



Université de Ghardaïa

N° d'ordre :

N° de série

Faculté des Sciences et Technologies
Département d'automatique et électromécanique

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Domaine : *Sciences et Technologies*

Filière : *Automatique*

Spécialité : *Automatique et Système*

Par : BENMOUSSA Abdelaziz

Thème

**Contrôle De Puissance Robuste Dans Les Réseaux
Mobiles**

Soutenu publiquement le : 24/06/2019

Devant le jury :

BECHOUAT Mohcene	M.C.B	Univ. Ghardaïa	Président
BITEUR Kada	M.A.A	Univ. Ghardaïa	Examineur
BENCHABANE Achour	M.A.A	Univ. Ghardaïa	Examineur
BEKKAR Belgacem	M.A.A	Univ. Ghardaïa	Encadreur

Année universitaire 2018/2019

Remerciements

"Se qui ne remercie pas les gens ne remercie pas le dieu"

Je tiens à remercier, tout d'abord, après Allah Subhanahu wa Ta'ala, mon encadreur Mr Bekkar Belgacem pour sa patience et le temps qu'il m'a consacré notamment quand il est occupé, je le remercie pour sa illumination, pour ses remarques et ses conseils scientifique surtout en Word, Matlab...

Je voudrais aussi remercier Mr Ben dekkin Moussa, le directeur de la résidence universitaire 1000 lits garçons-Ghardaïa et tous les employés, les agents de la résidence pour leur aide et leurs facilités.

Je tiens à remercier également les membres de jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de juger notre travail.

Afin de n'oublier personne, mes vifs remerciements s'adressent à tous ceux qui, m'ont aidé et encouragé de près ou de loin

Remerciement particulier à : B. Hocine, H. Belgacem

Résumé

Dans ce travail nous étudions la contribution de l'automatique avancée aux problématiques de réseau mobile. Notre objectif dans ce mémoire est de proposer à base de l'automatique avancée des algorithmes, parmi ces algorithmes nous avons choisi l'algorithme le plus performant pour améliorer la qualité de service et diminuer la consommation énergétique. Pour cette raison et pour résoudre cette compromis nous avons proposé la commande linéaire quadratique, le facteur de pondération de cette dernière est adapté par un critère adaptatif. La synthèse des lois de commande, en boucle fermée, est étudiée pour répondre aux questions d'optimisation et de robustesse. L'optimisation est établie par la commande optimale linéaire quadratique et H_2 , et la robustesse vis-à-vis des incertitudes des paramètres variables est traitée par la commande robuste H_2/H_∞ . L'étude de performance de ces algorithmes, par simulation permet nous de dériver l'algorithme de contrôle de puissance le plus optimal et robuste.

MOTS CLES : contrôle de puissance, commande optimale, commande robuste

ملخص

يرتكز هذا العمل على إسهام علم الآلية في إشكاليات التحكم في الطاقة في شبكات المحمول, يكمن هدفنا في هذه الرسالة على اقتراح خوارزميات قائمة على الآليات المتقدمة, ومن بين هذه الخوارزميات اخترنا الخوارزمية الأكثر كفاءة لتحسين نوعية الخدمة وخفض استهلاك الطاقة, لهذا السبب ولحل هذه التسوية اقترحنا المتحكم التريبيعي الخطي حيث أن عامل الاتزان لهذه الأخيرة تم تعديله بواسطة معيار متكيف . في الحلقة المغلقة, تدرس تركيب قوانين التحكم الآلي للإجابة على أسئلة التحسين والمتانة, التحسين عولج بالتحكم الامثل التريبيعي و H_2 . اما من حيث المتانة و القوة ضد ارتيابات القياس فقد عولجت بالمتحكم المختلط H_2/H_∞ . وقد سمحت لنا دراسة أداء هذه الخوارزميات بالمحاكاة, باستخلاص الخوارزمية الأمثل و الأقوى في التحكم بالطاقة

كلمات مفتاحية : مراقبة الاستطاعة, تحكم أمثل, تحكم قوي

Table des matières

Remerciements	i
Résumé	ii
Table des matières	iii
Liste des figures.....	vi
Liste des tableaux	viii
Liste des abréviations	1
Introduction générale.....	2
Chapitre 1 : Généralités sur les systèmes de télécommunications	4
1.1 Introduction.....	4
1.2 Brève historique sur l'évolution des télécommunications.....	4
1.3 Structure générale d'un système de communication	5
1.4 Techniques de transmission numérique	5
1.4.1 Principe	5
1.4.2 Echantillonnage	5
1.4.3 Quantification	6
1.4.4 Codage	6
1.5 Modulation	6
1.5.1 Modulation analogique	6
1.5.2 Modulation numérique.....	7
1.6 Techniques d'accès multiples	8
1.6.1 Accès Multiple par Répartition de Fréquence (<i>FDMA</i>)	8
1.6.2 Accès Multiple par Répartition dans le Temps (<i>TDMA</i>)	8

1.6.3	Accès Multiple à Répartition de Code (<i>CDMA</i>).....	8
1.7	Transmission radio (sans fil).....	9
1.7.1	Principe d'une liaison radio	9
1.7.2	Types de réseau sans fil	10
1.7.3	Mode d'exploitation de réseau	10
1.8	Le réseau de la téléphonie mobile.....	10
1.8.1	Définition et principes	10
1.8.2	L'évolution des réseaux cellulaires	11
1.8.3	Problématiques autour des réseaux sans fil	12
1.8.4	L'optimisation centralisée et distribuée de puissance d'émission	12
1.8.5	Contrôle de puissance conventionnel	13
1.9	Conclusion	13
Chapitre 2 : Commande robuste du système linéaire		15
2.1	Introduction.....	15
2.2	Rappels théorique.....	15
2.2.1	Norme H_2	15
2.2.2	La norme H_∞	16
2.2.3	Compromis performance / robustesse	18
2.3	Le système augmenté	18
2.4	Synthèse H_2	19
2.4.1	Formulation du problème	19
2.4.2	Algorithme du Correcteur H_2	20
2.5	Synthèse H_∞	22
2.5.1	Formulation du problème	22
2.5.2	Résolution le problème par la proche Riccati.....	23
2.5.3	Résolution le problème par la proche LMI.....	23

2.5.4	Algorithme de correcteur H_∞ (Problème H_∞ standard).....	24
2.6	Conclusion	29
Chapitre 3 : Commande optimale et robuste de QoS avec contrôle de puissance.....		30
3.1	Introduction.....	30
3.2	Modélisation.....	30
3.3	Synthèse de la loi de commande optimale	33
3.3.1	Loi de commande LQR	34
3.3.2	Loi de commande H_2 avec information complète FI- H_2	35
3.4	Synthèse de la loi de commande robuste	36
3.4.1	Modélisation avec incertitudes	36
3.5	Synthèse de loi de commande H_2/H_∞	38
3.6	Conclusion	39
Chapitre 4 : Simulation et analyse comparative des lois de commande LQR, H_2 et H_2/H_∞		40
4.1	Introduction.....	40
4.2	Modèle de simulation.....	40
4.3	Étude de la convergence	41
4.4	Optimisation du paramètre β	43
4.5	Adaptation de pondération r	44
4.6	Évaluation et Comparaison de performance	44
4.7	Étude de la robustesse	46
4.8	Conclusion	48
Conclusion générale		49
Bibliographies		51

Liste des figures

Figure 1-1: structure générale d'un système de communication.....	5
Figure 1-2: Représentation schématique d'un bloc de modulation.....	6
Figure 1-3: les différentes techniques de modulation.....	7
Figure 1-4: les différents types d'accès multiple.	9
Figure 1-5: Principe d'émission – réception radio	9
Figure 1-6: (a) Réseau cellulaire avec une antenne omnidirectionnelle ; (b) Réseau cellulaire avec une antenne directionnelle ; (c) Réutilisation des fréquences dans le réseau cellulaire	11
Figure 1-7: illustré l'architecture d'un réseau GSM Contrôle de puissance dans les réseaux mobile.....	12
Figure 2-1: Norme H_∞ gain de Bode maximum	18
Figure 2-2: Représentation du système augmenté.....	18
Figure 2-3: La forme standard de la commande H_2	19
Figure 2-4: Structuration du correcteur H_2	20
Figure 2-5: La forme standard de la commande H_∞	22
Figure 2-6: Représentation du système augmenté.....	24
Figure 2-7 : Structuration du correcteur H_∞	25
Figure 2-8: Organigramme de calcul du correcteur H_∞	26
Figure 3-1 : Schéma bloc du système de contrôle de puissance.....	32
Figure 3-2 : Commande LQR par retour d'état.	35
Figure 3-3 : Commande FI- H_2 par retour d'état.	35
Figure 3-4: Système en boucle fermé avec incertitudes.	37
Figure 4-1: Comparaison de convergence de $\gamma_i(k)$ entre les algorithmes proposés et CODPC pour un utilisateur spécifique, (a) pour $\beta = 0.3$, (b) pour $\beta = 0.7$	42

