

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique



Mémoire de Master

Filière Électronique
Spécialité Automatique et système
présenté par :

Kadri Sofiane

&

Siahoui Mohamed Ouail

Commande robuste d'un système de suspension active

Proposé par : Pr GUESSOUM Abderrezak

Année Universitaire 2019-2020

Remerciements

Nous tenons à remercier tout d'abord Allah, seigneur de l'univers, pour la volonté, la santé, qui nous a donnée durant toutes ces longues années. A lui toute louange.

Je tiens ainsi, à exprimer ici tout mon respect et toute ma reconnaissance à mon encadreur Monsieur : **Guessoum abderrezak** Professeur en Automatique pour avoir bien voulu me proposer ce sujet, et pour sa gentillesse, ses encouragements et ses conseils.

Je remercie les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer ce modeste mémoire.

Je tiens également à remercier, tous les professeurs du département d'électronique qui ont contribué à notre formation.

En fin, je remercie tous ceux qui ont contribué à ce travail de près ou de loin.

Dédicace

*À mon très cher père
À ma très chère mère
À mes frères, à mes tantes, mes oncles et à toute ma famille*

Dédicace

*À mon très cher père
À ma très chère mère
À mon frère, à ma sœur, et à toute ma famille*

Kadri

ملخص

في هذه المذكرة سنتحكم بقوة في نظام متعدد المتغيرات (تعليق نشط). تتألف أطروحتنا من: أولاً، أن نرسل في الأساس تذكيرات حول المفاهيم المتعلقة بنظم الحلقات المغلقة المتعددة المتغيرات، والأنواع المختلفة من الارتياحات وشروط القوة. واستخدامه H_∞ سيتم عرض توليف H_∞ والتي تعتمد على تقليل المعايير H_∞ ثم ابدأ طريقة تجميع الأوامر القوية حسب كخوارزمية لعملية متعددة المتغيرات (التعليق النشط)، وسيتم توضيح نتائج عمليات محاكاة الوقت والتردد وسيتم تحديد ما إذا كانت قوة قوانين التحكم هذه قد تحققت أم لا

الكلمات المفتاحية تحكم قوي ، وحدة تحكم ، التعليق النشط

Résumé

Dans ce mémoire, nous allons faire une commande robuste d'un système multi variables (suspension active). Notre mémoire consiste : premièrement, à donner essentiellement des rappels sur les notions des systèmes multi variables, les différents types d'incertitude et les conditions de robustesse. Ensuite entamer la méthode de synthèse de commandes robustes par H_∞ qui est basée sur la minimisation des normes H_∞ . La synthèse par H_∞ sera présentée et utilisée sous forme d'algorithme sur un procédé multi variable (suspension active), Les résultats de simulations temporelles et fréquentiels seront illustrés et on déterminera si les robustesses sur la stabilité et sur les performances de ces lois de commandes sont satisfaites.

Mots clés : commande robuste, contrôleur h-infini, suspension active

Abstract:

In this memory, we will make a robust control of a multi variable system (active suspension). Our thesis consists: first, to give essentially reminders on the notions on multi variable closed loop systems, the different types of uncertainty and the conditions of robustness. Then start the method of synthesis of robust commands by H_∞ which is based on the minimization of the standards H_∞ . The H_∞ synthesis will be presented and used as an algorithm on a multi variable process (active suspension), the results of time and frequency simulations will be illustrated and it will be determined whether the robustness on the stability and performance of these control laws are met.

Keywords: robust control, h-infinity controller, active suspension

Table des notations

s	Variable de Laplace
$I_{n \times n}$	Matrice Identité de dimensions n
A^T	Transposée de la matrice A
A^*	Transposée conjuguée de la matrice A
A^{-1}	Inverse de la matrice A
$\lambda_{max}(G(s))$	Valeur propre maximale d'une matrice de transfert G(s)
$\lambda_{min}(G(s))$	Valeur propre minimale d'une matrice de transfert G(s)
$\bar{\sigma}(G(s))$	Valeur singulière maximale d'une matrice de transfert G(s)
$\underline{\sigma}(G(s))$	Valeur singulière minimale d'une matrice de transfert G(s)
$ G(s) _{\infty}$	Norme H_{∞} d'une matrice de transfert G(s)

Table des matières

Introduction générale	1
Chapitre 1 : Commande robuste des systèmes multi variables	3
1.1 Introduction.....	3
1.2 Configuration des systèmes multi variables.....	6
1.3 Modèles considérés.....	6
1.3.1 Modèle nominal.....	6
1.3.2 Classe de modèles.....	7
1.4 Incertitudes.....	7
1.4.1 Incertitudes structurées.....	8
1.4.2 Incertitudes non structurées.....	8
1.5 Valeurs singulières.....	10
1.6 Conditions de robustesse.....	11
1.6.1 Condition de robustesse sur la stabilité.....	12
1.6.2 Condition de robustesse sur les performances.....	12
1.7 Conclusion.....	13
Chapitre 2 : Synthèse de contrôleurs robustes par H^∞	14
2.1 Introduction.....	14
2.2 Problème standard.....	14
2.3 Problème d'optimisation par H^∞	19
2.4 Sensibilité mixte.....	22
2.5 Procédure d'optimisation par H^∞	24
2.6 Conclusion.....	26
Chapitre 3 : Commande robuste d'une suspension active	27
3.1 Introduction.....	27
3.2 Le modèle de la suspension de la voiture	27
3.3 Modèle d'actionneur hydraulique	31
3.4 Objectifs de conception pour la synthèse H-Infinity :.....	33
3.5 Synthèse H-Infinity nominale.....	37

3.6 Évaluation du domaine temporel	39
3.7 Modèle d'actionneur hydraulique incertain	42
3.8 Conclusion.....	43
Conclusion générale.....	44
Références bibliographiques.....	45

Table des figures

Chapitre 1

Figure (1.1) : Configuration des systèmes multi variables.....	3
Figure (1.2) : Perturbation additive.....	8
Figure (1.3) : Perturbation multiplicative à la sortie	9
Figure (1.4) : Perturbations multiplicatives en entrée	10

Chapitre 2

Figure (2.1) : Schéma synoptique du problème standard.....	15
Figure (2.2) : Formulation du problème Standard.....	15
Figure (2.3) : Problème standard (représentation LFT).....	16
Figure (2.4) : Problème de sensibilité mixte sous forme standard.....	22
Figure (2.5) : Organigramme de la procédure d'optimisation par H^∞ [22].....	25

Chapitre 3

Figure (3.1) : Le model de la suspension active	27
Figure (3.2) : La réponse en fréquence du gain de perturbations de la route et la force d'actionneur en fonction d'accélération et la déflexion de la suspension	30
Figure (3.3) : le module et la phase de model actionneur nominal et 20 model échantillonnes aléatoires	32
Figure (3.4) : Formulation du problème Standard.....	33
Figure (3.5) : la réponse en fréquence à perturbations routières	36
Figure (3.6) : réponse en fréquence de la perturbation de la route à xb , sd , et ab pour les suspensions actives.....	39
Figure (3.7) : la réponse du domaine temporel des modèles en boucle fermée au signal de perturbation de la route	41
Figure (3.8) : la réponse du domaine temporel en mode équilibre	43

Introduction générale

Introduction générale

La théorie de la commande robuste des systèmes linéaires a connu un essor remarquable durant ces dernières années [1]. Sur la connaissance précise du modèle mathématique. Cependant, ceci n'est pas toujours possible car on est confronté à des imprécisions dues à : [2]

- La structure de modèle est toujours une simplification de la réalité
- Les paramètres du modèle sont entachés d'erreurs de mesure ou d'estimation
- Les paramètres peuvent varier avec le temps
- Si le modèle est la représentation linéarisée d'un système non-linéaire, le changement des conditions de fonctionnement modifient les valeurs des paramètres.

Les contrôleurs PID traditionnels ne peuvent pas garantir un fonctionnement optimal lorsque diverses perturbations (internes, externes, etc.) se produisent. On observe alors une dégradation des performances des procédés, risquant même de provoquer leur instabilité.

C'est par conséquent, il est nécessaire de recourir à une technologie de contrôle avancée, tenir compte des interférences et permettre un bon comportement du processus.

Parmi les solutions existantes, l'utilisation de commandes dites "robustes" est une solution prise en considération.

Il s'agit de prendre dans la synthèse des commandes les perturbations sous forme de modèles mathématiques. Dans ce cas il est fondamental de déterminer le modèle de fonctionnement, plus précisément une classe de modèles autour du modèle nominal. La classe de modèles est formée par un modèle nominal (de référence) et un modèle pour les perturbations.

L'objectif d'une loi de commande robuste est d'assurer la stabilité du processus. nous disons si l'écart entre le modèle utilisé pour la synthèse et l'état réel n'affecte pas la stabilité, une stabilité robuste peut être obtenue. De plus, un contrôleur robuste doit garantir que les objectifs de performance définis dans les spécifications sont atteints. Nous avons répertorié quelques indicateurs de performance: handling Target, confort Target ,accélération du corps Il existe de nombreuses façons d'intégrer des contrôleurs robustes. Nous avons Une technologie complète basée sur la norme H_∞ doit trouver un moyen de garantir Maintenir la stabilité et atteindre les performances tout en minimisant les normes H_∞ Transmission en boucle fermée.

Nous avons structuré ce document en trois chapitres, de la manière suivante :

Le premier chapitre traitera de quelques rappels sur le concept de systèmes multiples. boucle fermée. Nous définirons différents signaux et transférerons la matrice pour décrire système. Ensuite, nous énoncerons différents types d'incertitude. Enfin, nous aborderons le sujet Robustesse, stabilité et performances satisfaisantes et Sélection de spécifications robuste.

Le deuxième chapitre se concentrera sur la synthèse par la méthode H^∞ . Nous donnerons la description du problème standard de la commande robuste, qui est liée au concept système amélioré, son rôle est d'associer le modèle global aux modèles suivants incertitude et objectifs de stabilité et de performance. Ensuite, nous expliquerons la méthode synthétisez H^∞ avec la théorie qu'il comprend. Enfin, nous proposerons un algorithme, Un contrôleur robuste est obtenu grâce à l'optimisation H^∞ .

Le troisièmes chapitre feront l'objet d'application de la synthèse des contrôleurs robuste par H^∞ sur deux procédés multi variables, une suspension active . On commencera par effectuer une étude pour la connaissance du comportement des procédés en boucle ouverte. Puis on entamera la synthèse par H^∞ . Les contrôleurs obtenus seront appliqués sur les régimes perturbés afin de comparer les résultats avec ceux des modèles nominaux et de juger sur leur robustesse.

Chapitre 1
Commande robuste des
systèmes multi
variables

1.1 Introduction

L'objectif principal du correcteur est d'assurer la stabilité du système multi-variables en boucle fermée. Cela dit, ils le rendent de plus en plus strict dans l'industrie il est également devenu important de garantir de bons résultats, donc la possession fonctionnement optimal.

Les principaux correcteurs classiques ne peuvent pas faire face à ce genre de problèmes.

L'utilisation des techniques des synthèses de contrôleur assurant la «robustesse» est une caractéristique non négligeable. Les commandes doivent garantir la stabilité d'une plage de modèles, définis par le modèle de synthèse (également appelé modèle nominal) et par les incertitudes entre les différents modèles considérés. Stabilité assurée, il faut aussi satisfaire un fonctionnement optimal, c'est-à-dire offrir les meilleures performances possibles pour le processus Boucle fermée. Rappelons que les contraintes rencontrées lors de la synthèse des contrôleurs Robustes sont :

- La synthèse s'effectue sur le modèle nominal du système, mais il est essentiel de garantir la stabilité de tous les régimes.
- Satisfaire le compromis « Stabilité / Performances » pour un fonctionnement optimal.

1.2 Configuration des systèmes multi variables

On présente la configuration de base des systèmes multi variables bouclés, ainsi que les rappels sur les matrices de transfert. La configuration des systèmes multi-variables en boucle fermée avec perturbations est illustrée sur la figure ci-dessous (figure 1.1).

