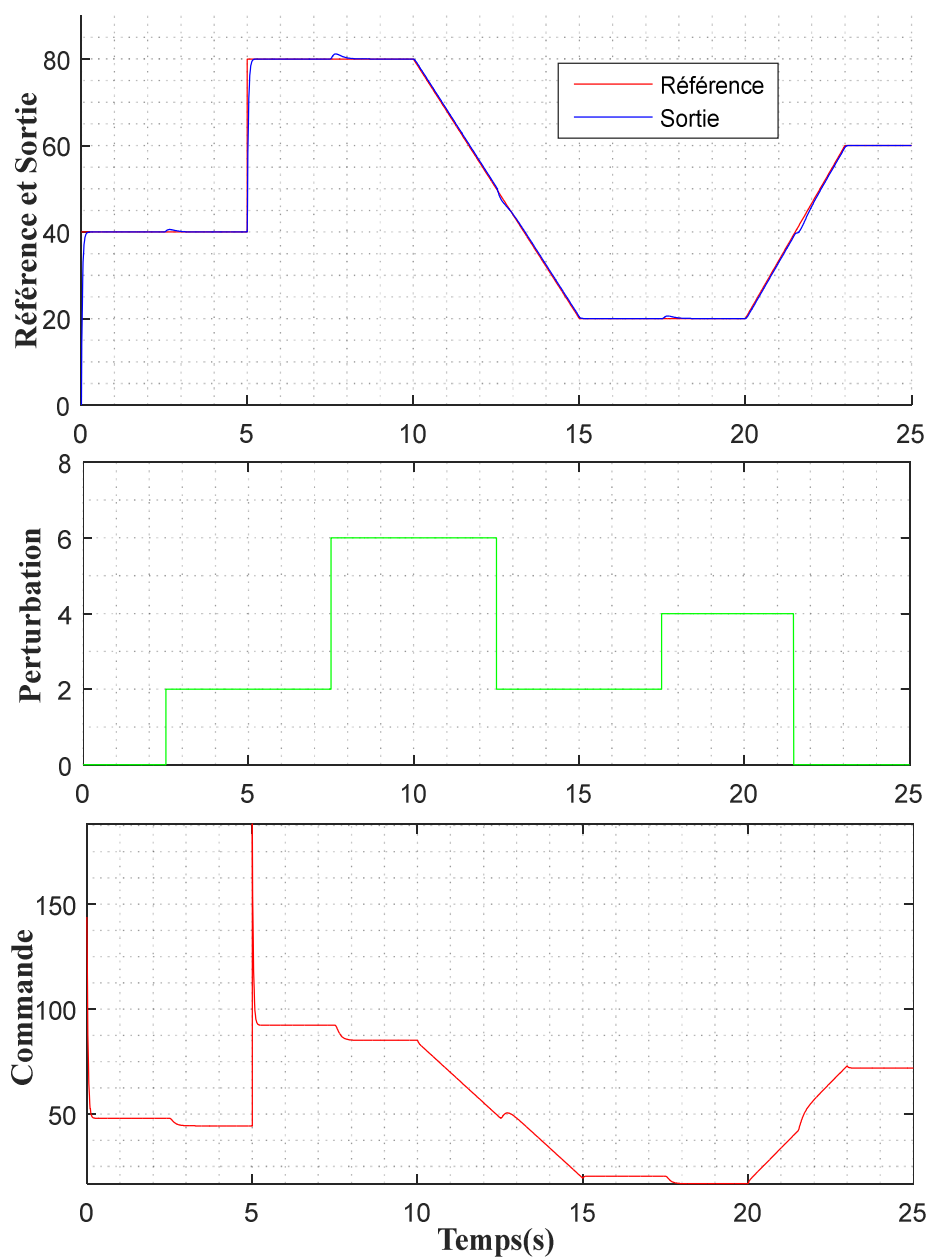


Fig. III.8 : Simulation de la commande de la MCC avec modèle simplifié.

D'après les figures (III.6.a, III.6.b) et la figure (III.8), nous remarquons clairement que les performances des deux boucles de commande sont les mêmes en limite du comportement de système bouclé, de poursuite de la consigne et en terme du rejet des perturbations (qui est le couple résistant appliqué par la charge).

Dans ce qui suit, on va faire un test en tenant compte des éventuels bruits de mesure.

III.4.3. Résultats de commande de la MCC en tenant compte du bruit de mesure

L'utilisation d'un capteur pour la mesure de la vitesse de rotation est indispensable dans la boucle fermée, il nous produit une tension qui est l'image directe de la vitesse de rotation du moteur, généralement, le capteur sera montée en bout d'arbre du moteur.

La tension produit n'est pas toujours idéal ; elle peut être affectée par des bruits de mesure de forme et caractéristiques aléatoire. Pour atténuer les perturbations du à ce phénomène, un filtrage de tension de sortie de capteur peut s'avérer nécessaire.

Dans notre approche, on va essayer d'assurer un filtrage des signaux en utilisant le régulateur qui peut faire face à ce type de perturbation. Dans notre travail, on va essayer d'ajouter un bruit blanc gaussien et centré à la mesure de vitesse, ensuite, de voir et vérifier le comportement de la boucle fermée qui, en principe, être robuste envers les bruits de mesure. Bien sûr, si les paramètres de réglage sont bien choisis. Le schéma suivant montre le principe de la commande RST robuste en tenant compte des bruits de mesure.