Figure 4-2: Écart-type de l'erreur de suivi en fonction de β	43
Figure 4-3: Schéma bloc de simulation	44
Figure 4-4: Variation de l'erreur $\gamma_{ik} - \gamma_{max}$, pour un utilisateur avec $v = 10\text{km/h}$, pour les trois lois de commande LQR, H_2 et H_2/H_∞	45
Figure 4-5: Comparaison de l'erreur de contrôle de puissance pour les trois algorithmes de commande : (a) A- H_2/H_∞ , (b) A- H_2 , (c) A-LQR.....	47

Liste des tableaux

Tableau 4-1 : Paramètres de simulation principaux41

Liste des abréviations

AM	: Amplitude Modulation
FM	: Frequency Modulation
PM	: Phase Modulation
FDM	: Frequency Division Multiplexing
TDM	: Time Division Multiplexing
CDM	: Code Division Multiplexing
LAN	: local area network
MAN	: métropolitain area network
WAN	: wide area network
FDD	: Frequency Division Duplex
TDD	: Time Division Duplex
GSM	: Global System for Mobile communications
UIT	: International Union Télécommunications
IMT	: International Mobile Telecommunication
WIMAX	: Worldwide Interoperability for Microwave Access
QoS	: Quality of service
DPC	: Distributed Power Control
SINR	: Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio
LMI	: linear matrix inequality
LFT	: Linear Fractional Transformation
LQR	: Linear Quadratic Regulator
WCDMA	: Wideband Code Division Multiple Access
CODPC	: Constrained Optimal Distributed Power Control
A-LQR	: Adaptative-LQR
A- H_2	: Adaptative- H_2
A- H_2/H_∞	: Adaptative- H_2/H_∞

Introduction générale

Quand on ne peut pas utiliser les connexions filaire en raison d'obstructions ou a cause de la distance et de la grande superficie de la zone géographique ou quand il devient impossible de livrer du câblage électrique, et surtout dans les applications ou l'utilisation mobile, Où le besoin de liberté de mouvement pendant la communication. Notamment dans les véhicules terrestres, maritimes et aériens, ce qui a conduit à l'usage des systèmes de télécommunications sans fil, et l'outil de cette dernière devenus transportable.

Et avec le développement que connaissent les sciences, les ingénieurs de communications s'intéressent de plus en plus à l'utilisation des méthodes avancées de l'automatique, pour résoudre à des problèmes liés aux télécommunications, Ce qui amène à développé une stratégie de contrôle de puissance dans les réseaux sans fil.

Donc le contrôle de la puissance est un moyen important pour satisfaire les exigences suivantes.

- Amélioré et assuré la bonne qualité de servis d'émetteur au récepteur
- Réduire la consommation énergétique (prolonger l'autonome de batterie)
- Réduire l'interférence

L'objectif de notre travail est de concevoir une commande robuste permettre nous à développé une stratégie de contrôle de puissance dans les réseaux sans fil, d'une part d'améliorer la QoS, et d'autre part de réduire la puissance de transmission.

Ce mémoire s'articule autour de quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présentons des généralités sur les systèmes de télécommunication avec une brève historique sur leurs évolutions, puis nous expliquons les

différents types de multiplexage, ensuite nous parlons sur les réseaux mobiles et leurs problématiques, nous abordons aussi au problème de contrôle de puissance qui est l'objectif de notre travail.

Dans la deuxième chapitre, (Commande robuste du système linéaire), nous proposons deux approches robustes H_2 et H_∞ .

Nous exposons au troisième chapitre, le modèle d'état de notre système sans et avec l'incertitude.

Au chapitre quatre, nous présentons les simulations et les résultats obtenus, ainsi que leurs interprétations.

Nous terminons notre travail par une conclusion générale.

Chapitre 1 : Généralités sur les systèmes de télécommunications

1.1 Introduction

Le but d'un système de communication est de transmettre des informations «paroles, musique, image fixe, image animée...». Localisées un point de l'espace à une autre destination localise un autre point de l'espace. Le message produit par la source née généralement électrique pour cette raison on utilise un transducteur d'entrée pour l'émission et un autre pour la réception.

1.2 Brève historique sur l'évolution des télécommunications

En 11 Janvier 1838 dans le New-Jersey Samuel Morse envoya le premier message télégraphique (Le télégraphe de Morse) à travers un câble de 3 km de long, après 50 ans, et en le 7 Mars 1876 Alexander Graham Bell invente le téléphone (Mister Watson, come here I want you) sont les premières paroles transmises sur un système téléphonique. Mais en 1897, et après la découverte des ondes électromagnétiques par Heinrich Rudolf Hertz en 1887 Guglielmo Marconi invente la TSF télégraphie sans fil [10].

Au 21ème siècle, le système de communication se développe rapidement, notamment pendant et après la seconde guerre mondiale.

Et un peu plus tard, la découverte de la modulation qui permet alors de transporter un signal audio sur la radio, donc de la phonie, puis de la vidéo [15].

Puis d'autres formes des systèmes de télécommunications sont apparues comme la téléphonie numérique, le satellite de télécommunications, Fibre Optique, ADSL, Téléphonie mobile, wifi.

1.3 Structure générale d'un système de communication

La figure 1-1 illustre structure générale d'un système de communication

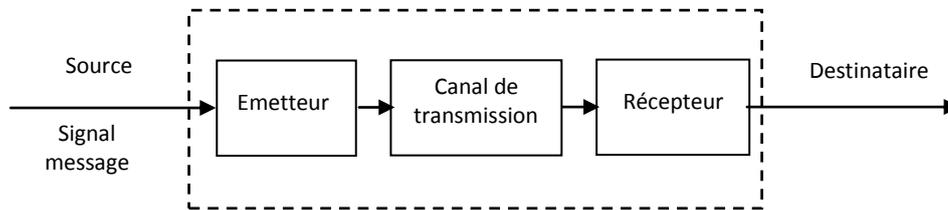


Figure 1-1: structure générale d'un système de communication

Les parties essentielles d'un système de communication sont :

- **L'émetteur** : La fonction principale de l'émetteur est de modifier le signal «message» en forme appropriée pour la transmission travers le canal
- **Le canal** : Le propre d'une transmission étant de se faire à distance, il faut utiliser un milieu physique qui assure le lien entre la source et le destinataire et un signal appropriée au milieu choisi, en ce sens qu'il s'y propage bien. Citons par exemple un signal électrique dans un milieu conducteur ou un signal électromagnétique en espace libre [9].
- **Le récepteur** : La fonction principale du récepteur c'est de l'extraire le signal désirée qui a été transmis.

1.4 Techniques de transmission numérique

1.4.1 Principe

Les télécommunications numériques, ou digitales, désignent en principe la transmission et le traitement de signaux à valeurs binaires, comme en électronique digitale par opposition aux signaux analogiques qui ont une plage continue de valeurs.

La transmission numérique de l'information offre un avantage majeur par rapport à la transmission analogique : Autant une distorsion minimale due aux bruits introduits par le canal de transmission dans l'amplitude du signal analogique, se traduit par une perte de l'information, le signal binaire tolère des variations sur l'amplitude des niveaux logiques, et un simple seuillage permet de restituer l'information exacte [10].

1.4.2 Echantillonnage

Les amplitudes sont prélevées selon une séquence d'instantanés tels que la fréquence soit au moins double de la fréquence la plus élevée présente dans le signal source. Cette précaution

liée au théorème d'échantillonnage de Shannon est indispensable pour pouvoir reconstruire le signal source à partir de sa conversion binaire. Le résultat est une séquence d'impulsions espacées dans le temps par un intervalle constant T .

1.4.3 Quantification

La quantification d'un signal est l'approximation de chaque valeur de ce signal par un multiple entier d'une certaine quantité élémentaire «q» appelé pas de quantification

1.4.4 Codage

Un système de représentation binaire est choisi pour la valeur de l'amplitude quantifiée, par exemple en complément à 2 signé. Les codes individuels de chaque impulsion sont sérialisés en un flot binaire qui forme le message à transmettre.

100 101 101 100 010 010 001 001 001 001 010 011 100

La « fréquence » ou vitesse de transmission des bits ne s'exprime pas en Hz mais en bits par seconde bps, et s'appelle le débit binaire

1.5 Modulation

1.5.1 Modulation analogique

En télécommunications, la pratique de moduler une porteuse à haute fréquence par un signal de source avant de le transmettre, est née de la nécessité d'adapter ses propriétés électriques et spectrales à celle du canal de transmission. D'autres avantages ont été introduits, telle que la possibilité d'utiliser une même ligne de transmission pour plusieurs communications simultanées [10], ainsi réduire les démontions des antennes utilisées à l'émission et la réception. La figure 1.2 Représente le schéma d'un bloc de modulation

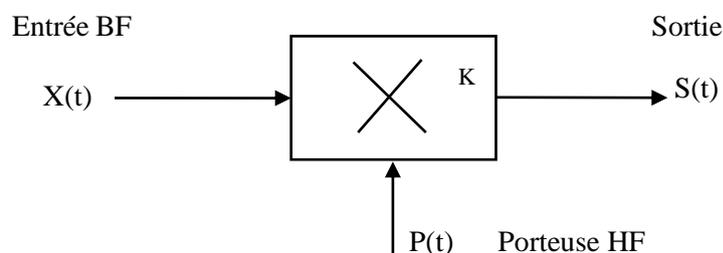


Figure 1-2: Représentation schématique d'un bloc de modulation.