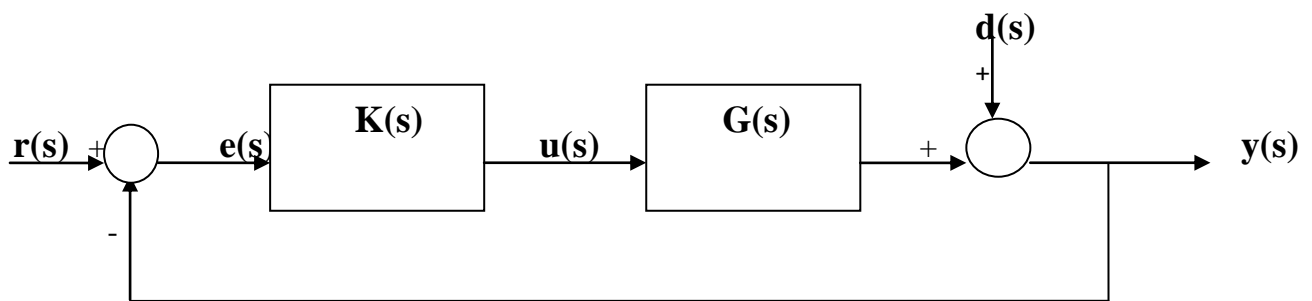


Figure (1.1) Configuration des systèmes multi variables

Avec :

$y(s)$: sorties

$r(s)$: entrées (références)

$u(s)$: commandes

$e(s)$: erreurs

$d(s)$: perturbations

Le but de toute commande $u(s)$ obtenue du contrôleur $K(s)$ est toujours d'essayer de rendre le signal d'erreur $e(s)$ aussi bas que possible (idéalement zéro).

Au préalable, on présente les différents signaux avec leurs expressions. Ils seront utiles pour le problème de commande des systèmes multi-variables

Le signal de sorties du procédé en boucle fermée :

$$Y(s) = G(s)U(s) + d(s) \quad (1.1)$$

Le signal de commandes $u(s)$ se met sous la forme :

$$U(s) = K(s)e(s) \quad (1.2)$$

Le signal d'erreurs $e(s)$ est déduit à partir de l'expression :

$$e(s) = r(s) - Y(s) \quad (1.3)$$

En remplaçant le signal d'erreurs $e(s)$ par l'expression (1.3), les commandes $u(s)$ deviennent :

$$U(s) = K(s)(r(s) - Y(s)) \quad (1.4)$$

On substitue le signal de commandes $u(s)$ par l'expression (1.4), le signal de sorties sera :

$$Y(s) = G(s)K(s)(r(s) - Y(s)) + d(s) \quad (1.5)$$

Après simplification de l'expression du signal de sorties $y(s)$, on aboutit à :

$$Y(s) = (I + G(s)K(s))^{-1}G(s)K(s)r(s) + (I + G(s)K(s))^{-1}d(s) \quad (1.6)$$

On définit les matrices de transfert suivantes :

– Boucle ouvert

$$L(s) = G(s)K(s) \quad (1.7)$$

– Sensibilité:

$$S(s) = (I + L(s))^{-1} \quad (1.8)$$

– Sensibilité complémentaire (Transfert) :

$$T(s) = L(s)(I + L(s))^{-1} \quad (1.9)$$

– Complémentarité Sensibilité - Transfert :

$$S(s) + T(s) = I \quad (1.10)$$

– Transfert par rapport à la commande :

$$R(s) = K(s)(I + L(s))^{-1} \quad (1.11)$$

Dans le cas où le signal des perturbations est nul ($d = 0$) :

$$Y(s) = (I + G(s)K(s))^{-1} G(s)K(s)r(s) = T(s)r(s) \quad (1.12)$$

$$U(s) = K(s)(r(s) - Y(s)) = K(s)(I - T(s))r(s) = K(s)S(s)r(s) = R(s)r(s) \quad (1.13)$$

$$e(s) = (r(s) - Y(s)) = (I - T(s))r(s) = S(s)r(s) \quad (1.14)$$

1.3 Modèles considérés

On utilise le modèle considéré pour exprimer toute formule mathématique utilisée pour décrire la dynamique d'un système multi-variable. La méthode aura un modèle qui peut être représenté par le temps (équation d'état) ou par la fréquence (matrice de transfert).

En fait, ces processus sont soumis à diverses perturbations, entraînant leurs changements dynamiques. Ensuite, on examine plusieurs modèles possibles pour décrire le système. Cela conduit à une sélection précise du modèle nominal. D'autres modèles dépendent du modèle nominal et de l'incertitude entre les modèles. L'ensemble de tolérances fait référence au type de modèle ou de modèle considéré.

1.3.1 Modèle nominal

Nous nous intéressons au contrôle d'un système multi-variable et son fonctionnement est défini par une classe de modèles. Ces modèles prennent la forme d'un système d'équations différentielles linéaires à coefficients constants pour définir le comportement nominal du processus et le modèle d'incertitude. Le modèle nominal $G(s)$ et le modèle d'incertitude $\Delta(s)$ incluent toutes les dynamiques de processus possibles en fonctionnement normal.

Le modèle nominal (ou de référence) admet une réalisation dans l'espace d'état Il est possible d'écrire le modèle d'état sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{1.15}$$

Ou :

x : vecteur d'état

y : vecteur d'observation

A, B, C, D : modèle d'état

Le modèle nominal peut également prendre une représentation fréquentielle, sous la forme d'une matrice de transfert $G(s)$, obtenue par l'expression ci-dessous

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (1.16)$$

1.3.2 Classe de modèles

L'ensemble des modèles «nominal – incertitudes» constitue la catégorie de modèle utilisée pour décrire les systèmes multi-variables.

Après avoir défini le modèle nominal qui servira de référence pour le système multi-variable, l'objectif est de déterminer l'incertitude tolérable. L'incertitude est la différence entre le comportement nominal du modèle et le comportement réel du processus.

Il existe deux types d'incertitude: l'incertitude définie par le bord supérieur de la déviation du modèle dans le plan des fréquences et l'incertitude définie par le changement des paramètres nominaux du modèle.

1.4 Incertitudes

Nous venons de voir que le modèle utilisé pour le contrôle robuste est constitué d'un modèle nominal $G(s)$ et d'un ou plusieurs modèles d'incertitude $\Delta(s)$. Le modèle mis en œuvre reflète la relation entre les commandes et les résultats. La qualité du modèle dépend de petits écarts dans la dynamique du système réel.

Les sources d'incertitude sont nombreuses: incertitude sur les paramètres physiques, dynamique négligée, fonctionnement en conditions extrêmes ...

Les incertitudes sont représentées par deux types : structurées et non structurées [3].

- L'incertitude structurelle est causée par des changements dans les paramètres du modèle du système.

- L'incertitude non structurée provient du manque de prise en compte de certains facteurs dynamiques dans la modélisation ou du manque d'alignement avec le système d'exploitation.

1.4.1 Incertitudes structurées

L'incertitude structurée fait référence aux changements des paramètres de la dynamique du processus et des coefficients des équations différentielles du processus qui génèrent la structure dans la matrice d'incertitude.[4]

1.4.2 Incertitudes non structurées

Les perturbations peuvent être rassemblées sous forme d'un seul et unique bloc Δ , qui représente les dynamiques en hautes fréquences. Ceci est dû au fait que des dynamiques sont négligées au cours de la modélisation. Cette représentation des incertitudes est dite « non structurée ».

Dans le cas des systèmes linéaires, le bloc d'incertitudes est symbolisé sous la forme d'une matrice de transfert. On représente cette matrice de transfert en fonction du procédé réel $G_p(s)$ et du modèle nominal $G(s)$. Les différents types d'incertitudes non structurées sont au nombre de trois : additives, multiplicatives en entrée et multiplicatives à la sortie ([5], [3]).

- Incertitudes additives

Les formes additives se définissent comme des incertitudes absolues vis à vis du modèle nominal. Elles peuvent se représenter à l'aide du schéma bloc suivant :

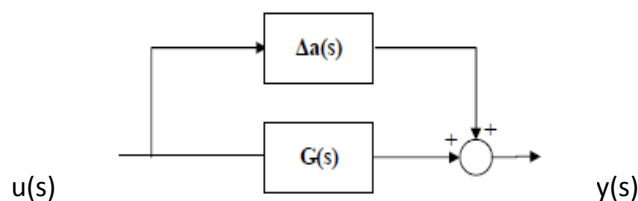


Figure (1.2) Perturbation additive

L'expression des régimes perturbés est :

$$G(s)_p = G(s) + \Delta a(s) \tag{1.17}$$

Telles que :

$G(s)$: modèle nominal du système.

$G_p(s)$: modèle réel du système.

$\Delta a(s)$: Incertitude additive

– Incertitudes multiplicatives à la sortie

Les formes multiplicatives en sortie se définissent comme des incertitudes relatives vis-à-vis de la sortie du modèle nominal. Elles peuvent se représenter à l'aide du schéma bloc suivant :

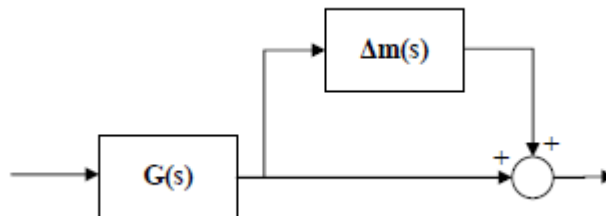


Figure (1.3) Perturbation multiplicative à la sortie

L'expression des régimes perturbés est :

$$G_p(s) = [I + \Delta m(s)] G(s) \tag{1.18}$$

Tells que :

$G(s)$: modèle nominal du système.

$G_p(s)$: modèle réel du système.

$\Delta m(s)$: incertitude multiplicative.

– Incertitudes multiplicatives en entrée

Les formes multiplicatives en entrée se définissent comme des incertitudes relatives vis-à-vis de l'entrée du modèle nominal. Elles sont représentées par le schéma bloc ci-dessous :

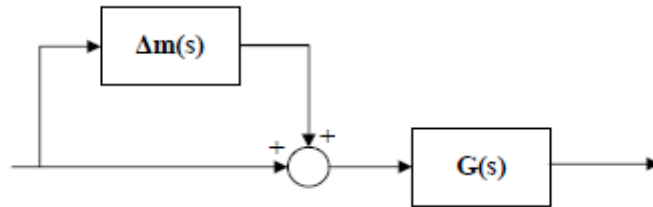


Figure (1.4) Perturbation multiplicative en entrée

L'expression des régimes perturbés est :

$$G_p(s) = G(s)[I + \Delta m(s)] \tag{1.19}$$

Telles que :

$G(s)$: modèle nominal du système.

$G_p(s)$: modèle réel du système.

$\Delta m(s)$: incertitude multiplicative.

1.5 Valeurs singulières

Les valeurs singulières quantifient les énergies des sorties, elles mesurent les gains principaux dans le plan fréquentiel [5]. Les gains principaux sont définis par les formules suivantes :

Soit A une matrice de transfert, ses gains principaux maximum et minimum sont données par :

$$\overline{\sigma}(A)_{\|\Delta\|} \triangleq \max_{\|x\|=1} \|Ax\| = \sqrt{\lambda_{max} A^* * A} \tag{1.20}$$

$$\underline{\sigma}(A)_{\|\Delta\|} \triangleq \min_{\|x\|=1} \|Ax\| = \sqrt{\lambda_{min} A^* * A} \tag{1.21}$$

Où : $\cdot \|$ désigne la norme Euclidienne, $\lambda [\]$ sont les valeurs propres et $[\]^*$ est le conjugué.

1.6 Conditions de robustesse

La stabilité et les bonnes performances de diverses boucles fermées sont au centre d'un contrôle robuste. Pour savoir si la loi est robuste, elle introduira des contraintes de stabilité et de performance, qui produiront une confirmation conditionnelle, appelée stabilité et robustesse des performances. Pour rappel, les précautions complètes pour les commandes robustes sont les suivantes [6] :

- a) poursuite des grandeurs de sorties
- b) rejet de l'effet des perturbations
- c) sensibilité aux incertitudes de modèle
- d) bonnes marges de stabilité
- e) sensibilité aux bruits de mesures

1.6.1 Condition de robustesse sur la stabilité

Le premier problème concerne la stabilité. La robustesse de l'analyse de stabilité est utilisée pour déterminer si le système de mesure est stable malgré les changements attendus des paramètres.

Robustesse en termes de stabilité: analyse de stabilité du système affecté par l'incertitude du modèle. Si le système est stable indépendamment de l'incertitude de modélisation, la stabilité à ces incertitudes est dite forte.

Pour faciliter l'étude de la stabilité des systèmes non linéaires, nous proposons d'abord des concepts généraux liés à la stabilité du système.

Le contrôleur est synthétisé selon le modèle nominal, qui ne décrit pas toujours avec exactitude et précision le processus effectif, c'est pourquoi le concept d'incertitude est utilisé.