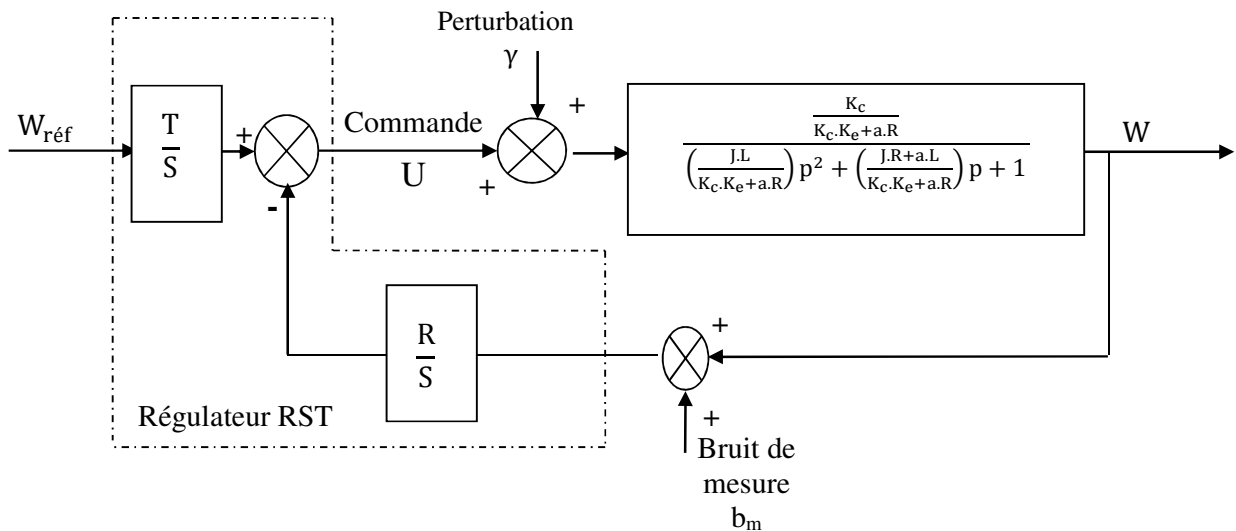


Fig. III.9 : Structure d'un régulateur RST applique à la MCC avec bruit de mesure.

La simulation de cette boucle de commande va nous permettre de voir l'effet des bruits de mesure par capteurs sur notre système, et de voir aussi, est ce que et comment le régulateur RST robuste se comporte dans cette situation. Les résultats de la simulation sont représentés dans la figure (III.10.a) et pour bien illustrer et visualiser les régimes transitoires, nous effectuons un zoom de 0 seconde à 1 secondes sur la courbe de la vitesse de rotation (réponse du système) avec le signale de référence, voir figure (III.10.b).

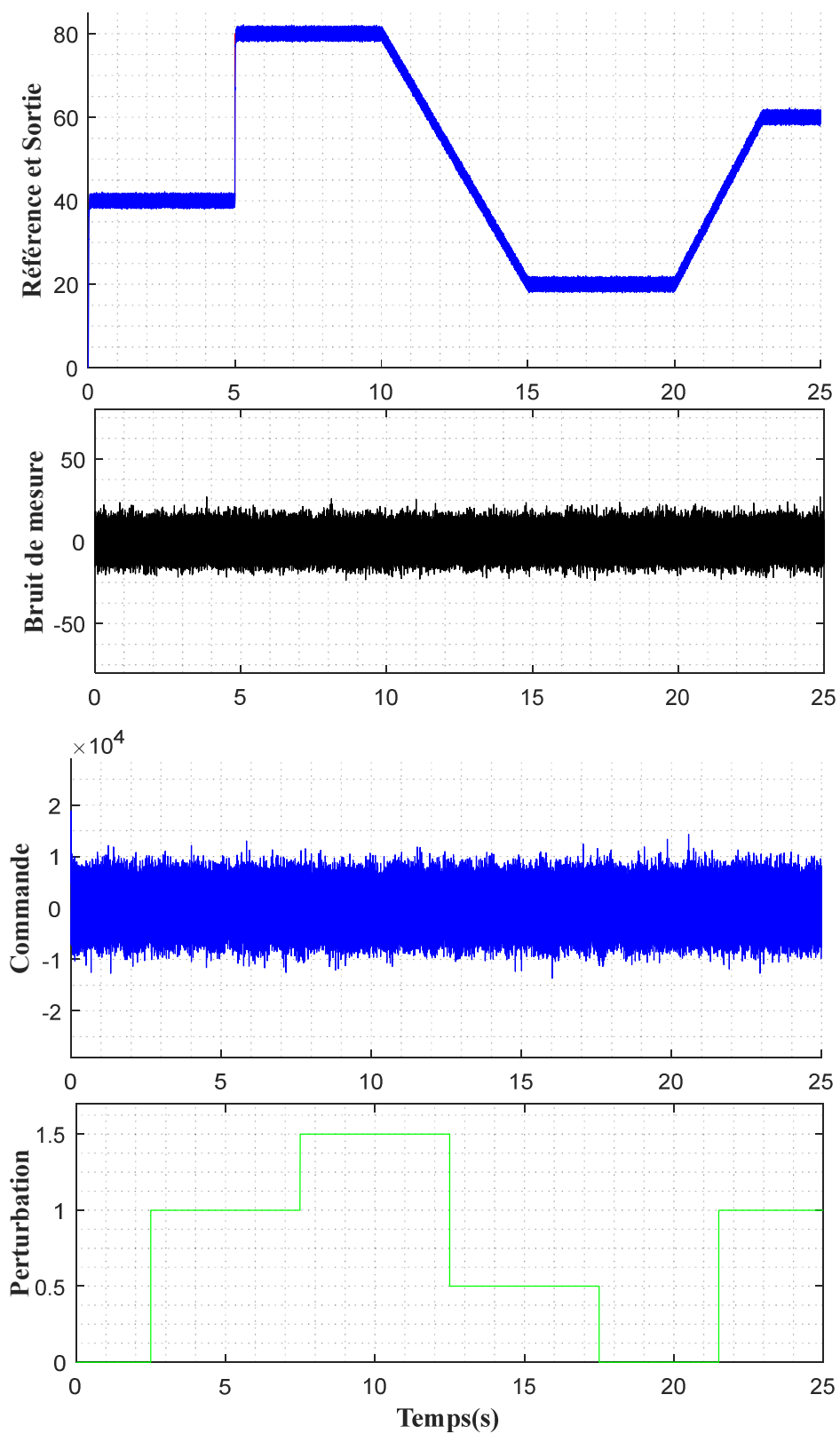


Fig. III.10.a : Résultat de la simulation de la MCC avec bruit de mesure.