Tel que : $p(t) = A_0 \cos(\omega_0 t)$; $s(t) = A_0 K x(t) \cos(\omega_0 t)$

K : facteur multiplicatif caractéristique du multiplieur

1. Les différentes types de modulation analogique[10]

Le signal modulant influe soit sur l'amplitude de la porteuse (AM, *Amplitude Modulation*), soit sur sa fréquence (FM, *Frequency Modulation*) ou sa phase (PM, *Phase Modulation*)

- 1) Modulation d'amplitude **AM** : l'information est insérée dans l'amplitude instantanée $A(t)$
- 2) Modulation de fréquence **FM** : l'information est insérée dans la fréquence instantanée $f(t)$
- 3) Modulation de phase **PM** : l'information est insérée dans la déviation de phase $\varphi(t)$

La figure 1-3 représente les différentes techniques de modulation [15].

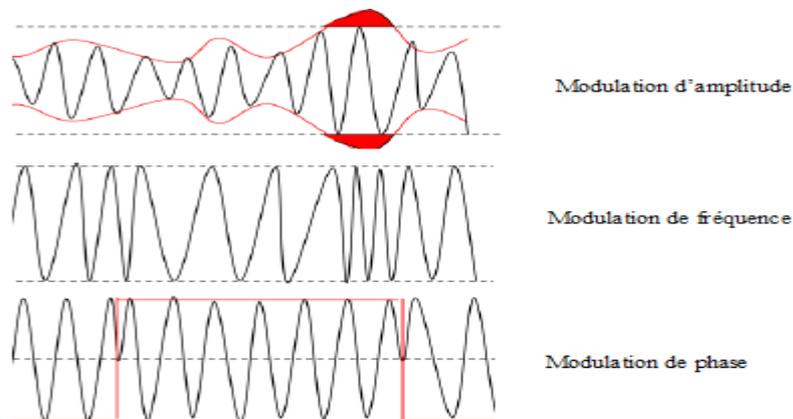


Figure 1-3: les différentes techniques de modulation

1.5.2 Modulation numérique

Un signal numérique étant représentée par une suite de nombre, il convient de construire un Interface entre ces nombres et le canal, c'est le rôle de la modulation numérique, qui fournira un signal forcément analogique au canal. La procédure habituelle est, étant donnée un alphabet M de symboles différents, que l'on peut représenter par $k = \log_2 M$ bits, on fait correspondre (biunivoquement) à chacun des M symboles de la séquence d'information $\{a_n\}$ un signal $s_m(t)$ pris dans un ensemble $\{s_m(t), m = 1, 2, \dots, M\}$. Les signaux $s_m(t)$ sont supposés être à énergie finie et, forcément, déterministes.

On distingue les modulations :

- 1) **sans mémoire** si, la rapidité de modulation (nombre de symboles transmis par seconde) étant : $\frac{1}{T}$, $s_m(t) = 0$ si $t < 0$ et $t > T$. En d'autres termes, le signal présent à la sortie du modulateur ne dépend que d'un seul symbole a_n à la fois.
- 2) **avec mémoire** dans le cas contraire.
- 3) **linéaire** si le principe de superposition est applicable à la sortie du modulateur (la sortie peut s'écrire sous la forme d'une somme d'impulsions $s_m(t)$)
- 4) **non-linéaire** dans le cas contraire.

1.6 Techniques d'accès multiples

Les techniques du multiplexage permettent de partager le même canal entre plusieurs utilisateurs, pour l'exploitation total de la bande disponible du canal de la transmission, Ces techniques sont [11]:

1.6.1 Accès Multiple par Répartition de Fréquence (*FDMA*)

Le *FDMA* permet d'allouer à chaque utilisateur un canal avec une bande de fréquence unique. Dans ce cas, un seul utilisateur peut se servir de ce canal pendant la durée d'une communication. La suppression d'Interférence d'Accès Multiple (*IAM*) est assurée par l'utilisation de fréquences porteuses différentes et séparées par un intervalle fréquentiel prédéfini.

1.6.2 Accès Multiple par Répartition dans le Temps (*TDMA*)

Le multiplexage en temps consiste à répartir la transmission d'une porteuse sur des intervalles de temps distincts, appelés *Times slots*, de durée T_{slot} , L'allocation des intervalles de temps aux différents usagers se fait périodiquement. Par conséquent, un canal physique est consisté par la répartition périodique d'un intervalle dans la trame *TDMA* sur une fréquence donnée.

1.6.3 Accès Multiple à Répartition de Code (*CDMA*)

L'*AMRC*, plus fréquemment désigné par le signe anglais *CDMA* permet de multiplexer les signaux de plusieurs utilisateurs et de les transmettre sur la même bande et les mêmes intervalles temporels, car Le signal produit par un utilisateur est multiplié par un code.

Contrairement aux techniques *TDMA*, *FDMA*, la capacité de multiplexage du *CDMA* n'est pas limitée par des paramètres physiques (intervalle de temps disponible, fréquence ou bande passante).

La figure 1-4 explique les différents types d'accès multiple

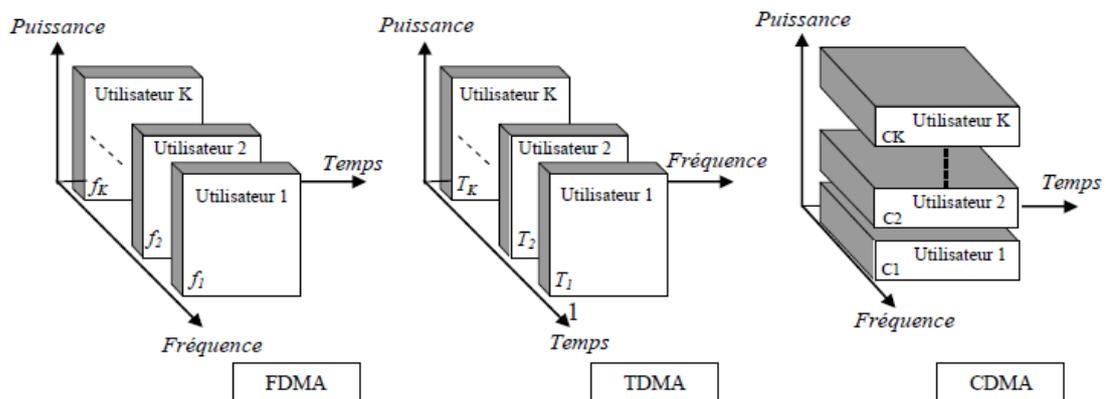


Figure 1-4: les différents types d'accès multiple.

1.7 Transmission radio (sans fil)

1.7.1 Principe d'une liaison radio

Pour établir une telle liaison il faut un émetteur et un récepteur. L'émetteur reçoit un signal électrique qu'il convertit en signal électromagnétique, lequel est conduit vers l'antenne.

L'antenne émet le signal dans la nature où il peut être capté par une ou plusieurs autres antennes. Ceci constitue une différence fondamentale avec les liaisons filaires pour lesquelles un signal ne peut être reçu que par celui qui se trouve au bout du fil. En radio, le signal est diffusé partout et est donc susceptible d'être reçu par tout le monde.

L'antenne réceptrice conduit le signal reçu vers le récepteur d'où est extrait le même signal électrique que celui qui était en entrée de l'émetteur [15].

La figure 1-5 représenté le Principe d'émission – réception [15]

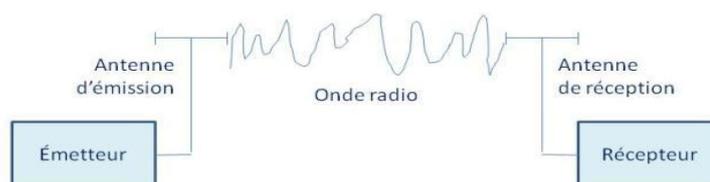


Figure 1-5: Principe d'émission – réception radio

1.7.2 Types de réseau sans fil

On distingue 3 types de réseau sans file selon les distances entre les systèmes et les débits maximums

- a) **Réseaux locaux LAN** : (*local area network*), au niveau d'entreprise
- b) **Réseaux métropolitains MAN** : (*métropolitain area network*), qui permettant interconnecter plusieurs sites a l'échelle d'une ville chacun des sites pouvant être équipé d'un LAN.
- c) **Réseaux longe distances WAN** : (*wide area network*), qui assure la transmission de données numériques sur des distance à l'échelle d'un pays, le support utilisés peut être terrestre (réseaux téléphonique) ou transmission par satellite.

1.7.3 Mode d'exploitation de réseau

Le transfert d'information entre deux systèmes peut s'effectuer suivant 3 modes.

- 1) **Liaison simplex** : les données sont transmises dans un seul sens (radio)
- 2) **Liaison soumis-duplex (half duplex)** : la transmission est possible dans les deux sens mais non simultanément (push to talk).
- 3) **Liaison duplex intégral (full duplex)** : les données peut être émis et reçus simultanément dans les deux sens (réseaux sans fil).