Le but de la commande robuste consiste à ce que la stabilité soit garantie pour tous les modèles considérés

Définition : ([5], [7]) Supposons que le modèle nominal $G_n(s)$ soit stable (avec $\Delta m(s) = 0$),

alors le régime perturbé est également stable si et seulement si :

$$T(j\omega) < \frac{1}{\sigma[w_t(j\omega)]} \quad \forall \omega \geq 0 \quad (1.22)$$

Telle que :

$w_t(s)$ est la matrice des spécifications sur la stabilité.

Généralement, le choix de cette matrice est effectué de telle sorte à ce que

$$\bar{\sigma}[\Delta m(s)] \leq \bar{\sigma}[w_t(s)] \quad (1.23)$$

1.6.2 Condition de Robustesse sur les performances

Après avoir discuté de la robustesse plutôt que de la stabilité, appliquez cette propriété à performance. Dans les performances que le contrôleur $K(s)$ doit respecter, on peut citer [8]:

-Régulation face aux effets perturbateurs: insensibilité des sorties aux perturbations affectant le système

- découplage des systèmes d'entrée / sortie;

-limiter les signaux critiques: délivrer des signaux acceptables aux actionneurs et généralement tolérable.

La robustesse spécifique liée aux performances signifie que les performances requises sont garanties pour tous les modèles interférés considérés dans la synthèse. La raison de l'obtention de la durabilité des performances est similaire à la raison de l'obtention de la stabilité, dans ce cas, nous utilisons une matrice d'incertitude virtuelle (fixée par le cahier des charges).

Avoir de bonnes performances passe par minimiser certains signaux, particulièrement le signal d'erreurs $e(s)$. Sachant que le signal d'erreurs est défini par l'expression (1.14), minimiser le signal d'erreurs revient à minimiser la norme de la matrice de sensibilité $S(s)$.

Définition : ([5], [7]) si la robustesse sur la stabilité est respectée, alors le régime perturbé assure les performances désirées si et seulement si :

$$\sigma_{max}[S(j\omega)] < \frac{1}{\sigma_{max}[W_p(j\omega)]} \quad \forall \omega \geq 0 \quad (1.24)$$

Où : $W_p(s)$ désigne la matrice des spécifications sur les performances.

L'expression (1.24) représente la condition de robustesse sur les performances.

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné quelques concepts utiles pour le contrôle multi variables. Nous indiquons également les différents types d'incertitudes possibles. Une condition robuste avec des spécifications de stabilité et d'action est proposée.

Tous ces concepts seront utilisés dans la synthèse de contrôleurs robustes grâce à la méthode H_∞ .

Chapitre 2
Synthèse de contrôleurs
robustes par H^∞

2.1 Introduction

Un système à plusieurs variables est dit robuste s'il reste stable et offre des performances souhaitables même en cas d'incertitude. Vous devez trouver un contrôleur pour votre système. Plusieurs variables sont données pour toujours garantir la fiabilité en boucle fermée.

La synthèse de commande robuste basée sur la norme H^∞ , développée dans les années 80, consiste à trouver une loi de commandes qui minimise l'effet des perturbations sur le comportement du système, en termes simples c'est un problème de rejet des perturbations.

Le problème de robustesse est posé sur la stabilité et sur les performances mises sous forme de contraintes (voir chapitre 1). La notion de « Synthèse » est utilisée pour spécifier les objectifs à atteindre pour le système en boucle fermée. L'utilisation de la norme H^∞ permet la généralisation de la notion des gains sur les systèmes multi variables. Le problème optimal de synthèse par H^∞ consiste à trouver une loi de commandes (sous forme de contrôleur) qui minimise la norme de la matrice de transfert du système augmenté.

2.2 Problème standard

Plusieurs représentations peuvent être utilisées pour les problèmes de contrôle de systèmes multi variables en boucle fermée, tels que les problèmes d'optimisation H_2 et H^∞ . Par conséquent, il est très pratique d'utiliser la formule générale, afin d'avoir un "problème Standard" pour ce type de commande. Nous présentons ci-dessous une formulation du problème standard pour la synthèse de H^∞ qui reste également valable pour la synthèse par H_2 .

Sachant qu'une loi de commandes est déterminée pour contrôler les sorties du procédé, qui, lorsqu'il est perturbé, il est logique d'adopter un modèle de processus complet. Bien sûr, il existe également des modèles de perturbation et des modèles de performance.

Le schéma ci-dessus de la figure (2.1) suivante montre la configuration du problème standard

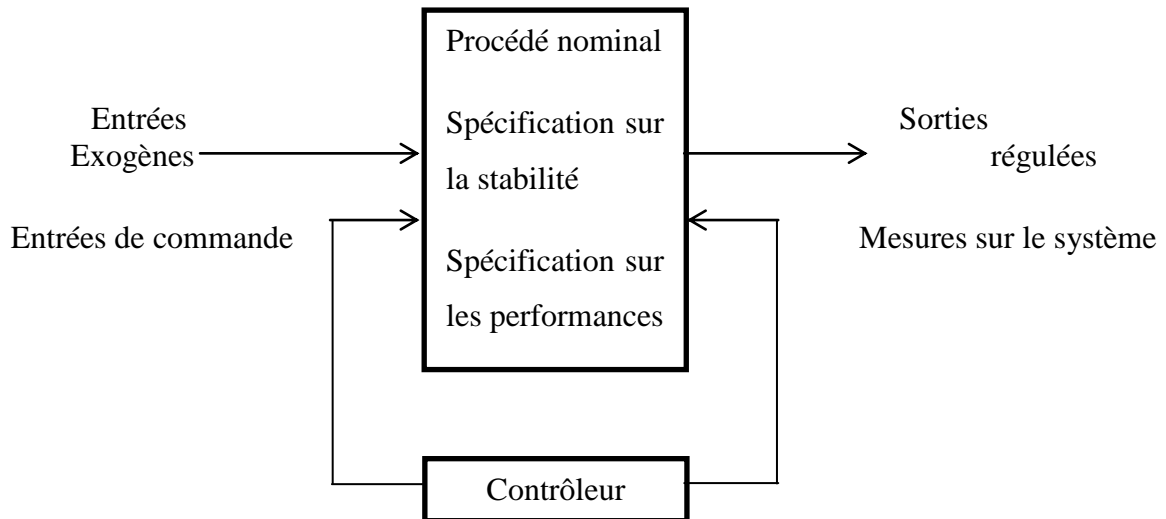


Figure (2.1) Schéma synoptique du problème standard

La configuration du système multi variable en boucle fermée avec les différentes Spécifications est montrée sur la figure (2.2).

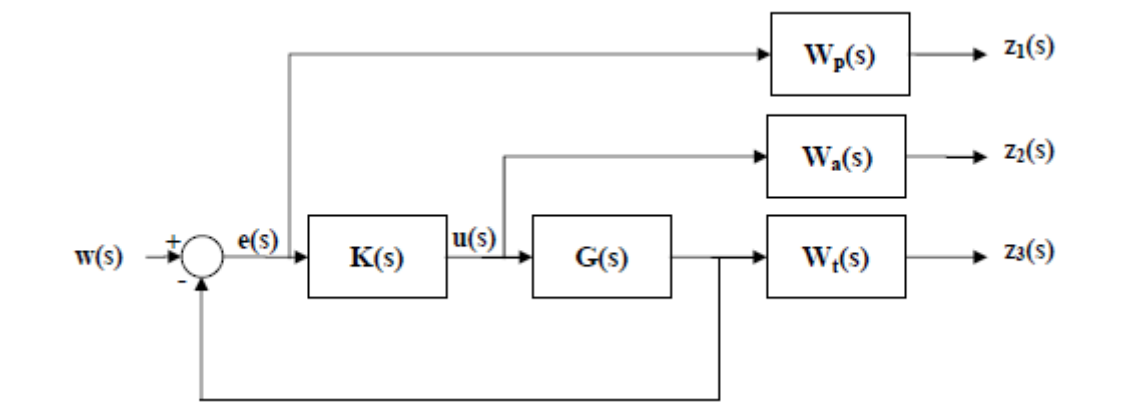


Figure (2.2) Formulation du problème Standard

Où :

$W_t(s)$: matrice de transfert de la spécification sur la stabilité.

$W_a(s)$: matrice de transfert relative à l'erreur de type additive

$W_p(s)$: matrice de transfert de la spécification sur les performances.

Remarque : on s'intéresse uniquement au cas où les incertitudes sont de type Non structurées.

La configuration générale du problème standard [9] est présentée sur la figure (2.3) (représentation LFT ou Linear Fractional Transformations ([10], [11])).

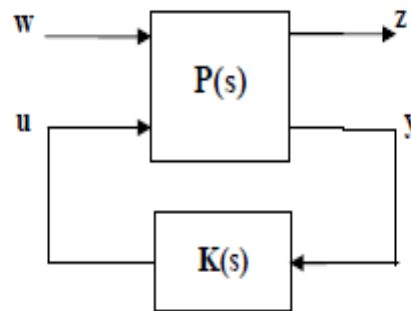


Figure (2.3) Problème standard (représentation LFT)

Où :

u : commandes du système (dimension « m »)

w : entrées exogènes (consignes) (dimension « l »)

y : mesures sur le système (sorties) (dimension « q »)

z : sorties régulées (dimension « p »)

x : vecteur d'état (dimension « n »)

La résolution du problème standard (ou problème de sensibilité mixte généralisé) passe par Trouver une loi de commandes u -délivrée par un contrôleur $K(s)$ - telle que : $u = K(s) y$ en Minimisant l'influence des perturbations w sur le signal de sorties z , soit :

$$\left\| \begin{bmatrix} W_p S \\ W_a R \\ W_t T \end{bmatrix} \right\| < 1 \quad (2.1)$$

Les différentes matrices sont englobées en un seul système, (Système Augmenté $P(s)$). Il est défini par les équations d'état suivantes ([10], [12]) :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + B_1 w + B_2 u \\ z = C_1 + D_{12} u \\ y = C_2 x + D_{21} w \end{cases} \quad (2.2)$$

L'avantage de recourir à ces équations d'état est qu'on a une connaissance complète du Système et des fonctions de pondérations ($W_t(s)$, $W_a(s)$ et $W_p(s)$).

Sous la forme d'une représentation LFT :

$$P(s) = \left[\begin{array}{c|cc} A & B_1 & B_2 \\ \hline C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{array} \right] \quad (2.3)$$

Sous forme de matrice de transfert :

$$P(s) = \begin{bmatrix} W_p & -W_p G \\ 0 & W_a \\ 0 & W_t G \\ I & -G \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

On associe au problème standard la fonction coût T_{zw} suivante :

$$T_{zw} = P_{11}(s) + P_{12}(s)K(s) + [I - P_{22}(s)K(s)]^{-1}P_{21}(s) \quad (2.5)$$

Avec :

$$P(s) = \begin{bmatrix} P_{11}(s) & P_{12}(s) \\ P_{21}(s) & P_{22}(s) \end{bmatrix}$$

D'où :

$$z(s) = T_{zw}(s)W(s) \quad (2.6)$$

Le problème H^∞ admet deux solutions possibles. La première solution se base sur la Résolution d'équations de Riccati ([9], [13]). Elle est jugée plus rapide à mettre en œuvre. Toutefois, la résolution par les équations de Riccati requiert la vérification d'hypothèses, ce qui peut compliquer l'obtention des solutions. La deuxième solution permet de contourner la Vérification de ces hypothèses mais introduit une plus grande complexité algorithmique. Cette Approche est basée sur la résolution du problème d'optimisation sous contraintes d'inégalités Linéaires matricielles (Linear Matrix Inequalities) (LMI) [14]. Cette technique de résolution est récente.

On optera pour le développement de la résolution par les équations de Riccati.

La solution du problème H^∞ repose sur la vérification des hypothèses suivantes [10]:

(H1) - la paire (A, B_2) est stabilisable et la paire (A, C_2) est détectable.

(H2) - D_{12} et D_{21} sont de plein rang.

$$(H3) - \text{rang} \begin{bmatrix} A - j\omega I & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{bmatrix} = n + m$$

$$(H4) - \text{rang} \begin{bmatrix} A - j\omega I & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{bmatrix} = n + q$$

Sous la vérification des hypothèses (H1) à (H4), nous allons exposer la résolution du Problème d'optimisation par la méthode H_∞ .