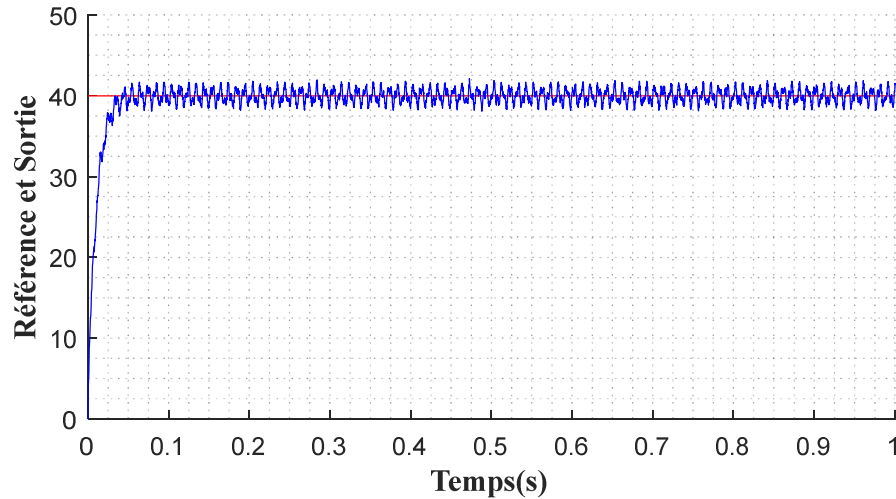


Fig. III.10.b : Zoom sur la sortie sur un intervalle de temps 0 à 1s.

A partir des figures (III.10.a) et(III.10.b), nous pouvons remarquer que le bruit de mesure engendré par le capteur apparaît clairement sur le signal de commande et sur le signal de sortie. Ce qui nous montre que, malgré l'utilisation d'un régulateur robuste, la boucle n'est pas encore bien performante, et que les paramètres du régulateurs n'ont pas encore bien choisis, bien que, la sortie suit très bien la référence et que le système en boucle fermée rejette parfaitement les perturbations venant de l'extérieur. On constate directement que nous devons améliorer la boucle de commande dans le sens qu'elle puisse faire un filtrage des bruits de mesure.

On a noté avant, que le choix des horizons de commande (T_c) et de filtrage (T_f) est arbitraire, donc la variation de ces horizons nous permet de chercher et d'imposer les performances souhaités. Il est clair que la limite de commande caractérisée par le paramètres de synthèse (T_c) est bien choisi, mais pas le cas pour le paramètres (T_f) qui représente la limite de filtrage. Pouvoir effectuer un bon filtrage de ce bruit commence par la recherche de la zone de robustesse convenable. Cette zone est caractérisée, à la fois, par les deux limites de commande (T_c) et de filtrage (T_f). Dans notre simulation, on va choisir différents valeurs de (T_c) et de (T_f) et de voir les résultats, sachant que, nous allons maintenir le même profil de vitesse et les même contraintes imposés à la boucle fermée. Les figures ci-dessous nous permet de voir les performances obtenus pour trois test (trois choix de T_c et T_f), le placement des pôles du système sur le plan complexe et les limites choisies sont représentés par la figure suivante :