Une transmission radio utilise deux voies [15]:

- **le sens montant** : pour transporter l'information du terminal vers le relais.
- **le sens descendant** : pour transporter l'information du relais vers le terminal.

1.8 Le réseau de la téléphonie mobile

1.8.1 Définition et principes

Un réseau de téléphonie mobile est un réseau sans fil distribué dans des zones terrestres appelées cellules. Chacune est desservie par au moins une station de base, qui connecte les appareils mobiles au réseau. L'assemblage de ces cellules fournit une couverture radio sur une large zone géographique. Cela permet à un grand nombre d'appareils portables de communiquer les uns avec les autres partout dans la zone de couverture en passant par les stations de base, même si certains des mobiles se déplacent d'une cellule à l'autre. Les opérateurs de télécommunication ont déployé des réseaux de téléphonie mobile sur la plupart

des surfaces habitables de la planète. Cela permet aux utilisateurs de téléphones mobiles et d'appareils informatiques de se connecter au réseau téléphonique et à internet [13].

La figure1-6 est la Représentation de cellules Hexagone [13]

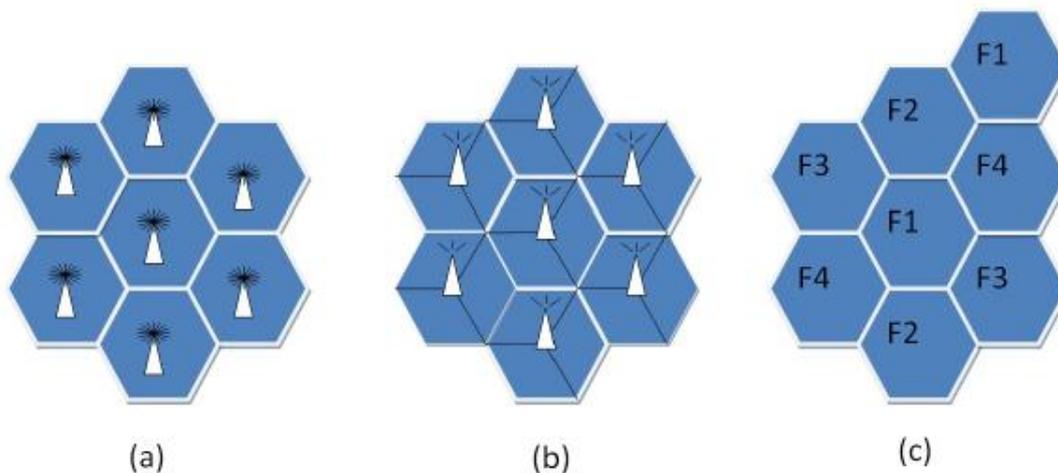


Figure 1-6: (a) Réseau cellulaire avec une antenne omnidirectionnelle ; (b) Réseau cellulaire avec une antenne directionnelle ; (c) Réutilisation des fréquences dans le réseau cellulaire

1.8.2 L'évolution des réseaux cellulaires

- La première génération (1G)

Reposait sur un système de communications mobiles analogiques. Cette génération a bénéficié de deux inventions techniques majeures des années 1970 : le microprocesseur et le transport numérique des données entre les téléphones mobiles et la station de base. Les appareils utilisés étaient particulièrement volumineux [12].

- La deuxième génération (2G)

Repose sur une technologie numérique a été développée à la fin des années 1980. Ces systèmes cellulaires utilisent une technologie numérique pour la liaison ainsi que pour le signal vocal. Ce système apporte une meilleure qualité ainsi qu'une plus grande capacité à moindre coût pour l'utilisateur. La deuxième génération de systèmes cellulaires (2G) utilise essentiellement les standards suivants GSM (2G), CDMA- TDMA

- La troisième génération (3G)

Ce système permet des services de communications plus rapides notamment pour la voix, la télécopie, l'Internet de n'importe quel endroit et à tout moment.

- La quatrième génération (4G)

Utilise notamment le standard suivant : LTE (Long Term Evolution)

La figure 1-7 illustré l'architecture d'un réseau GSM [16]

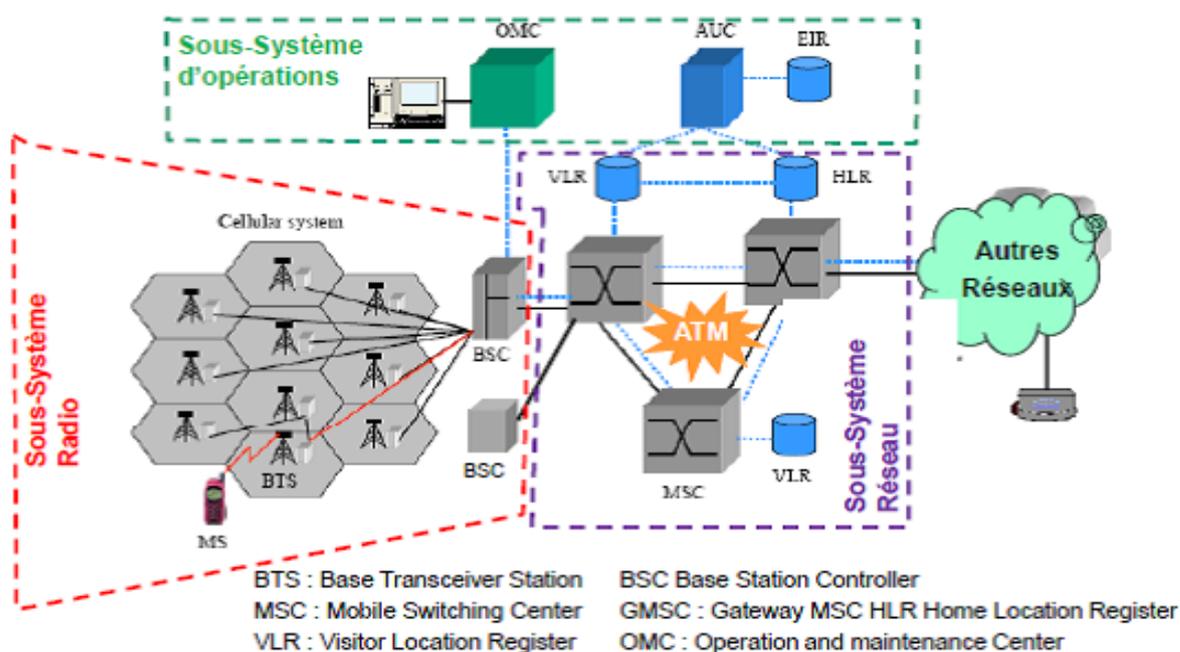


Figure 1-7: illustré l'architecture d'un réseau GSM Contrôle de puissance dans les réseaux mobile

1.8.3 Problématiques autour des réseaux sans fil

Les réseaux de communication sans fil fonctionnent dans une limitation de spectre de fréquence et sont caractérisés par la réutilisation de la bande passante disponible. Par conséquent, les paires émetteur récepteur partageant le même canal son sujets à l'interférence co-canal, qui représente un facteur important de limitation des performances individuelle et globale [14]. Donc, deux problèmes majeurs en télécommunication sans fil sont l'efficacité énergétique (augmenter la capacité finie de la batterie) et l'amélioration de la QoS «*Quality of service*» (assuré la fiabilité de connexion)

1.8.4 L'optimisation centralisée et distribuée de puissance d'émission

Le contrôle de puissance d'émission est essentiel pour la gestion des ressources de radio dans les réseaux sans fil. Il est un moyen important pour satisfaire les exigences de qualité, réduire l'interférence et économiser l'énergie. L'optimisation centralisée de la puissance

d'émission de tous les utilisateurs n'est pas plausible. [14] à cause de sa dimension et la complexité du problème global d'optimisation. A partir de 1990 et après l'évolution des algorithmes de DPC (*Distributed Power Control*) le contrôle de puissance distribué est l'optimisation décentralisée c'est-à-dire chaque lien de communication contrôle sa puissance d'émission lui-même.

Le SINR (*Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio*) au récepteur ,le gain effectif du canal et l'interférence effective sont les mesures locales de qualité du lien de communication et seront utilisés dans les approches présentées dans ce travail [14].

1.8.5 Contrôle de puissance conventionnel

La tâche du contrôle de puissance d'émission dépend de la classe d'application ou du service offert. Le service traditionnel de communication par voix ainsi que quelques services de communications de données en temps réel sont caractérisés par des contraintes strictes sur le débit de transmission et le taux d'erreur de bit. En revanche, d'autres services de données, comme le téléchargement de fichiers par exemple, tolèrent des variations sur la qualité de transmission. Ces deux classes de services, la première avec qualité de service QoS fixe, l'autre avec QoS flexible, exigent un traitement différent du point de vue du contrôle de puissance d'émission, où une QoS élevée correspond aux niveaux élevés du SINR [14].