2.3 Problème d'optimisation par H_∞

Nous illustrerons les étapes pour obtenir le contrôleur $K(s)$. Pour cela, nous Présentons la solution au problème H_∞ . Tout d'abord, nous définissons la norme H_∞ de la matrice Transfert $G(s)$, tel que: $y(s) = G(s)u(s)$

$$\|G(j\omega)\|_\infty = \max_\omega \bar{\sigma}(G(j\omega)) \quad (2.7)$$

On désigne par H_∞ l'espace comprenant tous les systèmes linéaires et invariants (LTI), stables et par la norme H_∞ la mesure scalaire que prend le gain d'une matrice de transfert $G(j\omega)$ ([15], [16]). D'un autre point de vue, la norme H_∞ peut être interprétée comme l'énergie maximale y sortie système pour tous les signaux de commande us possibles. La norme de H_∞ est très populaire et largement utilisé dans le contrôle de charge élevée en raison de sa commodité modèle d'incertitudes non structurées [12].

Le but du problème d'optimisation H_∞ est de trouver le contrôleur de stabilisation Pour minimiser le transfert entre les entrées et les sorties de, ou :

$$\|T_{zw}\|_\infty = \max_\omega \sigma(T_{zw}(j\omega)) \quad (2.8)$$

Pour l'obtention de la structure du contrôleur $K(s)$ par la méthode H_∞ , deux problèmes sont considérés ([10], [17]).

-Problème optimal : il s'agit de trouver un contrôleur $K(s)$ tel que $\|T(j\omega)\|_\infty$ soit minimale. Connaître la norme H_∞ minimale atteignable peut être théoriquement utile car on fixe une limite aux performances que l'on peut obtenir. Cela dit, en pratique il n'est pas obligatoire d'aboutir au contrôleur « optimal » pour le problème H_∞ .

C'est pour cela qu'on s'intéresse au problème H_∞ « sous-optimal », où l'on cherche à réduire la norme H_∞ au-dessous d'un seuil positif γ .

– **Problème sous-optimal** : soit γ_{\min} le seuil minimum pour la norme $\|T(j\omega)\|_\infty$ de tous les contrôleurs $K(s)$ stabilisant le système. Alors pour γ donné tel que : $\gamma > \gamma_{\min}$ chercher un contrôleur $K(s)$ qui assure la stabilité de manière interne et satisfait la condition suivante :

$$\|T_{zw}(j\omega)\|_\infty \leq \gamma \quad \text{pour } \gamma > 0 \quad (2.9)$$

Pour le problème standard de la figure (2.3) défini par les équations (2.2) à (2.6) et satisfaisant des hypothèses (H1) à (H4) il y a un contrôleur $K(s)$ assurant la stabilité interne [8], par ex : $\|T_{zw}(j\omega)\|_\infty \leq \gamma$ Si et seulement si ([10], [12]) :

Pour le problème standard de la figure (2.3) défini par les équations (2.2) à (2.6) et vérifiant les hypothèses (H1) à (H4), il existe un contrôleur $K(s)$ qui assure la stabilité interne [13] tel que $\|T_{zw}(j\omega)\|_\infty \leq \gamma$ si et seulement si ([10], [12]) :

$$\text{i. } H_\infty \in \text{dom (Ric)} \text{ et } X_\infty = \text{Ric}(H_\infty) \geq 0 \quad (2.10)$$

$$\text{ii. } J_\infty \in \text{dom (Ric)} \text{ et } X_\infty = \text{Ric}(J_\infty) \geq 0 \quad (2.11)$$

$$\text{iii. } \text{Max} [\lambda(X_\infty Y_\infty)] < \gamma^2 \quad (2.12)$$

Telles que : X_∞ et Y_∞ sont les solutions des Hamiltoniens ci-dessous :

$$H_\infty : \begin{bmatrix} A & \gamma^{-2} B_1 B_1^T - B_2 B_2^T \\ -C_1 C_1 & -A^T \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$J_\infty : \begin{bmatrix} A^T & \gamma^{-2} C_1^T C_1 - C_2^T C_2 \\ -B_1 B_1^T & -A \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Et leurs correspondent les équations de Riccati ci-dessous :

$$A^T + XA + C_1^T C_1 + X(\gamma^{-2} B_1 B_1^T - B_2 B_2^T)X = 0 \quad (2.15)$$

$$AY + YA^T + B_1 B_1^T + Y(\gamma^{-2} C_1^T C_1 - C_2^T C_2)Y = 0 \quad (2.16)$$

Dans ce cas, le contrôleur $K(s)$ satisfaisant la condition $\| | T_{zw}(j\omega) | | \|_\infty \leq \gamma$ a pour expression la représentation LFT suivante : $K(s) F(M_\infty, Q)$ avec :

$$M_\infty = \begin{bmatrix} A_\infty & -Z_\infty L_\infty & Z_\infty B_2 \\ F_\infty & 0 & I \\ -C_2 & I & 0 \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} A_\infty = A + \gamma^{-2} B_1 B_1^T X_\infty + B_2 F_\infty + Z_\infty L_\infty C_2 \\ F_\infty = -B_2 X_\infty \\ L_\infty = -Y_\infty C_2^T \\ Z_\infty = (I - \gamma^{-2} Y_\infty X_\infty)^{-1} \end{cases} \quad (2.18)$$

$Q(s)$ est n'importe quelle fonction de transfert stable de norme H_∞ inférieure à γ .

Un cas particulier est le contrôleur central, il est obtenu si : $Q(s) = 0$. Le contrôleur $K(s)$ s'écrit alors de la sorte :

$$K(s) = \begin{bmatrix} A_\infty & -Z_\infty L_\infty \\ F_\infty & 0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$\text{Soit : } K(s) = -Z_\infty L_\infty (sI - A_\infty)^{-1} F_\infty \quad (2.20)$$

Le contrôleur obtenu est appelé contrôleur central, Ce contrôleur est séparé en deux :

$$\text{– Estimation d'état : } \dot{\hat{x}} = A\hat{x} + B_1 \gamma^{-2} B_1^T X_\infty \hat{x} + B_2 u + Z_\infty L_\infty (C_2 \hat{x} - y) \quad (2.21)$$

$$\text{– Retour d'état : } u = F_\infty \hat{x} \quad (2.22)$$

La séparation de la structure du contrôleur rappelle la structure du contrôleur LQG. La différence est dans le terme $w = \gamma^{-2} B_1^T X_\infty \hat{x}$: ce terme additionnel peut être interprété comme un bruit introduit lors de l'estimation.

2.4 Sensibilité Mixte

Le problème de sensibilité mixte est un cas spécial du problème H^∞ standard. Il consiste à trouver un contrôleur robuste $K(s)$ capable de maintenir la stabilité en boucle fermée et d'assurer les performances requises ([4], [18]) tel que :

$$\| T_{zw}(j\omega) \|_\infty = \left\| \begin{bmatrix} W_p S \\ W_t T \end{bmatrix} \right\|_\infty < 1 \tag{2.23}$$

Avec : W_t et W_p sont respectivement les spécifications sur la stabilité et sur les performances.

Plusieurs critères nécessaires doivent être garantis dans la commande des systèmes multi variables en boucle fermée : l'atténuation et le rejet des perturbations, la limitation de l'énergie délivrée au système, et bien sûr la robustesse [19]. En incluant la sensibilité $S(s)$ dans la synthèse, ceci aura pour conséquence l'atténuation de l'effet des perturbations, tandis que la sensibilité complémentaire $T(s)$ aura pour effet d'avoir le problème de poursuite de la sortie z sur l'entrée w [12]. L'association de la fonction de sensibilité $S(s)$ donnera lieu à un contrôleur qui assure la stabilité en boucle fermée et atténue les pics de résonances sur la valeur singulière maximale de la sensibilité $S(s)$ [20].

Dans ce cas, le problème H^∞ standard devient de la sorte :

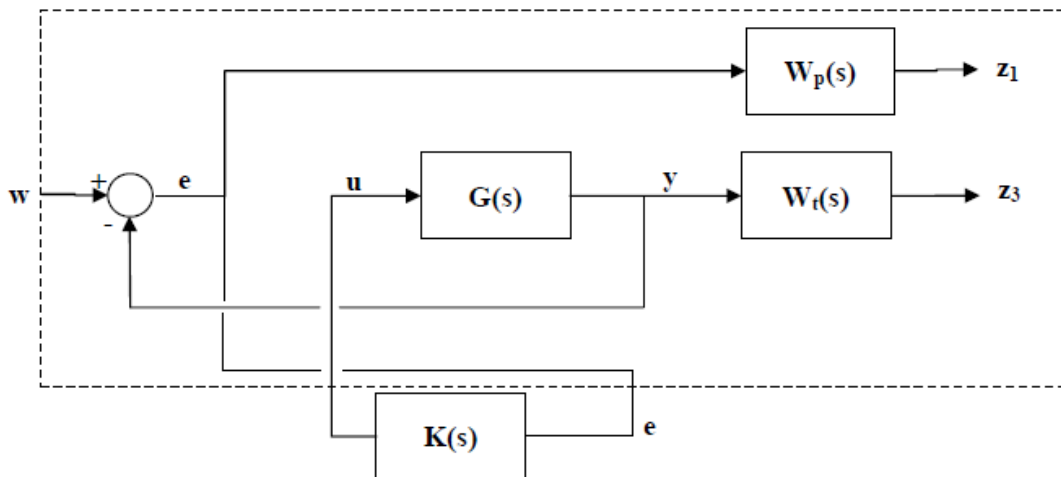


Figure (2.4) problème de sensibilité mixte sous forme standard

D'après la configuration présentée sur la figure (2.4), on note que :

$$e = W - G(s)u \quad (2.24)$$

$$Z_1 = W_p(s)e = W_p(s)(W - G(s)u) \quad (2.25)$$

$$Z_3 = W_t(s)G(s)u \quad (2.26)$$

Sous forme matricielle, on écrit :

$$\begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_3 \\ e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W_p & -W_p G \\ 0 & W_t G \\ I & -G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} W \\ u \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Le système augmenté P utilisé pour la synthèse du contrôleur a pour expression :

$$P = \begin{bmatrix} W_p & -W_p G \\ 0 & W_t G \\ I & -G \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Telle que :

$$P_{11} = \begin{bmatrix} W_p \\ 0 \end{bmatrix} \quad P_{12} = \begin{bmatrix} -W_p G \\ W_t G \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$P_{21} = I \quad P_{22} = -G$$

La solution au problème d'optimisation par H^∞ précédemment énoncé sera réalisée par l'itération sur le paramètre γ et le contrôleur robuste $K(s)$ optimal devra satisfaire la condition : $\|T_{zw}(j\omega)\|_\infty \leq \gamma$. Donc, le paramètre γ permettra de satisfaire le compromis « Stabilité / Performances ».

2.5 Procédure d'optimisation par H^∞

Nous avons présenté le problème de H^∞ avec les étapes de spécification des contrôleurs robuste. Toutes ces étapes de calcul peuvent être envisagées bien avant l'obtention du fichier structure du contrôleur, car elles doivent être faites pour chaque valeur du paramètre. C'est pourquoi s'est-il vaut mieux utiliser un algorithme de calcul qui permettra d'obtenir un contrôleur robuste d'une manière plus rapide et plus précise.

On présente un algorithme de calcul pour la détermination du contrôleur robuste [22]

1. choix des spécifications W_t , W_p et W_a .
2. prendre $\gamma = 1$, faire la synthèse du contrôleur H^∞ .
3. réalisation du système augmenté $P(s)$.
4. calcul de la fonction coût T_{zw} .
5. Si $\|T_{zw}(j\omega)\|_\infty \leq 1$ aller à 7.
6. sinon ajuster γ et aller à 2.
7. Evaluation des résultats fréquentiels et temporels.
8. Si les résultats sont satisfaisants aller à 10.
9. Sinon ajuster γ et aller à 1.
10. Fin.

La figure (2.5) ci-dessous est l'algorithme d'optimisation par H^∞ , mis sous la forme d'un Organigramme.