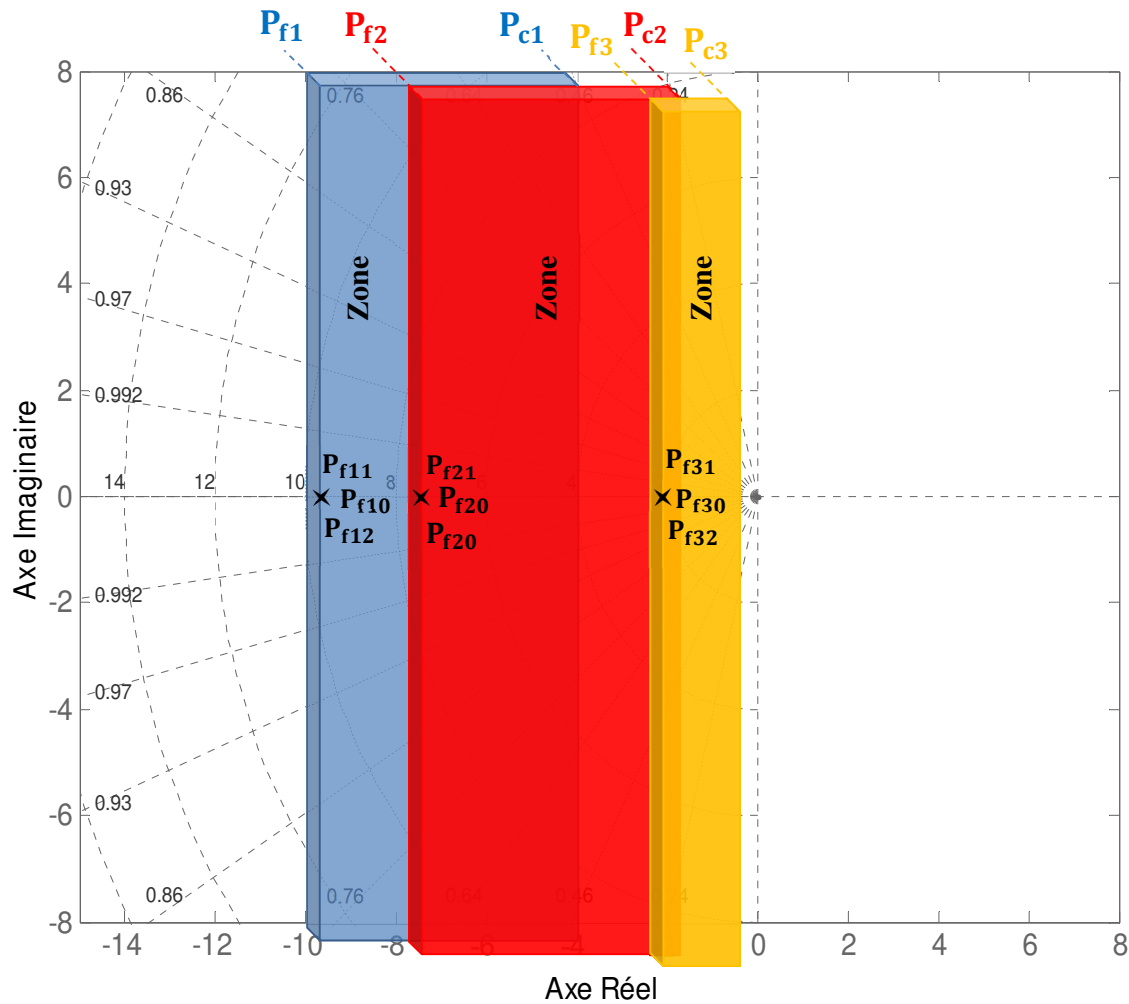


Fig. III.11 : Le placement des pôles de la MCC.

Les pôles placés pour la commande et pour le filtrage, en tenant compte des paramètres et limites choisis, sont les suivants :

$$\begin{array}{lll}
 p_{c1} = -4000, & p_{c2} = -2000, & p_{c3} = -1100 \\
 p_{f1} = -10000, & p_{f2} = -8000, & p_{f3} = -3000
 \end{array}$$

Après la détermination de tous les polynômes de chaque régulateur RST, on va faire des tests de simulations de la commande de notre système pour chaque régulateur. On a utilisé un Bruit Blanc (Gaussien centré) pour rapprocher de plus au bruit des capteurs. Les résultats de simulation sont donnés par les figures (III.12.a) et (III.12.b).