Dans le cas idéal, le contrôle de puissance pour des applications exigeant un QoS invariant est caractérisé par la sélection d'une suite de puissances $\{p_i(k)\}$ produisant une séquence de SINR $\{\gamma_i(k)\}$ au niveau du récepteur qui tendra vers le SINR désiré γ_i^t , pour chaque lien $i \in M$. Les algorithmes de poursuite du SINR désiré préserveront le SINR au récepteur autour de la valeur voulue, malgré les effets induits par la variation temporelle des canaux. Un algorithme générique (conventionnel) de poursuite d'une QoS constante est exprimé par [14] :

$$\bar{p}_i(k+1) = \bar{p}_i(k) + (1 - \beta_i)(\gamma_i^t - \bar{\gamma}_i(k)) \quad (1.1)$$

où β_i est un coefficient d'adaptation.

sous la condition $0 \leq \beta_i < 1$, ce qui assure la stabilité de l'algorithme et sa convergence vers le point de fonctionnement

1.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu quelques principes de base en télécommunication on commence par une Brève historique, Ensuite, nous avons abordé comment émis l'information

jusqu'à la réception a travers des transformations physique et électronique avec les méthodes d'accès multiples, et nous avons fini ce chapitre avec l'objectif principal de notre travail (Le contrôle de puissance).

Le problème que pose comment optimiser la qualité de service et assurer la fiabilité devant les ennemis de la communication ; les interférences et les perturbations en même temps, C'est ce que nous étudierons plus tard.

Chapitre 2 : Commande robuste du système linéaire

2.1 Introduction

La théorie des systèmes et de leur commande, ou automatique, tente de répondre à un certain nombre de problèmes posés par les sciences de l'ingénieur, pour la conception, la modélisation, l'analyse et la commande de phénomènes physiques. Discipline "horizontale" par essence, elle aborde des phénomènes aussi divers que la trajectoire d'une fusée, l'évolution de taux d'intérêt, ou encore un processus de raffinage [1].

Depuis les années 2000 l'implantation dans des calculateurs sous forme d'équations aux récurrences (représentation à temps échantillonné). Dans ce chapitre on va étudier la synthèse de deux contrôleurs robustes H_2 et H_∞ .

2.2 Rappels théorique

2.2.1 Norme H_2

1) Définition de la norme H_2

On appelle norme H_2 du transfert T_2 entre w_2 (représente l'entrée du système) et z_2

(Représente la sortie du système) le réel positif défini par [3], [4] :

- Cas monovariante : $\|T_2\| = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} |T_2(j\omega)|^2 d\omega}$ (2.1)

- Cas multivariante : $\|T_2\| = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} \text{trace}(T_2^*(j\omega)T_2(j\omega)) d\omega}$ (2.2)

2) Calcul de la norme H2 [3]

Le calcul algébrique de la norme H_2 utilise les grammians d'observabilité et de commandabilité du système, on montre que pour un système qui a pour représentation d'état les matrices (A, B, C, D) .

$$\begin{aligned} \|D + C(zI - A)^{-1}B\|_2 &= \sqrt{\text{trace}(D^T D + B^T L_0 B)} \\ &= \sqrt{\text{trace}(D D^T + C L_c C^T)} \end{aligned} \quad (2.3)$$

où L_c et L_0 sont respectivement les grammians d'observabilité et de commandabilité:

$$L_c = \int_0^\infty e^{At} B B^T e^{A^T t} dt \quad L_0 = \int_0^\infty e^{A^T t} C^T C e^{At} dt \quad (2.4)$$

Solutions des équations de Lyapunov suivantes :

$$\begin{aligned} A L_c A^T - L_c + B B^T &= 0 \\ A^T L_0 A - L_0 + C^T C &= 0 \end{aligned} \quad (2.5)$$

$$\|G\|_2^2 = \text{trace}(C L_c C^T) = \text{trace}(B^T L_0 B) \quad (2.6)$$

3) Interprétation de la norme H2

- L'énergie du signal de sortie en réponse à un bruit blanc gaussien de moyenne nulle et de variance 1
- La norme L_2 de la réponse impulsionnelle du système à une entrée impulsionnelle sur chaque entrée [4]

2.2.2 La norme H_∞

A. Définition de la norme H_∞ [2], [3]

- ◆ Cas monovariante

Soit $G(p)$ une fonction de transfert

$\|G\|_\infty$ est le gain maximal tel qu'il apparaît sur le diagramme de Bode de $G(p)$: $\sup_\omega |G(j\omega)|$

$$\|G\|_\infty = \sup_\omega |G(j\omega)| = \sup_{w \neq 0, w \in \ell_2} \frac{\|Gw\|_2}{\|w\|_2} \quad (2.7)$$

- ◆ Cas multivariable

Soit $G(p)$ une matrice de transfert multivariable propre, on définit la norme H_∞ de $G(p)$ de la manière suivante :

$$\|G\|_\infty = \sup_\omega \bar{\sigma}(G(j\omega)) = \sup_{w \neq 0, w \in \ell_2} \frac{\|Gw\|_2}{\|w\|_2} \quad (2.8)$$

ou $\bar{\sigma}$ désigne la plus grande valeur singulière¹.

B. Calcul de la norme H_∞ [4]

Contrairement à la norme H_2 , il n'existe pas une méthode analytique pour calculer la norme H_∞ d'une matrice de transfert.

$$G(p) \approx \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix} \quad R(\gamma) = D'D - \gamma^2 \quad (2.9)$$

Lemme : La norme H_∞ d'un système stable est finie ssi il n'a pas de pôles sur l'axe imaginaire

Matrice Hamiltonienne

$$H_\gamma = \begin{bmatrix} A - BR^{-1}(\gamma)D'C & -BR^{-1}(\gamma)B' \\ -C'(1 - DR^{-1}(\gamma)D)C & A' - C'DR^{-1}(\gamma)B' \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Théorème 2.1 : Pour $\gamma > \bar{\sigma}(D)$, $\|G\|_\infty < \gamma$ ssi H_γ n'a pas de valeur propre sur l'axe imaginaire

γ -itérations :

-on choisit $[\gamma_{min} \quad \gamma_{max}]$ tel que :

$$\gamma_{min} > \bar{\sigma}(D)$$

Pour $\gamma = 1/2(\gamma_{min} \quad \gamma_{max})$ on forme H_γ et on calcule ses valeurs propres

- Si les valeurs propres ne sont pas sur l'axe imaginaire :

On diminue en choisissant un nouvel intervalle $[\gamma_{min} \quad \gamma]$

- Si les valeurs propres sont sur l'axe imaginaire :

On augmente en choisissant un nouvel intervalle $[\gamma \quad \gamma_{max}]$

- On répète ce processus jusqu'à obtenir une approximation de

$$\gamma_\infty = \|G\|_\infty$$

C. Interprétation de la norme H_∞

- La valeur maximale de l'amplitude dans Bode ou la distance de l'origine au point le plus éloigné du lieu de transfert dans Nyquist (monovariante)

- La norme induite L_2 [4].

La figure 2-1 est l'interprétation de le cas monovariante de H_∞ [3]

¹ Les valeurs singulières sont les racines carrées des valeurs propres

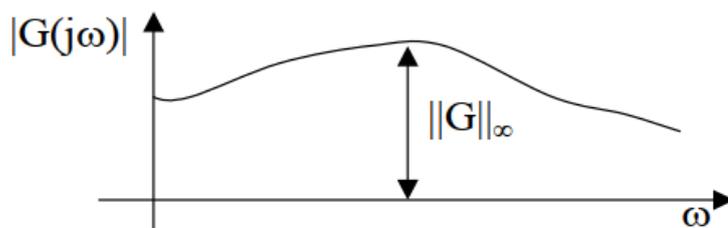


Figure 2-1: Norme H_∞ gain de Bode maximum

2.2.3 Compromis performance / robustesse

Définitions

1) **Robuste en stabilité** : Si le système demeure stable en présence d'incertitude telles que les mesures de modélisation, les bruits de mesures ou les perturbations externes.

2) **Robuste en performance** : Si les performances sont conservés en présence des perturbations (les performances pouvant se mesurer en terme : temps de réponse, temps de monté, d'amortissement des modes flexibles, découplage, perturbation/sortie,) [3].

2.3 Le système augmenté

Il est en général, difficile de garantir l'exactitude entre le comportement du modèle de synthèse et celui du processus physique. Le but de la mise sous forme de famille de modèles est de palier les insuffisances et les approximations effectuées afin de diminuer les dimensions et donc la complexité du modèle mathématique [5].

Le problème de synthèse consiste à chercher le régulateur K stabilisant P et tel que la bande passante ω_0 soit la plus grande possible, tout en respectant les contraintes ($W1, W2, W3$) [3].