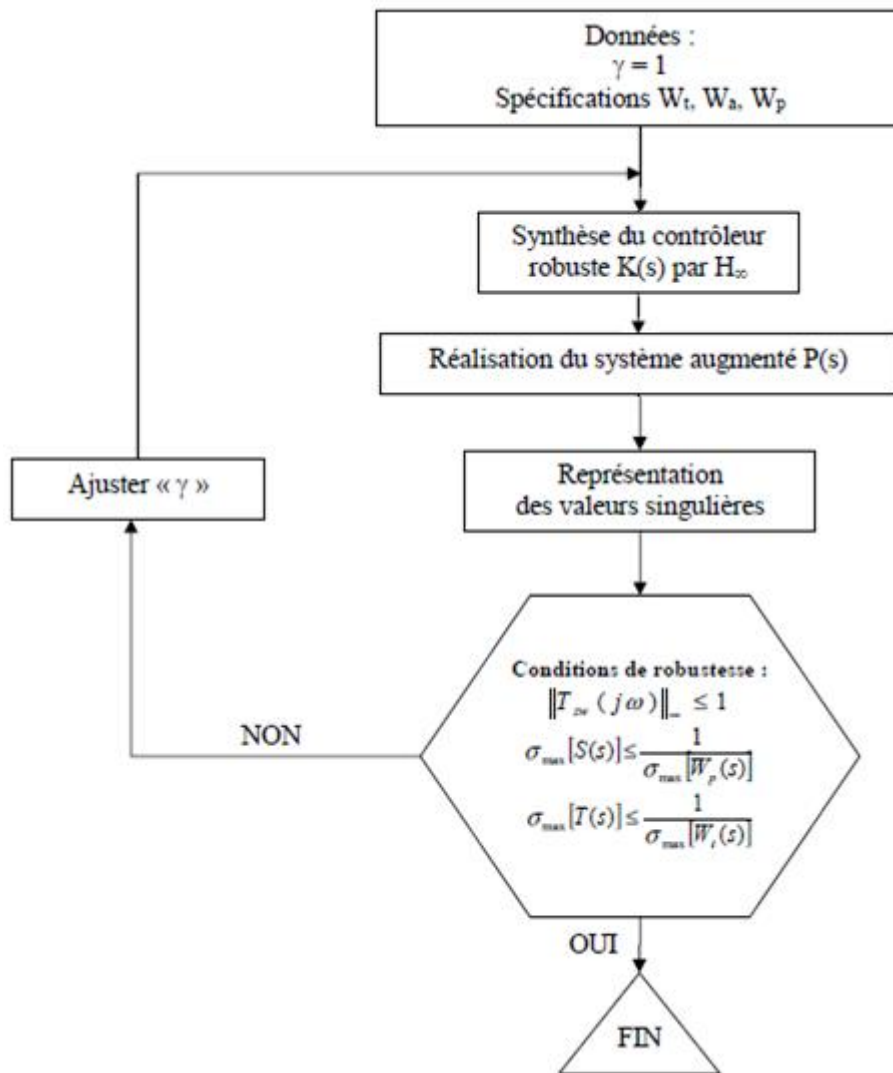


Figure (2.5) Organigramme de la procédure d'optimisation par H^∞ [22]

Grâce à cet algorithme, il sera plus rapide d'aboutir à la structure des contrôleurs $K(s)$, en plus d'avoir la possibilité d'affiner les résultats de la synthèse avec paramètre d'ajustement γ . L'implémentation sera réalisée par les logiciels présents dans la bibliothèque Robust Control Toolbox de MATLAB [21].

2.6 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet d'un tour d'horizon de la synthèse des contrôleurs robustes par technique de H^∞ . Nous avons présenté la théorie de l'obtention d'une loi de contrôle solide. Nous avons remarqué que la détermination d'un régulateur fiable par la méthode de H^∞ est Fastidieux, nous avons proposé une alternative avec un algorithme d'optimisation basé sur minimisation de la norme H^∞ des matrices de transfert. Cet algorithme sera appliqué dans chapitres suivants sur les systèmes multi variable pour un contrôle fiable

Chapitre 3
Commande robuste
d'une suspension active

3.1 Introduction

Dans ce chapitre on doit montrer comment utiliser des techniques de contrôle robustes pour concevoir une suspension active pour une voiture. donc nous avons utilise les techniques de conception H_∞ pour concevoir un contrôleur pour un modèle nominal de voiture. Les suspensions passives classiques utilisent un ressort et un amortisseur entre la carrosserie et ensemble des roues. Les caractéristiques de l'amortisseur à ressort ont plusieurs objectifs contradictoires comme le confort des passagers, la tenue de route et la suspension. Les suspensions actives utilisent un actionneur hydraulique de contrôle entre le châssis et la roue, ce qui permet au concepteur de mieux équilibrer ces objectifs.

3.2 Le modèle de la suspension de la voiture

Cet exemple utilise le modèle de suspension de voiture de l'illustration suivante pour concevoir les lois du contrôle de la suspension.[21]

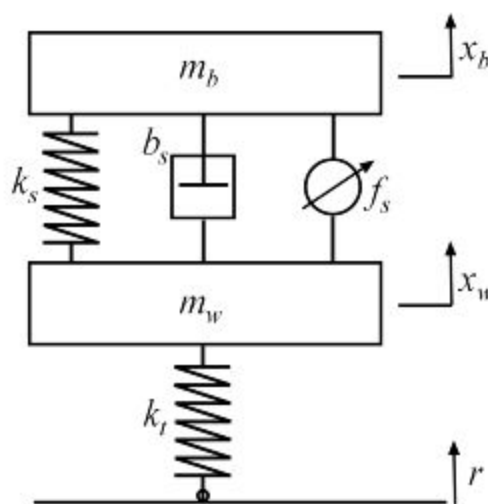


Figure (3.1) Le model de la suspension active

La masse m_b représente le châssis de la voiture (corps) et la masse m_w représente l'ensemble de roues. Le ressort k_s et l'amortisseur b_s représentent le ressort passif (amortisseur placé entre la carrosserie et la roue). Le ressort k_t compressibilité du pneu pneumatique. Les variables x_b , x_w et r sont la course de la voiture, la course de la roue et la perturbation de la route, respectivement. La force f_s entre le corps et la roue, est contrôlé par la rétroaction. Cette force représente le composant actif du système de suspension. Les équations état-espace suivantes décrivent la dynamique d'un quart de voiture.[21]

$$\dot{x}_1 = x_2 ;$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{1}{m_b} [k_s(x_1 - x_3) + b_s(x_2 - x_4) - f_s] ;$$

$$\dot{x}_3 = x_4 ;$$

$$\dot{x}_4 = -\frac{1}{m_s} [k_s(x_1 - x_3) + b_s(x_2 - x_4) - k_t(x_3 - r) - f_s] .$$

Les variables d'état du système sont définies comme

$$x_1 = x_b$$

$$x_2 = \dot{x}_b$$

$$x_3 = x_w$$

$$x_4 = \dot{x}_w$$

On définit les paramètres physiques du système. Pour notre exemple, nous avons utilisé les valeurs suivantes.[21]

$$m_b = 300; \text{ \% kg}$$

$$m_w = 60; \text{ \% kg}$$

$$b_s = 1000; \text{ \% N/m/s}$$

$$k_s = 16000 ; \text{ \% N/m}$$

$$k_t = 190000; \text{ \% N/m}$$

On utilise ces équations et valeurs de paramètres pour construire un modèle d'espace d'état, qvoiture, du système de suspension de quart de voiture.

$$A = [0 \ 1 \ 0 \ 0; \dots$$

$$[-k_s \ -b_s \ k_s \ b_s]/m_b ; \dots$$

$$0 \ 0 \ 0 \ 1; \dots$$

$$[k_s \ b_s \ -k_s \ -k_t \ -b_s]/m_w];$$

$$B = [0 \ 0; 0 \ 10000/m_b ; 0 \ 0; [k_t \ -10000]/m_w];$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0; 1 \ 0 \ -1 \ 0; A(2,:)];$$

$$D = [0 \ 0; 0 \ 0; B(2,:)];$$

$$\text{qvoiture} = \text{ss}(A,B,C,D);$$

```

qvoiture.StateName = {course de voiture xb (m); vitesse de voiture (m/s);... course de roué
xw (m);vitesse de roue (m/s)};
qvoiture.InputName = { r; fs };
qvoiture.OutputName = { xb ; sd ; ab };

```

Les entrées du modèle sont la perturbation de la route (r) et la force de l'actionneur fs . Les Sorties du modèle sont la course de la voiture xb , la déflexion de la suspension $sd=xb-xw$, et l'accélération du corps de la voiture $ab=\ddot{x}s$.

La fonction de transfert de l'actionneur à la course du corps et l'accélération a un zéro a axe imaginaire y . Examine le zéro de cette fonction de transfert :

```

tzero(qvoiture({'xb','ab'},'fs'))

ans =

-0.0000 +56.2731i
-0.0000 -56.2731i

```

-La fréquence naturelle de ce zéro, 56.27 rad/s, est appelée la fréquence pneu-hop.

La fonction de transfert de l'actionneur à la déviation de la suspension a également un zéro a axe imaginaire y Examinez ce zéro.

```

zero(qvoiture('sd','fs'))

ans =

0.0000 +22.9734i
0.0000 -22.9734i

```

-La fréquence naturelle de ce zéro, 22,97 rad/s, s'appelle la fréquence du rattlespace.

On trace la réponse en fréquence du modèle de quart de voiture à partir des entrées, vers les sorties, Les deux zéros sont visibles sur le graphique de Bode.

```

bodemag(qvoiture({'ab','sd'},'r'),'b', qvoiture({'ab','sd'},'fs'),'r',{1 100});
legend('perturbation de la route (r)','force d actionneur (fs)','Location','southwest')
title('«Gain de perturbation de la route (r) et de la force d'actionneur (fs)»;...
accélération du voiture (ab) et déflexion de suspension (sd)')

```

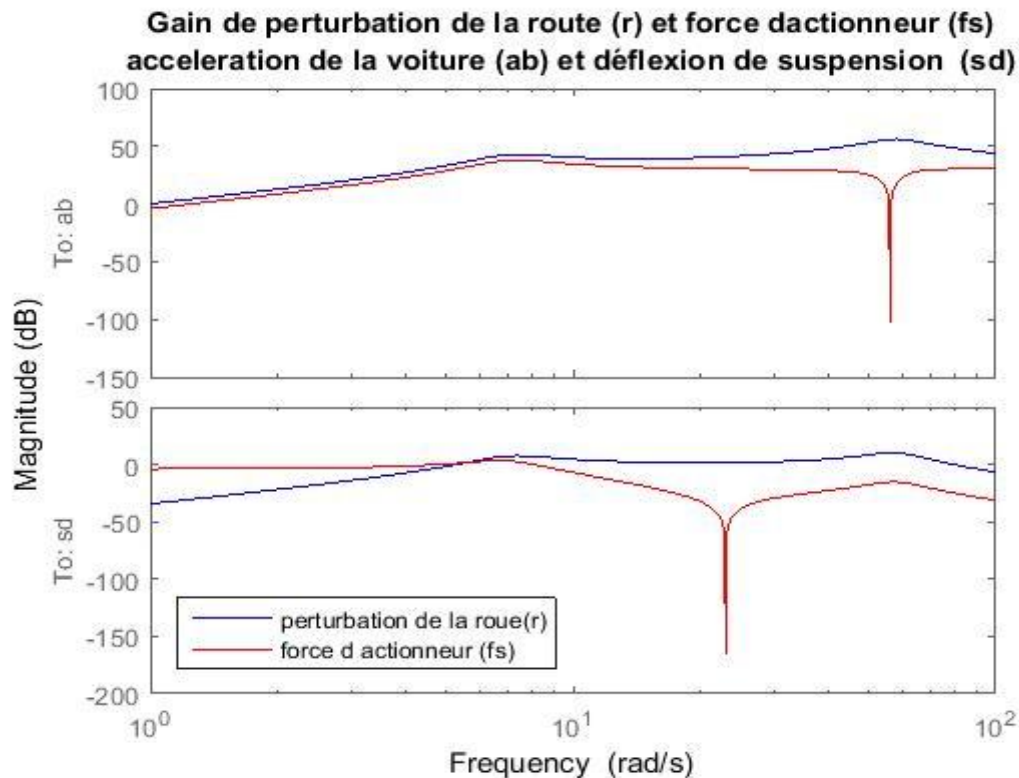


Figure (3.2) La réponse en fréquence du gain de perturbations de la route et la force d'actionneur en fonction d'accélération et la déflexion de suspension

Les perturbations routières influencent le mouvement de la voiture et de la suspension :

- L'accélération du petit corps influe sur le confort des passagers.
- Un faible débattement de la suspension contribue à une bonne tenue de route. en outre, les limites de déplacement de l'actionneur limitent la course admissible.