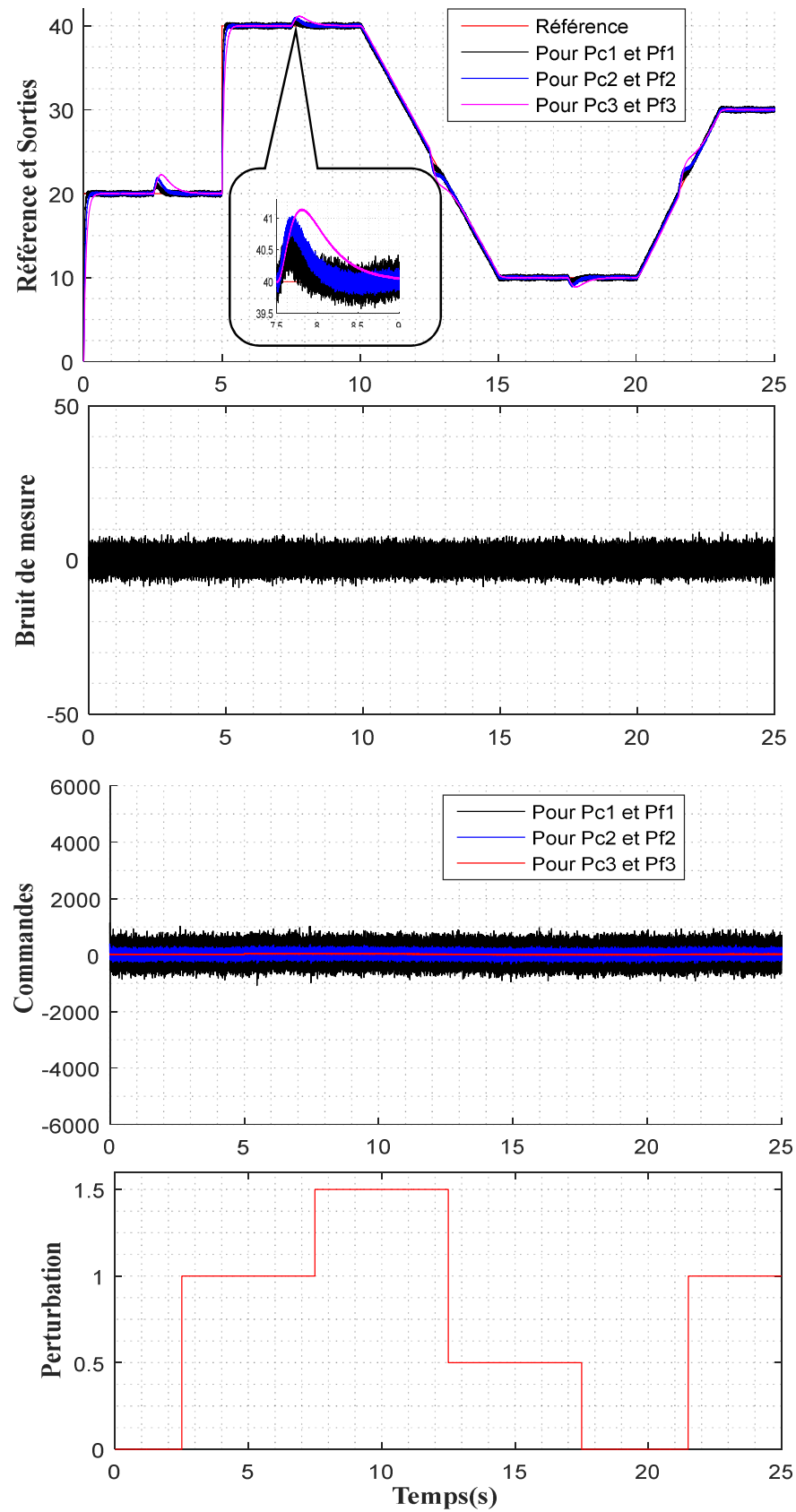


Fig. III.12.a : Résultats de commande de la MCC pour différentes valeurs de P_c et P_f .

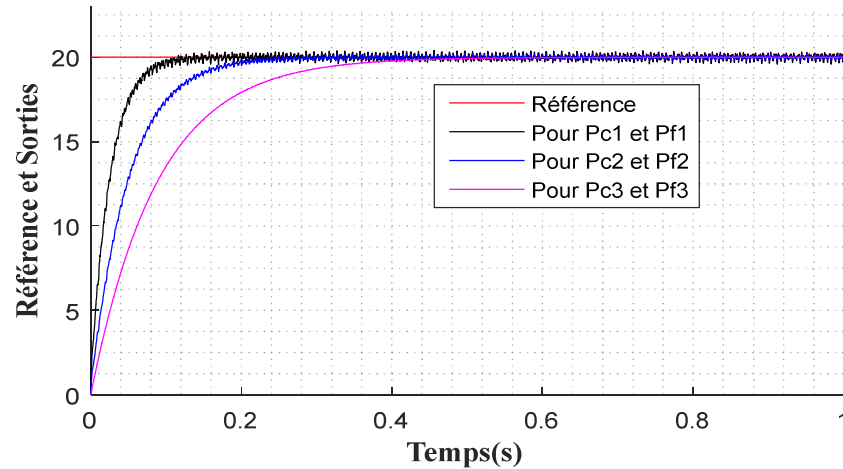


Fig. III.12.b : Zoom sur la sortie pour un temps de 0 à 1s.

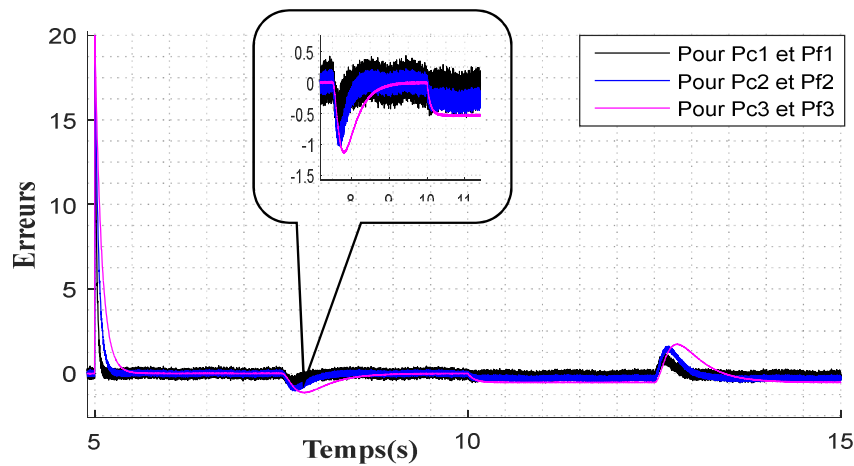


Fig. III.13 : L'erreur de poursuite entre les signaux de sortie et la référence.

A partir des figures (III.11), (III.12.a) et (III.12.b), nous remarquons que le signal de sortie du système bouclé s'améliore en passant d'une zone à une autre, parce que les limites de commande et de filtrage changent. Nous pouvons voir que la zone 3 a donné la meilleure sortie en termes de filtrage, en plus de la poursuite et le rejet des perturbations très satisfaisants. On peut résumer le teste par :

- Pour (P_{c1} et P_{f1}), on a un temps de réponse $t=127\text{ms}$. La zone de robustesse est représentée par la couleur bleu.
- Pour (P_{c2} et P_{f2}), on a un temps de réponse $t=276\text{ms}$. La zone de robustesse est représentée en rouge.
- Pour (P_{c3} et P_{f3}), on a un temps de réponse $t=575\text{ms}$. La zone de robustesse est représentée en jaune.

Il est important de noter que nous ne pouvons pas dire que notre choix est le meilleur, mais, il a donné de bons résultats. Si nous souhaitons faire une recherche de la meilleure combinaison commande et filtrage, une étude et une technique d'optimalité doit être appliquée pour déterminer d'une manière définitive les limites et les paramètres du régulateur, c'est-à-dire la zone de robustesse optimale. Dans ce qui suit nous allons faire juste une tentative dans ce sens, la technique utilisée est donnée en annexe.

❖ **Choix de la zone de robustesse optimale :**

A partir des trois zones testées, on peut dire que, la troisième zone a donné les meilleurs résultats en terme de robustesse, mais, nous ne pouvant pas garantir qu'elle sera toujours la meilleure combinaison (de T_c et T_f), il est possible qu'il y en ait d'autres zones de robustesse meilleures. La recherche de la meilleure zone reste un travail d'optimalité de la boucle. Nous avons essayé de trouver une amélioration en utilisant le principe d'optimalité de Pontriaguine et on a abouti à une combinaison, un test de simulation est effectué alors et une comparaison a été faite avec les résultats du troisième test obtenue précédemment. La figure ci-dessous nous permet de voir la différence.