La figure 2-2 représente le schéma fonctionnel de problème standard [3]

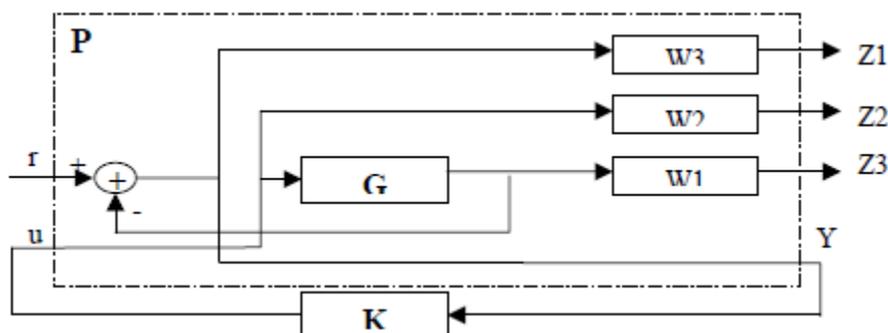


Figure 2-2: Représentation du système augmenté

On peut écrire $Y = \begin{bmatrix} Z1 \\ Z2 \\ Z3 \\ y \end{bmatrix} = P_{aug} U = P_{aug} \begin{bmatrix} r \\ u \end{bmatrix}$ et $u = Ky$

Le système se devient :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_1 r(t) + B_2 u(t) \\ z(t) = C_1 x(t) + D_{11} r(t) + D_{12} u(t) \\ y(t) = C_2 x(t) + D_{21} r(t) + D_{22} u(t) \end{cases} \quad \text{ou } P = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Donc le système augmenté est écrire sous la forme de représentation d'état suivante

$$\begin{cases} e = r - P \cdot u \\ Z1 = w3 \cdot e \\ Z2 = w2 \cdot u \\ Z3 = w1 \cdot P \cdot u \\ y = e \end{cases} \quad P_{aug} : \begin{bmatrix} W3 - W3P \\ 0 & W2 \\ 0 & W1P \\ I & -P \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

2.4 Synthèse H_2

2.4.1 Formulation du problème

Soit le système décrit par :

$$P = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & 0 & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & 0 \end{bmatrix}$$

on pose $D_{zw} = D_{11} = D_{yu} = D_{22} = 0$ (pour des simplifications de calcul)

la figure 2-3 illustre un système en boucle fermée avec correcteur H_2 [3]

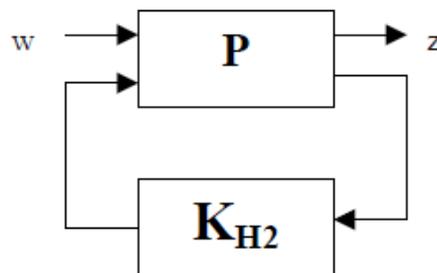


Figure 2-3: La forme standard de la commande H_2

Le but est celui de trouver des matrices AK , BK , CK et DK du contrôleur K telles que la norme H_2 de la boucle fermée T_{zw} est inférieure à γ : [3]

étant donné $\|T_{zw}\|_2 < \gamma$? $\gamma > 0$

2.4.2 Algorithme du Correcteur H₂

A. Hypothèse

Hypothèse 1 (A, B₁) et (A, B₂) soient stabilisables ; et (C₁, A), (C₂, A) soient observables

Hypothèse 2 $D_{12}^T [C_1 D_{12}] = [0 \ 1]$ et $[B_1^T \ D_{21}^T]^T D_{21}^T = [0 \ 1]^T$

Hypothèse 3 P, K sont rationnelles , réelles et propres.

Hypothèse 4 $\begin{bmatrix} A - j\omega I & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{bmatrix}$ et $\begin{bmatrix} A - j\omega I & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{bmatrix}$ sont de rang plein $\forall \omega$

Définissant les deux équations de Riccati algébriques duales [3] :

$$\begin{aligned} A^T X_2 + X_2 A + X_2 B_2 B_2^T X_2 + C_1^T C_1 &= 0 \\ \text{et } A Y_2 + Y_2 A^T - Y_2 C_2^T C_2 Y_2 + B_2 B_1^T &= 0 \end{aligned} \quad (2.13)$$

La figure 2-4 est la structure du correcteur H₂ [3]

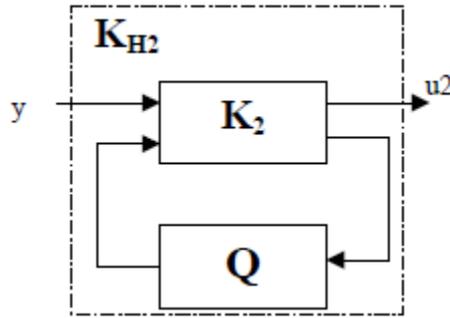


Figure 2-4: Structuration du correcteur H₂

B. Synthèse H₂ par retour d'état

Soit le système suivant

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_w r(t) + B_w u(t) \\ z(t) = C_z x(t) + D_{zw} r(t) + D_{zu} u(t) \\ y(t) = x(t) + D_{yw} r(t) + D_{yu} u(t) \end{cases}$$

on recherche une loi de commande par retour d'état ($K \in \mathbb{R}^{p \times n}$) telle que $u(t) = Kx(t)$ et assure :

1. Le système en boucle fermé est stable
2. La norme H₂ du système en boucle fermé : $\|T_{zw}\|_2 < \gamma$

H₂ optimal revient à minimiser $\gamma^2 \exists ; K$ tel que : $\|T_{zw}\|_2 < \gamma$

$$\begin{cases} \text{trace}\{(C_z + D_{zu}R)Q(C_z + B_{zu}R)^T\} < \gamma \\ (A + B_uR)^TQ + Q(A + B_uR) + BB^T < 0 \end{cases}$$

après modification en utilisant les outils techniques pour la formulation LMI on obtient

$$(D_{yw}=D_{22}=0)$$

$$\begin{cases} \text{trace}(Z) < \gamma^2 \\ \begin{bmatrix} Z & C_zX_2 + D_{zu}R \\ X_2C_z + R^TD_{zu}^T & X_2 \end{bmatrix} > 0 \\ AX_2 + X_2A^T + B_uR + R^TB_u + B_WB_W^T < 0 \end{cases} \quad (2.14)$$

$$\text{avec } H_2 \text{ sub-optimal par retour d'état } K=RX^{-1} \quad (2.15)$$

$$H_2 \text{ optimal revient à minimiser } \gamma^2 [3]. \quad \|P_{BF}\| \leq \sqrt{\gamma^2} \quad (2.15)$$

C. Synthèse H_2 par retour de sortie

Soit le système:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_w r(t) + B_w u(t) \\ z(t) = C_z x(t) + D_{zw} r(t) + D_{zu} u(t) \\ y(t) = x(t) + D_{yw} r(t) + D_{yu} u(t) \end{cases}$$

Question : on recherche une loi de commande par retour d'état ($K \in \mathbb{R}^{p \times n}$) telle que

$u(t)=Ky(t)$ et assure :

1. Le système en boucle fermé est stable
2. La norme H_2 du système en boucle fermé : $\|T_{zw}\|_2 < \gamma$

Avec un contrôleur par retour de sortie dynamique :

$$\begin{cases} \dot{x}_k(t) = A_k x_k(t) + B_k y \\ u(t) = C_k x_k(t) + D_k y \end{cases}$$

Le système bouclé est donnée par :

$$\begin{cases} \hat{x} = \hat{A}x(t) + \hat{B}w(t) \\ z(t) = \hat{C}x(t) + \hat{D}w(t) \end{cases}$$

$$\text{avec} \quad \hat{x} = \begin{bmatrix} x \\ x_k \end{bmatrix}$$

$$\text{et } \hat{A} = \begin{bmatrix} A + B_u D_k C_y & B_u C_k \\ B_k C_y & A_k \end{bmatrix} ; \hat{B} = \begin{bmatrix} B_w + B_u D_k D_{yw} \\ D_k D_{yw} \end{bmatrix}$$

$$\hat{C} = [C_z + D_{zu} D_k C_y \quad D_{zu} C_k] ; \hat{D} = D_{zw} + D_{zw} D_k D_{yw}$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \hat{A}\hat{Q} + \hat{Q}\hat{A}^T & \hat{B} \\ \hat{B}^T & -\hat{I} \\ Z & \hat{C}\hat{Q} \\ * & \hat{Q} \end{bmatrix} \\ \text{trace}(Z) < \gamma \end{cases}$$

$$\text{avec : } \hat{Q} = \begin{bmatrix} Q & \bar{Q}^T \\ \bar{Q} & * \end{bmatrix}$$

$$\text{et } \hat{P} = \bar{Q}^{-1} = \begin{bmatrix} P & \bar{P} \\ \bar{P}^T & * \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\bar{Q} \text{ et } \bar{P} \text{ sont obtenu de la relation : } PQ + \bar{Q}\bar{P} = 1 \quad (2.17)$$

2.5 Synthèse H_∞

2.5.1 Formulation du problème

Pour le système ($P(s)$) de représentation d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ z \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ v \\ u \end{bmatrix}$$

On cherche un correcteur dynamique $K(s)$ de représentation d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_K \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_k & B_k \\ C_k & D_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k \\ y \end{bmatrix}$$

$$\text{Tel que : } \|LFT_l(P(s), K(s))\|_\infty < \gamma \quad \gamma > 0 \quad (2.18)$$

L'inconvénient de ce problème est qu'il ne donne aucun élément de réglage à l'utilisateur ; par contre il représente un compromis naturel entre l'évolution de la sortie et celle de la commande, en réponse à des perturbations en entrée et en sortie [6], [7].