En raison des zéros d'axe imaginaires, le contrôle de la boucle ferme ne peut pas améliorer la réponse de la perturbation de la route (r) à l'accélération du corps (ab) à la fréquence des sauts de pneus. De même, le contrôle en boucle ferme ne peut pas améliorer la réponse de la course de la suspension (sd) à la fréquence rattlespace. En outre, il y a un compromis inhérent entre les passagers le confort et la déviation de la suspension. Toute réduction du déplacement du corps à basse fréquence dans une augmentation de la course de suspension. Ce compromis se pose en raison de la relation et le fait que suit à peu près à basse fréquence (moins de 5 rad/s).

3.3 Modèle d'actionneur hydraulique

L'actionneur hydraulique utilisé pour la commande active de la suspension est connecté entre la masse du corps (m_b), et la masse de l'ensemble de roue (m_w). La dynamique nominale de l'actionneur peut être représentée par la fonction de transfert du premier ordre :

$$ActNom(s) = \frac{1}{\frac{1}{60}s+1} \quad (3.1)$$

Le déplacement maximal est de 0,05 m.

Le modèle d'actionneur nominal se rapproche de la dynamique physique de l'actionneur. Vous pouvez variations de modèle entre le modèle d'actionneur et le dispositif physique comme une famille de modèles actionneurs. Vous pouvez également utiliser cette approche pour les variations de modèle entre le passif modèle de quart de voiture et la dynamique réelle du véhicule. La famille de modèles qui en résulte comprend un modèle nominal avec un degré d'incertitude dépendant de la fréquence.

On Crée un modèle incertain qui représente cette famille de modèles

```
ActNom = tf(1,[1/60 1]);
Wunc = makeweight(0.40,15,3);
unc = ultidyn('unc',[1 1],'SampleStateDim',5);
Act = ActNom*(1 + Wunc*unc);
Act.InputName = 'u';
Act.OutputName = 'fs';
```

À basse fréquence, inférieure à 3 rad/s, le modèle peut varier jusqu'à 40 % de sa valeur nominale. Autour de 3 rad/s, la variation en pourcentage commence à augmenter. L'incertitude traverse 100% à 15 rad/s, et atteint 2000% à environ 1000 rad/sec. La fonction pondération, Wunc, reflète ce profil et est utilisé pour moduler la quantité d'incertitude comme fonction de la fréquence. La résultante Act est un modèle état-espace incertain de l'actionneur.

On Examine le modèle d'actionneur incertain en traçant au hasard la réponse en fréquence de 20 modèles échantillonnés de la (Act).

```
bodeplot(Act,'b',Act.NominalValue,'r+',logspace(-1,3,120))  
title('Modèles d'actionneur nominal et 20 modèles échantillonnés aléatoires')
```

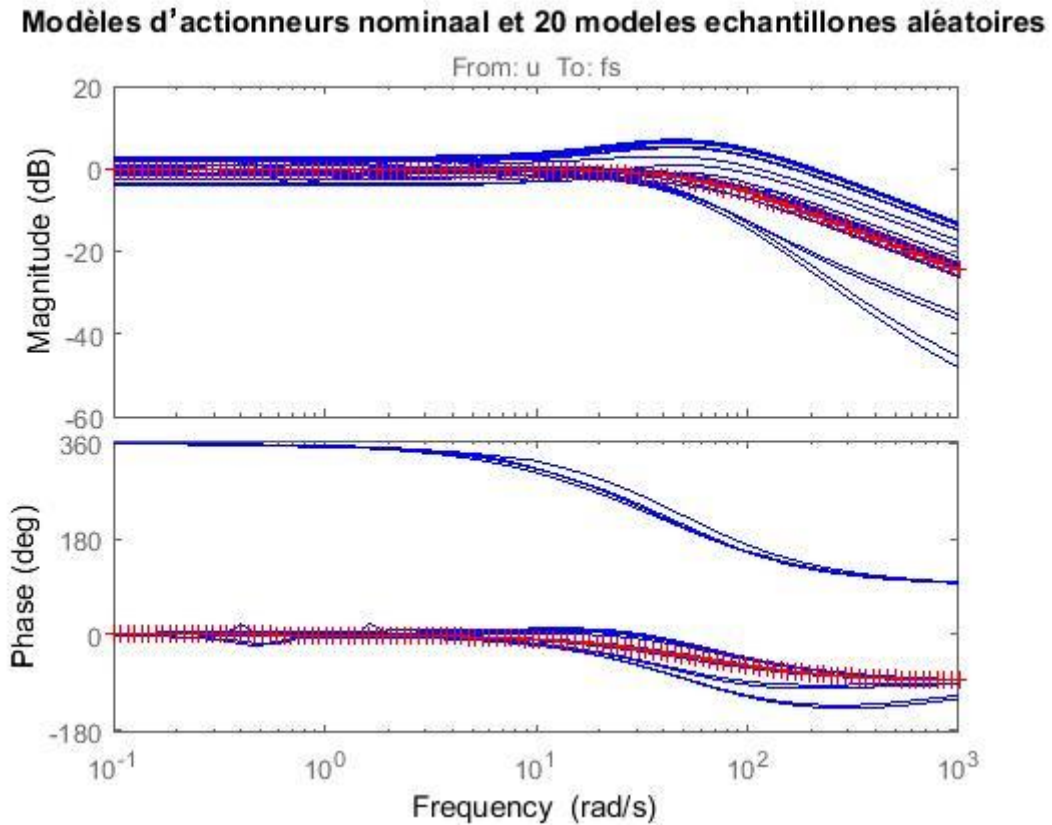


Figure (3.3) le module et la phase de model actionneur nominal et 20 model échantillonnées aléatoires

Le marqueur plus (+) désigne le modèle d'actionneur nominal. Les lignes pleines bleues représentent les modèles échantillonnés au hasard.

3.4 Objectifs de conception pour la synthèse H-Infinity

Pour utiliser les algorithmes de synthèse H_∞ , nous devons exprimer nos objectifs de conception comme une fonction de coût à minimiser. Pour le modèle de quart de voiture, les principaux objectifs de contrôle sont en termes de confort des passagers et de comportement routier.

Ces objectifs relie a accélération (ab) du voiture et de la suspension (sd). D'autres facteurs qui influent sur la conception du control comprend :

- Caractéristiques des perturbations routières
- Qualité des mesures du capteur pour la rétroaction
- Limites de la force de commande disponible

On utilise des poids pour modéliser les perturbations externes et quantifier les objectifs de conception, comme indiqué dans le diagramme suivant.

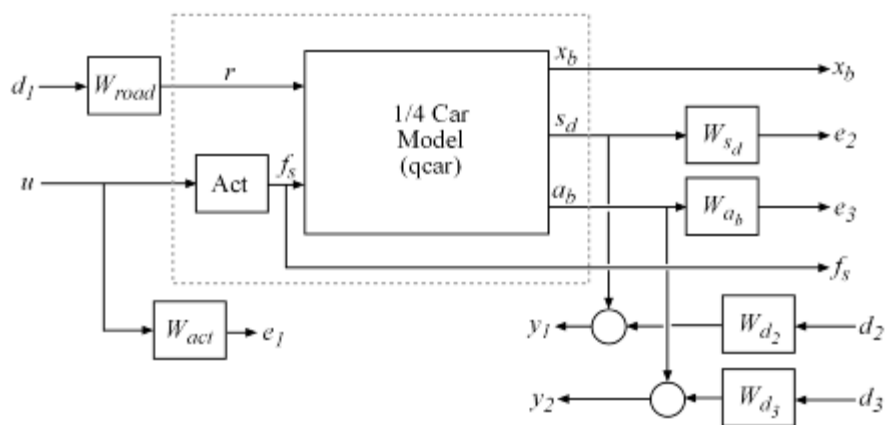


Figure (3.4) Formulation du problème Standard

Le contrôleur de rétroaction utilise les mesures ($y1$) et ($y2$) de la course de la suspension (sd), et l'accélération du corps (ab), pour calculer le signal de contrôle (u). Ce signal de commande entraîne l'actionneur hydraulique.

Il existe trois sources externes de perturbation :

- La perturbation de la route (r), qui est modélisée comme un signal normalisé ($d1$) façonné par une fonction de pondération (W_{road}).

• Le bruit des capteurs sur les deux mesures. Ce bruit est modélisé comme des signaux normalisés (d2) et (d3) façonné par les fonctions de pondération (Wd2) et (Wd3).

Nous avons réinterpréter les objectifs de contrôle comme un but de rejet de perturbation. Dans cette interprétation, l'objectif est de minimiser l'impact des perturbations (d1), (d2), et (d3), sur une combinaison pondérée de la course de la suspension (sd), accélération du corps (ab), et l'effort de contrôle (d1). Nous avons considéré la norme H_∞ (gain maximal) comme la mesure de l'effet des perturbations. Ensuite, on doit répondre aux exigences en concevant un contrôleur qui minimise la norme H_∞ à partir des entrées de perturbation (d1), (d2), et (d3) aux signaux d'erreur (e1), (e2), et (e3).

On Crée les fonctions de pondération qui modélisent les objectifs de conception.

```

Wroad = ss(0.07);
Wroad.u = 'd1';
Wroad.y = 'r';
Wact = 8*tf([1 50],[1 500]);
Wact.u = 'u';
Wact.y = 'e1';
Wd2 = ss(0.01);
Wd2.u = 'd2';
Wd2.y = 'Wd2';
Wd3 = ss(0.5);
Wd3.u = 'd3';
Wd3.y = 'Wd3';

```

Le poids constant $W_{road} = 0.07$ modèles de déviation de route à large bande de magnitude 7 cm. W_{act} est un filtre passe-haut. Ce filtre pénalise le contenu bas fréquence du signal de contrôle, et donc limite la bande passante de contrôle. W_{d2} et W_{d3} modèle capteur à large bande bruit d'intensité 0.01 et 0.5, respectivement. Dans un design plus réaliste, W_{d2} et W_{d3} Dépendrait de la fréquence pour modéliser le spectre de bruit du déplacement et capteurs d'accélération. Les entrées et sorties de toutes les fonctions de pondération sont nommées pour faciliter l'interconnexion. La notation u et y sont des raccourcis pour les Propriétés l'InputName et OutputName, respectivement.

On spécifie les fonctions cibles pour la réponse en boucle fermée du système à partir de la perturbation de la route (r), vers la déflexion de la suspension (sd) et l'accélération du corps (ab).

```
HandlingTarget = 0.04 * tf([1/8 1],[1/80 1]);
ComfortTarget = 0.4 * tf([1/0.45 1],[1/150 1]);
Targets = [HandlingTarget; ComfortTarget];
```

En raison de l'incertitude de l'actionneur et des zéros de l'axe imaginaire, les cibles s'atténuent seulement en dessous de 10 rad/s. Ces objectifs représentent les objectifs de confort des passagers (accélération de la carrosserie des petites voitures) et une tenue de route adéquate (légère déviation de la suspension).