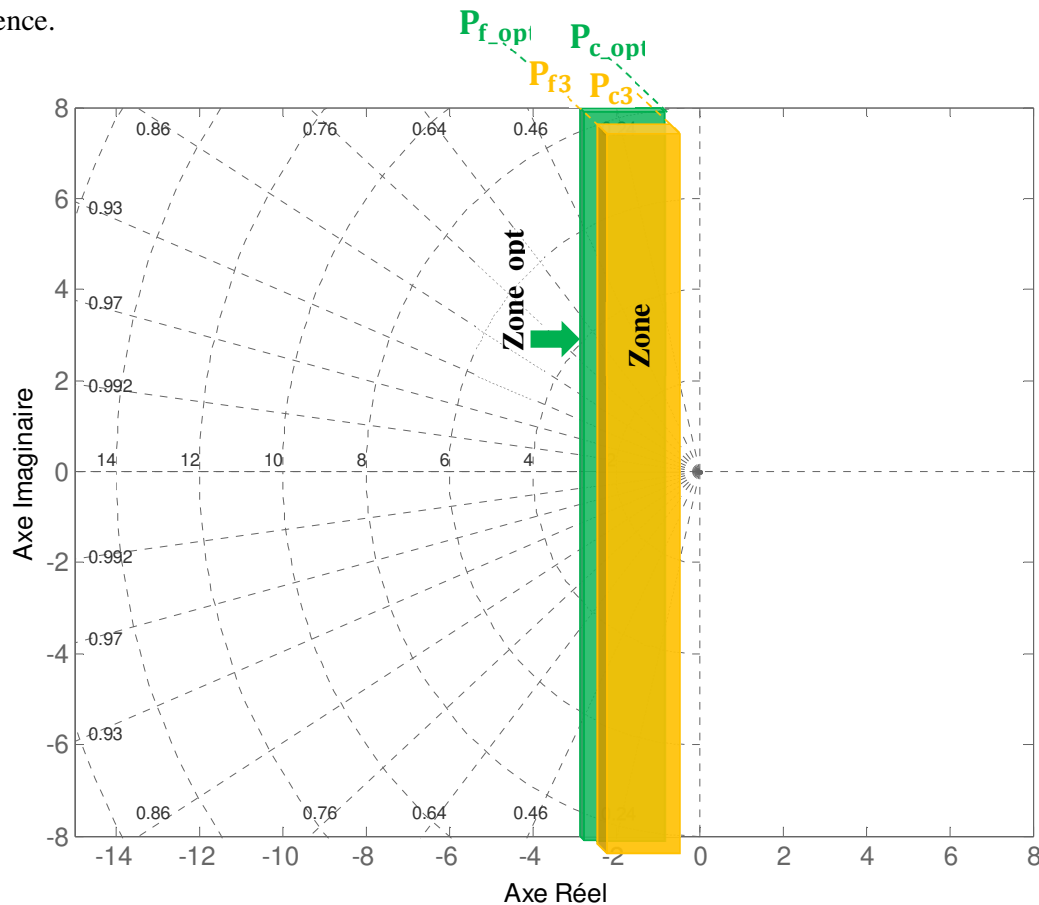


Fig. III.14 : Optimisation de la zone de robustesse.