La figure 2-5 système bouclé avec correcteur H_∞ [8]

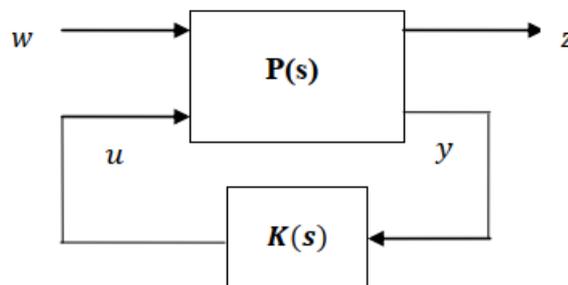


Figure 2-5: La forme standard de la commande H_∞

$$\text{Avec } P = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix}$$

$$T_{zw} = P_{11} + P_{12}K(I - P_{12}K)^{-1}P_{21} = LFT = F_L(P, K)$$

On a deux résolutions possibles

2.5.2 Résolution le problème par la proche Riccati

La première méthode de synthèse, due à Glover et Doyle, s'appuie sur la résolution d'une équation de Riccati. L'exposé rapide de la méthode donné ci-dessous est tiré de l'ouvrage de Duc et Font.

Pour $P = P^T$ et $Q = Q^T$ de même dimension d'une matrice A. On note :

$$X = Ric \begin{pmatrix} A & -P \\ -Q & -A^T \end{pmatrix} \quad (2.19)$$

la solution symétrique de l'équation de Riccati : $XA + A^T X - XPX + Q = 0$: telle que toutes les valeurs propres de $A-PX$ ont une partie réelle strictement négative [6].

2.5.3 Résolution le problème par la proche LMI

La caractérisation LMI de la boucle fermée est donnée par le lemme borné réel. Pour le système en boucle fermée $\text{lft}_1(P(s); K(s))$:

$$\begin{bmatrix} A_{bf}^T Q + Q A_{bf} & Q B_{bf} & C_{bf}^T \\ B_{bf}^T Q & -\gamma I & D_{bf}^T \\ C_{bf} & D_{bf} & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (2.20)$$

où les matrices du système en boucle fermée sont données par :

$$\left[\begin{array}{c|c} A_{bf} & B_{bf} \\ \hline C_{bf} & D_{bf} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc|c} A + B_2 D_K C_2 & B_2 C_K & B_1 + B_2 D_K D_{21} \\ B_K C_1 & A_K & B_K D_{21} \\ \hline C_1 + D_{12} D_K C_2 & D_{12} C_K & D_{11} + D_{12} D_K D_{21} \end{array} \right] \quad (2.21)$$

dans le cas où $D_{22} = 0$

Il s'agit d'un problème non-linéaire a cause du produit entre la matrice de Lyapunov Q et les matrices du correcteur a déterminer. La méthode suivante permet de résoudre le problème. Elle consiste a résoudre d'abord un problème LMI où les matrices du correcteur ont été supprimées [6].

2.5.4 Algorithme de correcteur H_∞ (Problème H_∞ standard)

1) Représentation du système augmenté

On présentons l'algorithme de calcul de régulateur à retour de sortie ; le problème standard de H_∞ est de trouver une famille de régulateurs K stabilisant le système augmenté P donné par

$$P = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & D_{11} & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & D_{22} \end{bmatrix} \text{ correspond au schéma 2-6 suivant [3]:}$$

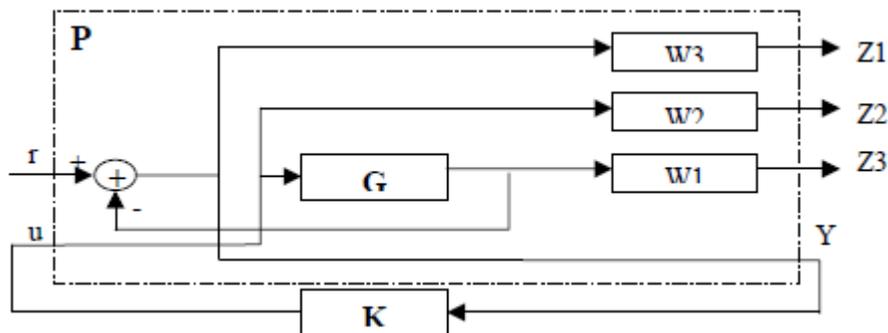


Figure 2-6: Représentation du système augmenté

$W1, W2, W3$ sont les fonction de pondération tel que : $FL(P,K) < \gamma$ ($\gamma \in \mathbb{R}^+$ donné) par cette approche, le problème admet une solution si les quatre hypothèses suivantes sont vérifiées.

Attention, seules les 3 dernières hypothèses sont liées à l'approche choisie qui est basée sur la résolution des équations de Riccati [3].

2) Hypothèses

Pour résoudre le problème H_∞ standard, on suppose satisfaites les hypothèses suivantes :

- Hypothèse 1 : La paire $(A; B_2)$ est stabilisable et la paire $(C_2; A)$ est détectable.
Cette hypothèse garantit l'existence d'une loi de commande K qui stabilise le système en boucle fermée
- Hypothèse 2 : $\text{rang}(D_{12}) = m_u$ et $\text{rang}(D_{22}) = P_y$
Ce sont des conditions suffisantes pour assurer que la commande $K(p)$ est propre.
- Hypothèse 3 : $\text{rang} \begin{bmatrix} A - j\omega I_n & B_2 \\ C_1 & D_{12} \end{bmatrix} = n + m_u$

Cette hypothèse garantit que le transfert $P_{z \rightarrow u}$ n'a pas de zéro sur l'axe imaginaire.

- Hypothèse 4 : $\text{rang} \begin{bmatrix} A - j\omega I_n & B_1 \\ C_2 & D_{21} \end{bmatrix} = n + P_u$

Cette hypothèse garantit que le transfert $P_{z \rightarrow w}$ n'a pas de zéro sur l'axe imaginaire [3]

3) Structuration du correcteur H_∞

le correcteur H_∞ est représenté par la transformation linéaire fractionnelle en « *Linear Fractional Transformation* » (*LFT*) par la figure 2-7 suivante

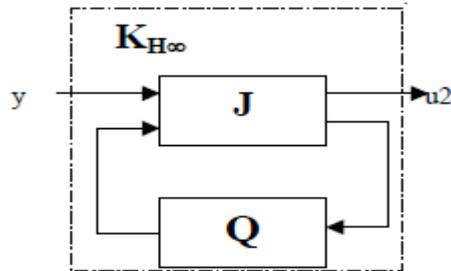


Figure 2-7 : Structuration du correcteur H_∞

On peut construire le correcteur par la Transformation Linéaire Fractionnelle (*LFT*) [3], [8].

$$K = F_L(J, Q) = J_{11} + J_{12}Q(I - J_{22}Q)^{-1}J_{21} \quad (2.22)$$

4) Organigramme de calcul du correcteur H_∞

La figure 2-8 est l'organigramme de calcul du correcteur H_∞ [8]