On trace les cibles en boucle fermée et les comparer à la réponse en boucle ouverte.

```
bodemag(qvoiture({'sd','ab'},'r')*Wroad,'b',Targets,'r--',{1,1000})
grid, title('Réponse aux perturbations routières')
legend('boucle-ouverte','boucle-fermer')
```

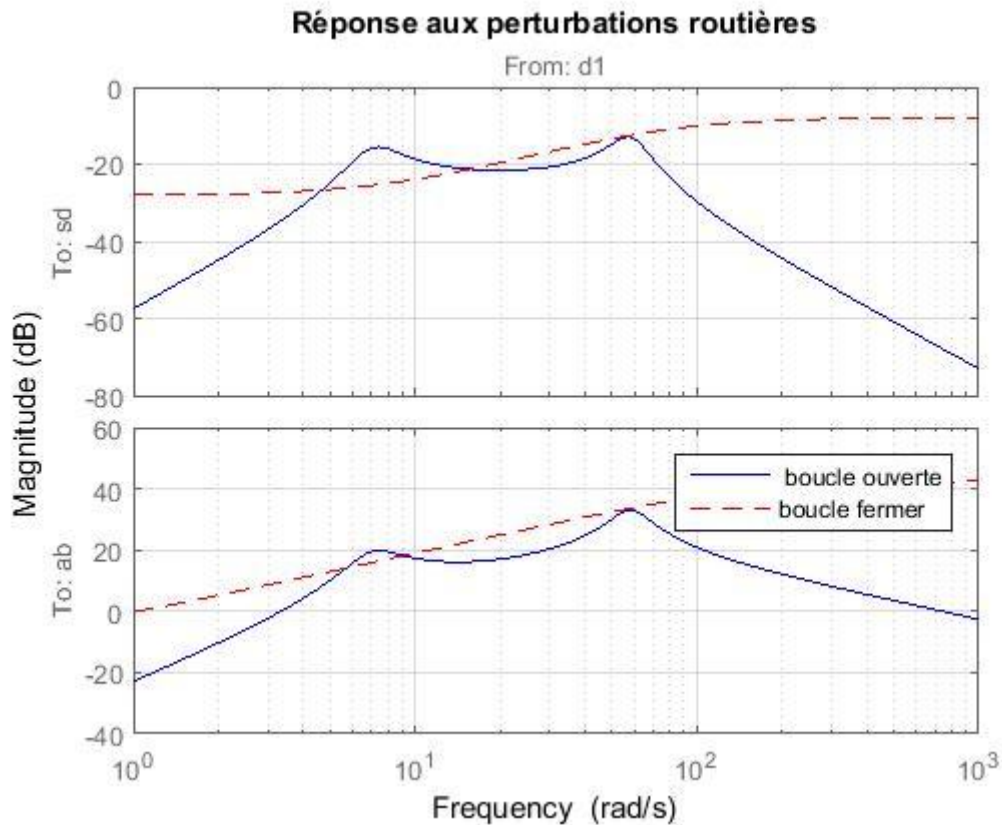



Figure (3.5) la réponse en fréquence à perturbations routières

Les poids de performance correspondants (W_{sd}) et (W_{ab}) sont les réciproques du confort et handling target. Étudier le compromis entre le confort des passagers et la route, construire trois ensembles des poids ($\beta W_{sd}, (1-\beta)W_{ab}$). Ces poids utilisent un paramètre de mélange β , pour moduler le compromis.

```
beta = reshape([0.01 0.5 0.99],[1 1 3]);
```

```
Wsd = beta/HandlingTarget;
```

```
Wsd.u = 'sd';
```

```
Wsd.y = 'e3';
```

```
Wab = (1-beta)/ComfortTarget;
```

```
Wab.u = 'ab';
```

```
Wab.y = 'e2';
```

Wsd et Wab sont des tableaux des fonctions de pondération qui correspondent à trois compromis différents : mettre l'accent sur le confort ($\beta = 0,01$), l'équilibre entre le confort et handling ($\beta = 0,5$), et insister sur handling ($\beta = 0,99$).

On connecte le modèle d'usine de quart de voiture, le modèle d'actionneur et les fonctions de pondération à construire le schéma fonctionnel du modèle de centrale pondéré par les objectifs.

```
sdmeas = sumblk('y1 = sd + Wd2');
abmeas = sumblk('y2 = ab + Wd3');
ICinputs = {'d1';'d2';'d3';'u'};
ICoutputs = {'e1';'e2';'e3';'y1';'y2'};
qvoiturec = connect(qvoiture(2:3,:),Act,Wroad,Wact,Wab,Wsd,Wd2,Wd3,...
sdmeas,abmeas,ICinputs,ICoutputs);
```

$qvoiturec$ est un tableau de trois modèles, un pour chaque valeur du paramètre de mélange, β . En outre, les modèles dans $qvoiturec$ sont incertains, car ils contiennent l'actionneur incertain modèle act .

3.5 Synthèse H-Infinity nominale

On utilise $hinf$ pour calculer un H_∞ contrôleur pour chaque valeur du paramètre de mélange β . $hinf$ ignore l'incertitude dans les modèles d'usine et synthétise un contrôleur pour le valeur nominale de chaque modèle.

```
ncont = 1;
nmeas = 2;
K = ss(zeros(ncont,nmeas,3));
gamma = zeros(3,1);
for i=1:3
[K(:, :, i), ~, gamma(i)] = hinf(qvoiturec(:, :, i), nmeas, ncont);
End
```

Le modèle d'installation pondéré a une entrée de commande ($ncont$), la force hydraulique de l'actionneur.

Le modèle a également deux sorties de mesure (nmeas), qui donnent la déflexion du suspension et l'accélération du corps.

On examine les normes en boucle fermée résultantes, gamma.

gamma

gamma =

0.9410

0.6724

0.8877

Les trois H_∞ contrôleurs atteignent des normes en boucle fermée de 0,94 (mettant l'accent sur le confort), 0,67 (équilibre entre confort et maniabilité) et 0,89 (accent mis sur handling).

Construire des modèles en boucle fermée de l'usine de quart de voiture avec le contrôleur synthétisé, correspondant à chacune des trois valeurs de paramètre de mélange. Comparer la réponse en fréquence de la perturbation de la route à **xb**, **sd**, et **ab** pour les suspensions passives et actives.

```
K.u = {'sd','ab'}; K.y = 'u';
```

```
CL = connect(qvoiture,Act.Nominal,K,'r',{'xb';'sd';'ab'});
```

```
clf
```

```
bodemag(qvoiture(:, 'r'), 'b', CL(:, :, 1), 'r-', ...
```

```
CL(:, :, 2), 'm-', CL(:, :, 3), 'k', {1, 140})
```

```
grid
```

```
legend('boucle-ouverte','Comfort','Balanced','Handling','location','SouthEast')
```

```
title('Déplacement du corps, déflexion de la suspension et accélération du corps en raison de la route')
```

Déplacement du corps, déflexion de suspension, l'accélération du corps en raison de la rout

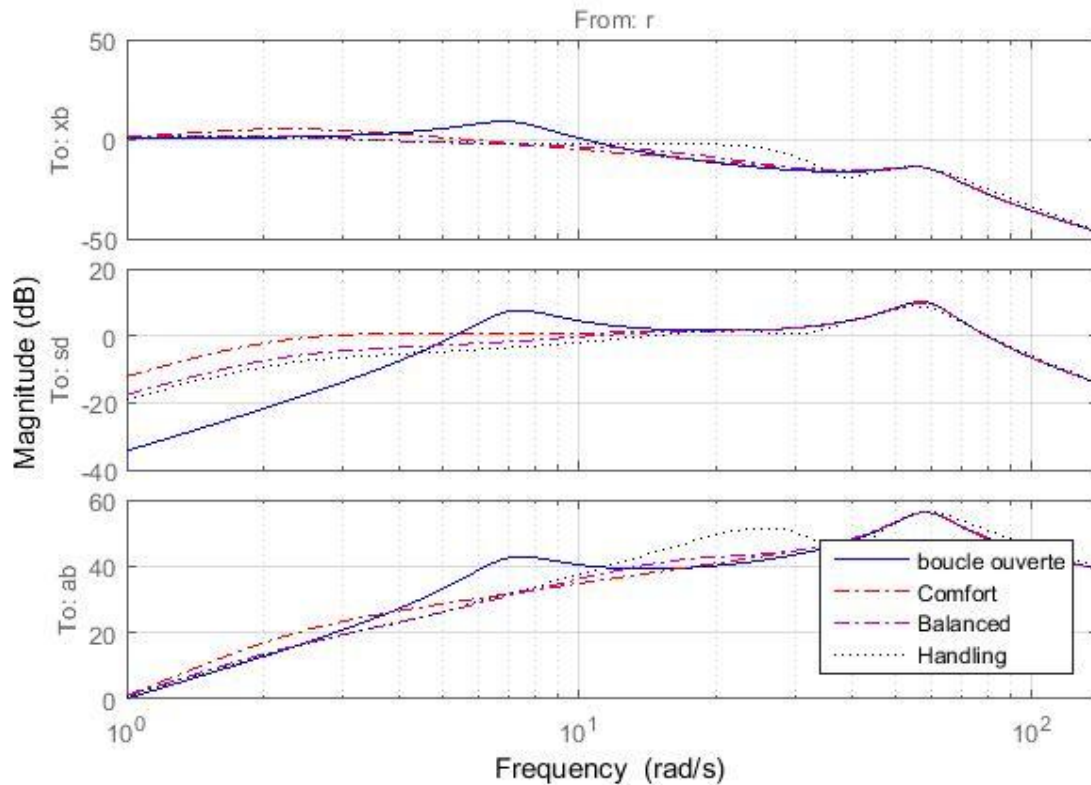


Figure (3.6) réponse en fréquence de la perturbation de la route à x_b , s_d , et a_b pour les suspensions actives.

La ligne bleue pleine correspond à la réponse en boucle ouverte. Les autres lignes sont réponses de fréquence en boucle fermée pour les différents mélanges de confort et de les contrôleurs réduisent la déviation de la suspension et l'accélération du corps sous le rattlespace fréquence (23 rad/s)

3.6 Évaluation du domaine temporel

Pour évaluer l'avantage des trois plans, effectuer des simulations dans le domaine temporel à l'aide du signal de perturbation routière suivant :

$$r(t) \begin{cases} a(1 - \cos 8\pi t), & 0 \leq t \leq 0.25 \\ 0, & \text{sinon} \end{cases}$$

Ce signal correspond à une route de 5 cm de hauteur.

On crée un vecteur qui représente la perturbation de la route.

```
t = 0:0.0025:1.5;
roaddist = zeros(size(t));
roaddist(1:101) = 0.025*(1-cos(8*pi*t(1:101)));
```

Nous construirons le modèle en boucle fermée à l'aide du contrôleur synthétisé :

```
SIMK = connect(qvoiture,Act.Nominal,K,'r',{'xb';'sd';'ab';'fs'});
```

Simule et trace la réponse du domaine temporel des modèles en boucle fermée au signal de perturbation de la route :

```
p1 = lsim(qvoiture(:,1),roaddist,t);
y1 = lsim(SIMK(1:4,1,1),roaddist,t);
y2 = lsim(SIMK(1:4,1,2),roaddist,t);
y3 = lsim(SIMK(1:4,1,3),roaddist,t);

clf
subplot(221)
plot(t,p1(:,1),'b',t,y1(:,1),'r',t,y2(:,1),'m',t,y3(:,1),'k',t,roaddist,'g')
title('déplacement du corps')
ylabel('x_b (m)')
subplot(222)
plot(t,p1(:,3),'b',t,y1(:,3),'r',t,y2(:,3),'m',t,y3(:,3),'k',t,roaddist,'g')
title('acceleration du corps')
ylabel('a_b (m/s^2)')
% configure legend
h = legend('boucle ouvert','Comfort','Balanced','Suspension','Road Dist.',...
'Location','southeast');
h.FontSize = 7;
h.Box = 'off';
h.Position = [0.68, 0.58, 0.26, 0.2];
subplot(223)
plot(t,p1(:,2),'b',t,y1(:,2),'r',t,y2(:,2),'m',t,y3(:,2),'k',t,roaddist,'g')

title('deflexion de suspension')
```

```

xlabel('temps(s)')
ylabel('s_d (m)')
subplot(224)
plot(t,zeros(size(t)), 'b', t, y1(:,4), 'r', t, y2(:,4), 'm', t, y3(:,4), 'k', t, roaddist, 'g')
title(' force de commande')
xlabel('Temps (s)')
ylabel('f_s (N)')