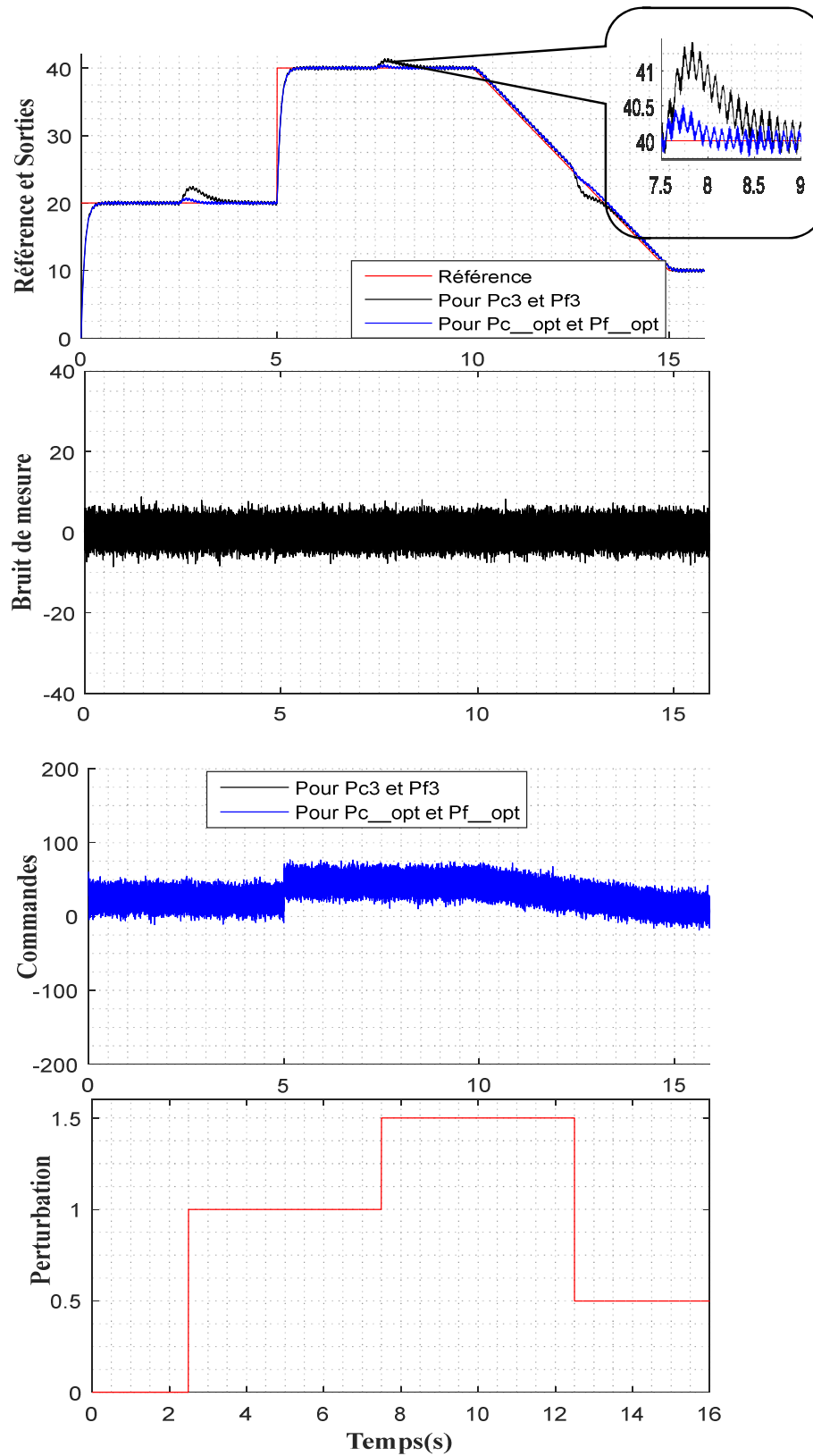


Fig. III.15 : Résultats obtenus avec (P_{c3} et P_{f3}) et (P_{c_opt} et P_{f_opt}).

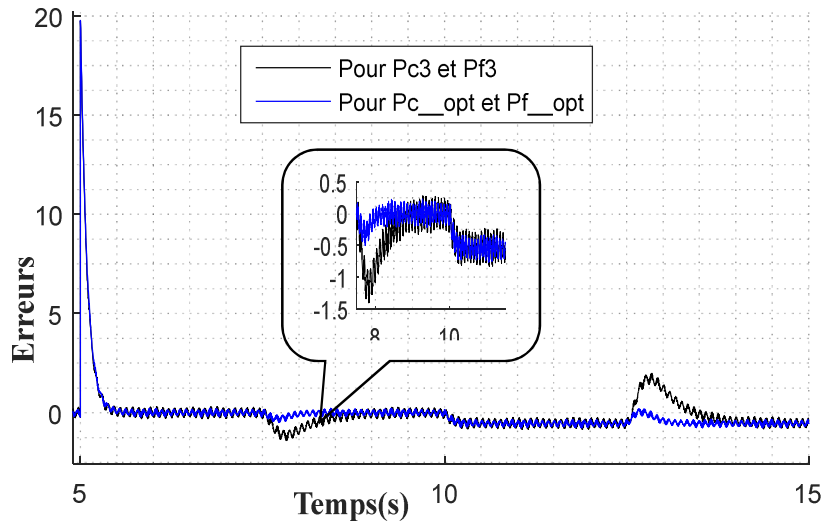


Fig. III.16 : L'erreur entre les signaux de sortie et la référence.

Il est important de donner les limites choisies et utilisés pour effectuer les deux derniers tests, où les résultats sont donnés par la figure (III.14), ces limites sont :

$$p_{c_opt} = -1075, p_{c3} = -1100.$$

$$p_{f_opt} = -3000, \quad p_{f3} = -3000.$$

A partir des figures (III.15) et (III.16), on constate que le choix des horizons T_c et T_f est très important pour générer les meilleurs coefficients des polynômes R, S et T, ces derniers sont responsables sur la qualité et les performances obtenus de la boucle, qui se soit une bonne dynamique (rapidité et rejet des perturbations dans un très petit temps) ou un niveau de filtrage satisfaisant contre un bruit de mesure.

En fin, on peut dire que le choix de la zone de robustesse optimale mérite d'être une de nos perspectives en fin de travail.

III.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons essayé de faire une application de la commande RST robuste sur la machine à CC en se basant sur la stratégie de placement des pôles robuste.

Dans ce type des commandes, la qualité et les performances en régime transitoire et en régime statique sont important, la stabilité, la précision, la robustesse sont garantie. La robustesse envers les perturbations externes et les bruits de mesure est vérifiée après avoir étudié les différent cas possible :

- Simulation de la MCC dans le cas générale : cette simulation nos donne des bonnes résultats en termes de rapidité (temps de réponse petit), précision (l'erreur statique et de vitesse) et rejet des perturbations.
- Simulation de la MCC dans le cas où l'inductance de l'induite est négligeable : cette simulation nos donne les mêmes performances, bien que, nous avons utilisé un modèle simplifié, ce modèle sera utile surtout pour des éventuelles travaux pratique.
- Simulation de la MCC dans le cas où nous tenons compte des bruits de mesure : l'effet de ce bruit apparaît dans le signal de commande et de sortie. Le bon choix des horizons de commande T_c et de filtrage T_f nous permet d'atteindre un niveau de filtrage satisfaisant (tout en gardant une dynamique acceptable).
- On a noté aussi, que le choix de T_c et T_f nécessite une étude de recherche de la zone de robustesse optimale, c'est-à-dire trouver T_{c_opt} et T_{f_opt} .

En fin de ce chapitre, nous pouvons dire que cette commande est très intéressante, parce que elle n'assure pas que la poursuite, presque parfaite, de la référence, mais aussi, le rejet des perturbations et faire face au bruit engendrées par les capteurs. Un autre avantage, elle est simple à synthétiser.

Conclusion GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail effectué dans ce mémoire concerne la commande de vitesse du moteur à courant continu à excitation séparée en utilisant un régulateur RST robuste. Pour réaliser ce travail, nous avons commencé par une présentation générale de la machine, sa structure, ses principes et son modèle. Ensuite, et afin de bien comprendre les principes et l'intérêt de l'algorithme de commande que nous avons opté à l'utiliser, nous avons apporté une attention particulière à la synthèse des régulateurs RST, notamment à la technique de placement des pôles robuste. Cette dernière technique est considérée comme étant l'étape la plus importante pour la résolution du système de Sylvester (ou bien de l'équation de Bézout) qui a conduit à la détermination de tous les polynômes du régulateur. Un exemple d'application numérique est donné afin de faciliter la tâche qui concerne l'application de la loi de commande à la machine à courant continu.

Dans la dernière partie du travail, on a présenté les opérations et les étapes nécessaires à l'application de cette commande sur la machine à courant continu, en se basant sur la régulation RST robuste en temps continu. Cette technique de régulation présente l'avantage d'une mise en œuvre simple reposant sur un principe formel de manipulation de polynômes permettant de déboucher sur des fonctions de transfert faciles à traiter et un placement de pôles robuste. L'application de cette technique sur la machine électrique à courant continu a donné des résultats très acceptables, elle nous a permis de répondre aux objectifs espérés et aux performances souhaités, notamment, la stabilité en boucle fermée de notre système, le bon suivi de la consigne même avec des profils de vitesse de référence critiques, et la robustesse envers les perturbations externes et les bruits provoqué par les capteurs de mesure.

En fin de cette conclusion, nous pouvons dire que nous avons profité beaucoup de ce modeste travail et nous avons appris beaucoup de choses. Tels que, le pouvoir de rédiger un document scientifique, le traitement d'un sujet technique du début à la fin, la modélisation, la simulation et surtout d'imposer à une boucle de commande des performances élevées, dans différents sens, en poursuite (en imposant des conditions de dynamique bien déterminé et une statique bien précise), en robustesse envers les perturbation externes et en filtrage des bruit de mesure.

Comme tout travail de mémoire, le nôtre est certes non exhaustif et il mérite d'être continué dans beaucoup de directions. Nous pouvons donner les perspectives suivantes :

- De faire une étude de l'asservissement de position et de vitesse, vu l'importance et l'utilisation qui ne cesse d'augmenter des servo-moteurs.
- De faire une étude détaillée sur l'optimisation des paramètres de synthèse de la régulation RST, qui conduit à la zone meilleure, c'est-à-dire la zone robuste. Il est important de noter que les résultats d'optimisation que nous avons présentée sont juste une tentative à revoir et à suivre.
- L'implémentation de cette loi de commande sur une carte DSPACE est importante dans notre point de vue, et d'ailleurs, c'est notre titre de travail avant d'être modifier suite aux contraintes imposés par le Covid19.
- L'application de ce type de réglage sur d'autres types des systèmes électriques, surtout, pour la commande des convertisseurs statiques et les autres types des machines électriques.

Références
Bibliographiques

BEBLIOGRAPHIE

- [1] Austin Hughes " Electric Motors and Drives", ELSEVIER. NEWNES, School of Electronic and Electrical Engineering, University of Leeds 2006.
- [2] Claude CHEVASSU : " Machine à courant continu", cours et problème, Ecole Nationale Supérieur Maritime (ENSM), France, 2014.
- [3] S.RECHKA, G.ROY, S.DENNETIERE et J.MAHSEREDJIAN, " MODÉLISATION DE SYSTÈMES ÉLECTROMÉCANIQUES MULTI-MASSÉS À BASE DE MACHINES ASYNCHRONES, À L'AIDE DES OUTILS MATLAB ET EMTP, AVEC APPLICATION AUX ÉOLIENNES", Département de Génie Électrique Section Énergie électrique, École Polytechnique de Montréal, Juillet2004.
- [4] D. NOURA, B. SELMA, " Implémentation sur Carte DSPACE des Commandes PID et Floue D'un Moteur à Courant Continu", Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme de Master, UNIVERSITE MOUHAMED EL SADIK BEN YAHIA, juin 2016.
- [5] H.BEN AMAR : " Différents modes d'excitation des machine à courant continu", Plan de la leçon N°7, 2010.
- [6] S. LE BALLOIS. P. CORDON. « Automatique : système linéaire et continues». 2^{ème} édition, DUNOD, Paris, 2006.
- [7] M.N'DIATE MOHAMED, D.BOCHRAYE, " Commande RST robuste d'un système de production éolien utilisant une machine asynchrone à double alimentation", Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme de Master, UNIVERSITE MOUHAMED EL SADIK BEN YAHIA, 2019.
- [8] F. POITIER, " étude de la commande de génératrice asynchrone pour l'utilisation de l'énergie éolienne", thèse de doctorat, UNIVERSITE DE NANTE, 2003.
- [9] Edouard Larouche, " Commande Optimale". Ecole nationale supérieur de physique de Strasbourg, 3A-option ISA V, Strasbourg. 5 décembre2005.
- [10] M.MEEROV, Y.MIKHAILOV, V.FRIEDMAN " Principe de la Commande Automatique", TECHNIQUE SOVIETIQUE. Moscou 1979.
- [11] AYMEN AMMAR, " Modélisation et Optimisation d'un Générateur Synchrone à Double Excitation de Forte Puissance", thèse de doctorat, Ecole Doctorale SPI 072 (Lille I, Lille III, Artois, ULCO, UVHC, EC Lille), le 28 Juin 2013.
- [12] L.BAGHLI, " Modélisation et Commande de la Machine asynchrone", Notes de cours, UNIVERSITE ABOU BEKR BELKAID, 2019.