```

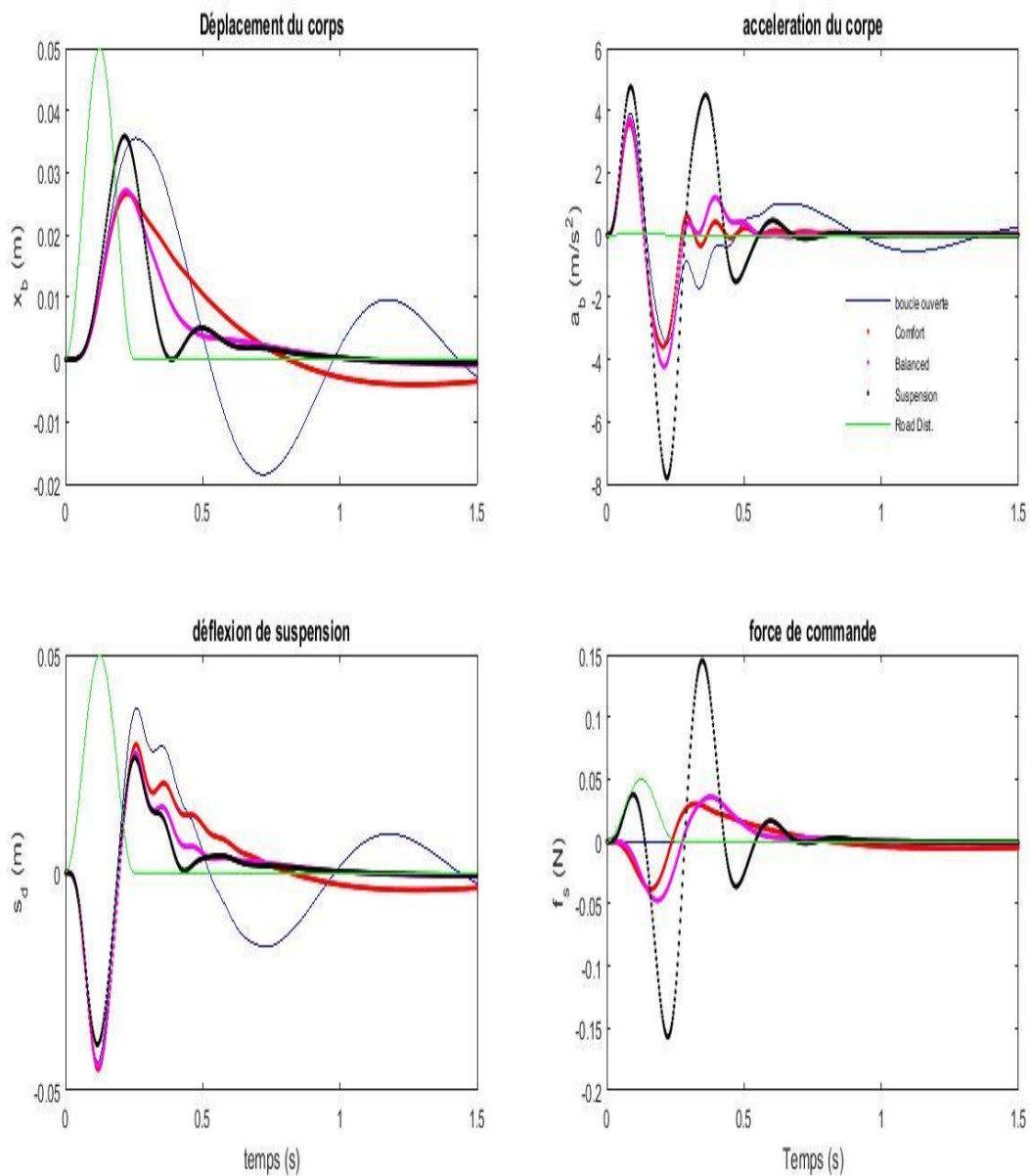


Figure (3.7) la réponse du domaine temporel des modèles en boucle fermée au signal de perturbation de la route

Les simulations montrent que l'accélération du corps est la plus faible pour le contrôleur qui met l'accent sur le confort des passagers. L'accélération du corps est la plus importante pour le contrôleur qui met l'accent sur la déviation de la suspension. La conception équilibrée permet un bon compromis entre l'accélération du corps et la déviation de la suspension.

3.7 Modèle d'actionneur hydraulique incertain

Construit un actionneur incertain qui ne va pas dans la dynamique de l'actionneur nominal avec une certaine incertitude dépendant de la fréquence ensuite on reconstruirai l'modèle de boucle ouverte avec cet actionneur incertain de sorte que tout est le même que juste avant sauf que maintenant notre but est modélisé avec incertitude alors voyons comment bien H infini contrôleur fait en simulant le 5 cm une perturbation de route pour 100 variation actionneur aléatoire et pour la simplicité nous allons pour regarder juste le contrôleur d'équilibre

```

Wunc = makeweight(0.80,15,3);
unc = ultidyn('unc',[1 1],'SampleStateDim',5)
ActUnc = ActNom*(1 + Wunc*unc);
ActUnc.InputName = 'u';
ActUnc.OutputName = 'fs';
qvoiturec = connect(qvoiture(2:3,:),ActUnc,Wroad,Wact,Wab,Wsd,Wd2,Wd3,...
sdmeas,abmeas,ICinputs,ICoutputs);
CLU = connect(qvoiture,ActUnc,K(:,2),'r',{'xb';'sd';'ab'});
figure (5)
lsim(usample(CLU,nsamp),'b',roaddist,t);
title('conception équilibrée nominale')
legend('perturbé','location','SouthEast');

```

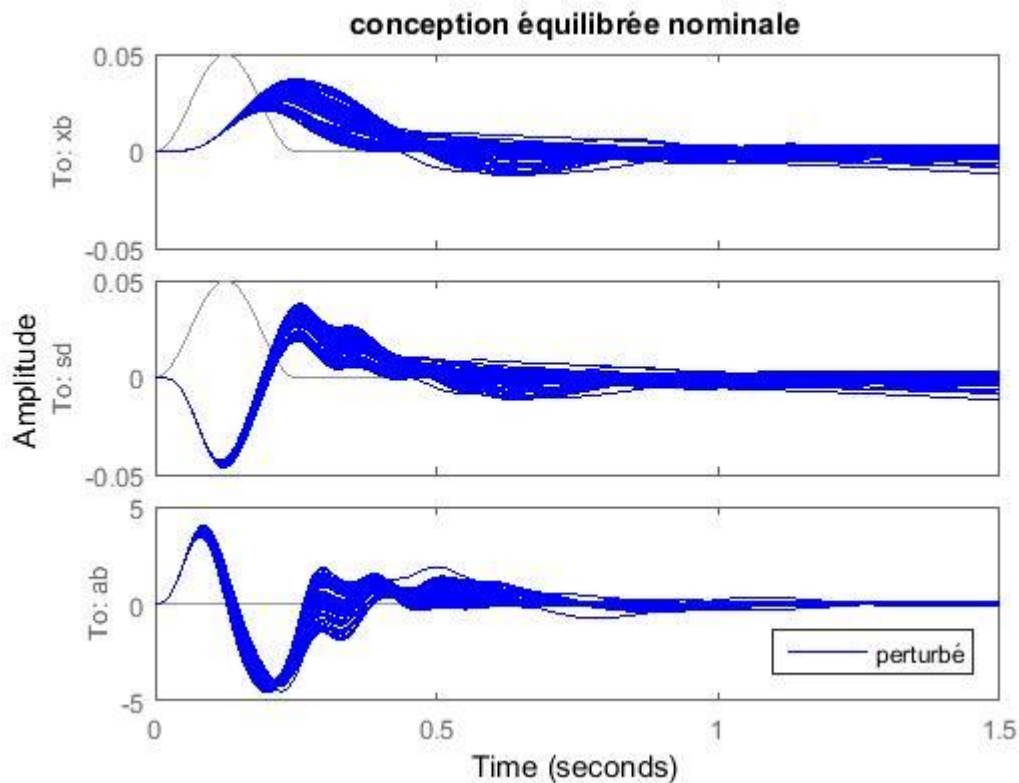


Figure (3.7) : la réponse du domaine temporel en mode équilibré

En regardant uniquement le model équilibré, la plupart des combinaisons d'actionneurs semblent stables et produisent une réponse raisonnable, mais certaines variations créent une réponse instable, de sorte que le contrôleur H Infinity n'est pas toujours une excellente solution

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons cherché une loi de commandes robuste basée sur la méthode H_∞ , et nous l'avons appliqué sur un procédé qui est la suspension active. En premier lieu, nous avons étudié le système en boucle ouverte. Le système est stable mais il nécessite des améliorations au niveau des performances.

Le contrôleur obtenu pour la commande robuste a permis d'assurer la stabilité du système en Boucle fermée mais certaines variations créent une réponse instable. L'application de ce contrôleur sur le régime perturbé n'a pas bien maintenu la stabilité dans tous les cas et a dégradé quelque fois les performances. On conclut donc que le contrôleur obtenu n'est pas robuste pour toutes les incertitudes.

Conclusion générale

Conclusion générale

En quelques mots, les travaux entrepris dans ce mémoire s'articulent principalement autour de la commande robuste d'une suspension active dans ce travail nous avons introduit des notions de base sur la commande robuste en général et on a appliqué ces notions dans notre système

Il existe un grand nombre de techniques modernes pour la commande des systèmes linéaires.

Une des techniques à considérer est l'utilisation de la commande robuste. La particularité de cette dernière est qu'elle permet d'assurer la stabilité des systèmes en boucle fermée, tout en ayant de bonnes performances.

L'une des méthodes les plus employées est l'utilisation de la norme H_∞ .

La mise en œuvre d'un algorithme d'optimisation par H_∞ permet de trouver un contrôleur capable de stabiliser le système en boucle fermée, par la minimisation de la norme H_∞ du transfert en boucle fermée.

La synthèse des commandes robustes par H_∞ a été effectuée sur un système multi variable
Qui est la suspension active

L'analyse du procédé a montré que ses performances nécessitent des améliorations.

En effectuant la synthèse par H_∞ sur ce procédé, on a trouvé un contrôleur $K(s)$ qui assure la stabilité en boucle fermée

Le contrôleur obtenu pour la commande robuste a permis d'assurer la stabilité du système en Boucle fermée mais certaines variations créent une réponse instable

Donc faut développer un contrôleur qui prend en compte ces incertitudes dès le départ
C'est ce que font la μ synthesis ou LMI. En perspective, on peut explorer ces nouvelles méthodes qui permettent d'améliorer la robustesse.

**Références
bibliographiques**

Références bibliographiques

- [1]- D. Alazard, C. Cumer, P. Apkarian, M. Gauvrit, G.Ferreres, “Robustesse et commande optimale”, Cépaduès, 1999.
- [2]- K. Meskine, “ Commande robuste floue des systèmes non linéaires incertains ”, Mémoire de Magister, Université de Sétif, 09 juin 2010.
- [3]- D. W. Gu, P. Hr. Petkov and M.M. Konstantinov, “Robust Control Design with MATLAB”. Springer-Verlag, 2005.
- [4]- R. S. Burns, “Advanced Control Engineering”. Butterworth-Heinemann, 2001.
- [5]- J. C. Doyle and G. Stein, “Multivariable feedback design: concepts for classical/modern synthesis”. IEEE Transactions on Automatic Control, Volume AC-26, pp. 4-16, 1981.
- [6]- K. Ogata, “Modern Control Engineering, Third Edition”. Prentice Hall, 1997.
- [7]- G. Stein, “Beyond singular values and loop shapes”. Honeywell Systems and Research Center and M.I.T, 1985.
- [8]- S. Boyd and C. Barratt, “Linear control design: limits of performance”. Prentice Hall, 1991.
- [9]- J. C. Doyle, K. Glover, P. P. Khargonekar and B. A. Francis. “Space-state solutions to standard H₂ and H_∞ control problems”. IEEE Transactions on Automatic Control, Volume AC-34, pp. 831-847, 1989.
- [10]- K. Glover and J. C. Doyle, “State-space formulae for all stabilizing controllers that satisfy an H_∞-norm bound and relations to risk sensitivity”. Systems & Control Letters, Volume 11, pp. 167-172, 1988.
-
- [11]- K. Zhou with J. C. Doyle and K. Glover, “Robust and Optimal Control”. Prentice Hall, 1996.

Références bibliographiques

- [12]- S. Skogestad and I. Postlethwaite, "Multivariable feedback control: Analysis and Design". Wiley & Sons, 1996.
- [13]- M. Green and D. Limebeer, "Linear Robust Control". Prentice Hall, 1995.
- [14]- S. Boyd and L. El Ghaoui, "Linear Matrix Inequalities in system and control theory". Society for Industrial and Applied Mathematics (SIAM), 1994.
- [15]- M. J. Grimble, "Robust industrial control systems". Wiley & Sons, 2006.
- [16]- J. R. Leigh, "Control theory: Second Edition". The Institution of Electrical Engineers (IEE), UK, 2004.
- [17]- A. Saberi, B. M. Chen and Z. Lin, "Closed-loop solutions to a class of H^∞ optimization problems. International Journal of Control", Volume 60, Number 10, pp. 41-70, 1994.
- [18]- A. A. Stoorvogel, "The H^∞ control problem: a state space approach". Prentice Hall, 1992.
- [19]- H. Kwakernaak, "Minimax Frequency Domain Performance and Robustness Optimization of Linear Feedback Systems". IEEE Transactions on Automatic Control, Volume 30, Number 10, pp. 994-1004, 1985.
- [20]- H. Kwakernaak, "Robust control and H^∞ optimization – A tutorial paper". Automatica, Vol. 29, Number 2, pp. 255-273, 1993.
- [21]- G. Balas, R. Chiang, A. Packard, and..., "Robust control toolbox: user's guide". The Mathworks, 2016
- [22]- R. Naim, "COMMANDE ROBUSTE PAR H^∞ DES SYSTEMES MULTIVARIABLES", Mémoire de Magister, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA, 200