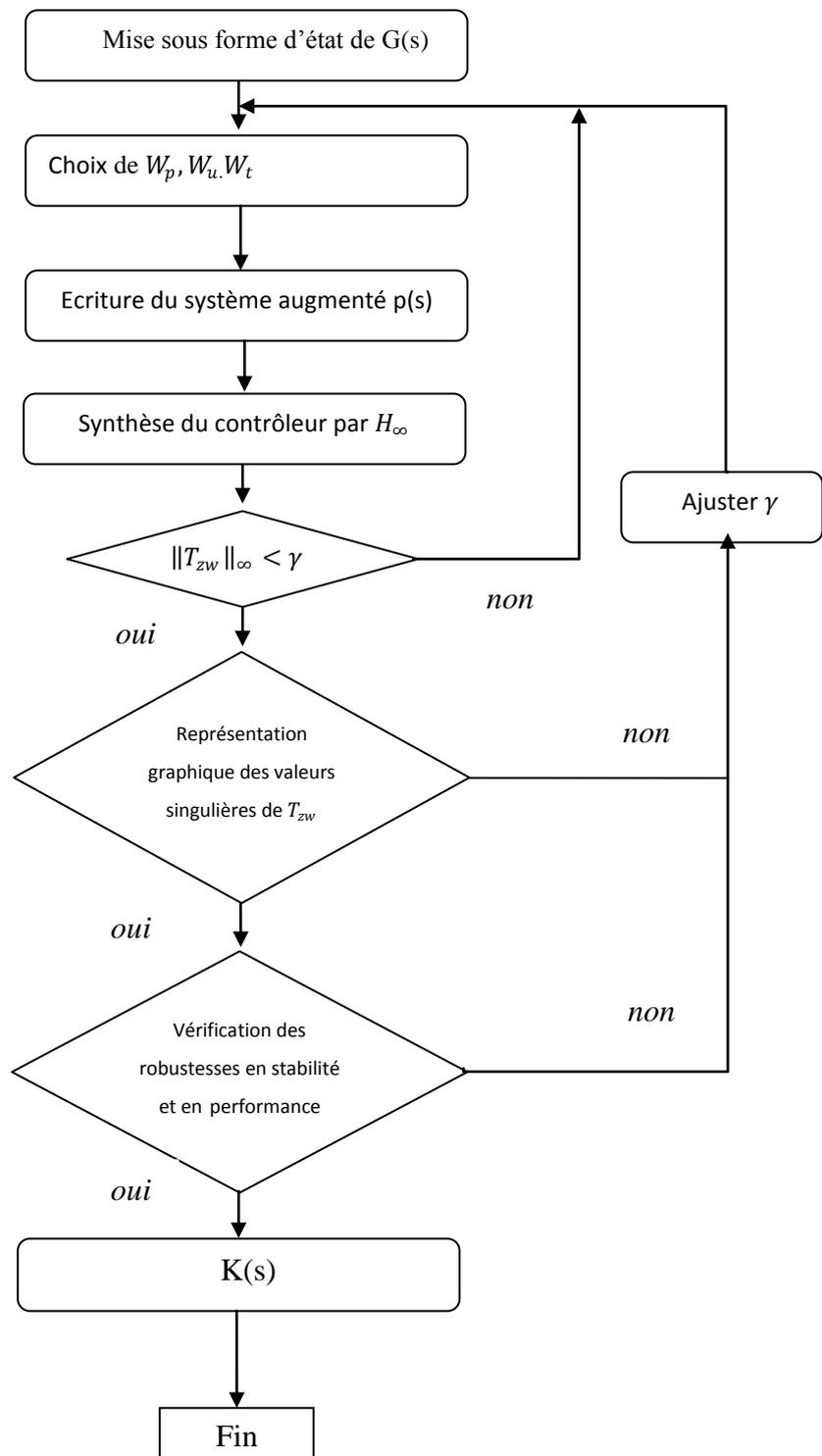


Figure 2-8: Organigramme de calcul du correcteur H_∞

4) Synthèse H_∞ par retour d'état [3]

Soit le système suivant : (on prends $\{ C_y=I, D_{yw}=D_{yu}=0 \}$ pour simplifier les calculs)

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + B_w w(t) + B_u u(t) \\ z(t) = C_z x(t) + D_{zw} w(t) + D_{zu} u(t) \\ y(t) = x(t) \end{cases}$$

Question: on recherche une loi de commande par retour d'état ($k? \in \mathbb{R}^{p \times n}$) telle que $u = kx(t)$

et assure :

1. Le système en boucle fermé est stable
2. La norme H_∞ du système en boucle fermé

Le système en BF admet pour équation d'état :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = (A + B_u K)x(t) + B_w w(t) = A_{cl} x(t) + B_{cl} w(t) \\ z(t) = (C_z + D_{zu} K)x(t) + D_{zw} w(t) = C_{cl} x(t) + D_{cl} w(t) \end{cases} \quad (2.23)$$

Ce système est stable $\exists P=P^T > 0$ telle que (on utilise la structure 02):

$$\begin{bmatrix} A_{cl}^T P + P A_{cl} + C_{cl}^T C_{cl} & P B_{cl} + C_{cl}^T D_{cl} \\ B_{cl}^T P + D_{cl}^T C_{cl} & D_{cl}^T D_{cl} - \gamma^2 I \end{bmatrix} < 0 \quad (2.24)$$

Alors il existe un correcteur par retour d'état s'il existe une matrice K et une matrice P on obtient

$$\begin{bmatrix} (A + B_u K)^T P + P(A + B_u K) + (C_z + D_{zu} K)^T (C_z + D_{zu} K) & P B_w + (C_z + D_{zu} K)^T D_{zw} \\ B_w^T P + D_{zw}^T (C_z + D_{zu} K) & D_{zw}^T D_{zw} - \gamma^2 I \end{bmatrix} < 0$$

Les variables d'optimisation sont P et K . Cette inégalité n'étant pas affine en P et en K , elle ne définit pas une LMI. Par une série de transformations, on va montrer que l'on peut obtenir une contrainte LMI équivalente après un changement de variables adéquat, on peut réécrire sous la forme :

$$\begin{bmatrix} A^T P + P A + K^T B_u^T P + P B_u K + P B_u K & P B_w \\ B_w^T P & -\gamma^2 I \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (C_z + D_{zu} K)^T \\ D_{zw}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (C_z + D_{zu} K) & D_{zw}^T \end{bmatrix} < 0$$

en appliquant le lemme de Schur ($C - B^T A^{-1} B$) on obtient :

$$\begin{bmatrix} A^T P + P A + K^T B_u^T P & P B_w & (C_z + D_{zu} K)^{-1} \\ B_w^T P & -\gamma I & D_{zw}^T \\ (C_z + D_{zu} K) & D_{zw} & -\gamma I \end{bmatrix} < 0 \quad (2.25)$$

dans cette inégalité il nous reste plus que $P B_u K$ et $K^T B_u^T P$ comme terme bilinéaire on

appliquant la propriété des matrices congruentes : $M < 0 \Rightarrow \Pi^T M \Pi < 0$

avec $\Pi = \begin{bmatrix} P^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & I & 0 \\ 0 & 0 & I \end{bmatrix}$ on obtient

$$\begin{bmatrix} P^{-1}A^T + AP^{-1} + P^{-1}K^T B_u^T & B_w & P^{-1}(C_z + D_{zu}K)^{-1} \\ B_w^T & -\gamma^2 I & D_{zw}^T \\ (C_z P^{-1} + D_{zu}K P^{-1}) & D_{zw} & -I \end{bmatrix} < 0$$

dernier changement on posant : $Q = P^{-1}$ et $Y = KP^{-1}$ et ce changement est bien posé car la fonction qui relie (P,K) et (Q,Y) est une bijection : on aura

$$\begin{bmatrix} QA^T + AQ + Y^T B_u^T & B_w & QC_z + Y^T D_{zu}^T \\ B_w^T & -\gamma^2 I & D_{zw}^T \\ (C_z Q + D_{zu}Y) & D_{zw} & -I \end{bmatrix} < 0 \quad (2.26)$$

Cette dernière inégalité est une LMI (affine en Q et Y).

En conclusion la recherche d'une loi de commande $u = kx(t)$ assurant la stabilité de la boucle fermée et une norme H_∞ entre w et z inférieure à γ

5) Synthèse H_∞ par retour de sortie

Soit le système P admet une représentation d'état $(A, B_w, B_u, C_z, D_{zw}, D_{zu}, C_y, D_{yw}, D_{yu})$ d'ordre n, étant donnée $\gamma > 0$, il existe un correcteur K par retour de sortie ($u = ky$); d'ordre inférieur ou égal à n définit par la représentation d'état :

$$\begin{cases} \dot{x}_k(t) = A_k x_k(t) + B_k y \\ u(t) = C_k x_k(t) + D_k y \end{cases}$$

Telle que : 1. Le système $P * K$ est asymptotiquement stable

$$2. \|P * K\|_\infty < \gamma$$

si et seulement s'il existe deux matrices P et Q telle que [3]:

$$[B_u^T \quad 0 \quad D_{zu}^T]_1^T * \begin{bmatrix} QA^T + AQ & B_w & QC_z^T \\ B_w^T & -\gamma^2 I & D_{zw}^T \\ C_z Q & D_{zw} & -I \end{bmatrix} * [B_u^T \quad 0 \quad D_{zu}^T]_1 < 0$$

$$[C_y \quad C_{yw} \quad 0]_1^T * \begin{bmatrix} A^T P + PA & PB_w & C_z \\ B_w^T P & -\gamma^2 I & D_{zw}^T \\ (C_z) & D_{zw} & -I \end{bmatrix} * [C_y \quad C_{yw} \quad 0]_1 < 0$$

$$\text{Et } \begin{bmatrix} P & I \\ I & Q \end{bmatrix} > 0 \quad (2.27)$$

2.6 Conclusion

La commande robuste d'un système est un type de commande qui vise à garantir sa stabilité et ses performances face aux perturbations et les incertitudes aussi robuste par rapport aux variations des paramètres de système, et afin d'évaluer et quantifier la robustesse par un nombre unique on fait appels aux normes mathématiques H_2 et H_∞ que Nous avons abordé dans ce chapitre.

Le problème de ses normes, est comment trouver un contrôleur qui lier les entrées exogènes avec les sorties minimise la performance et la complexité mathématique.

Chapitre 3 : Commande optimale et robuste de QoS avec contrôle de puissance

3.1 Introduction

Les réseaux mobiles sans fil sont essentiellement développés pour fournir un accès haut débit aux utilisateurs mobiles. Depuis ses créations, ces réseaux ont connu une évolution importante. L'amélioration des performances et l'optimisation de la QoS ont été choisies comme des fonctions objectives par plusieurs travaux de recherche pour ces types de réseaux.

En effet, la plupart de ces travaux sont focalisés, soit sur la consommation d'énergie, soit sur l'optimisation de la QoS et capacité. Seulement quelques travaux [17], [18], [19] ont traité les deux problèmes conjointement. Néanmoins, les algorithmes développés présentent quelques limitations. Ceci nous pousse, dans ce chapitre, à étudier finement le compromis entre la QoS et la consommation d'énergie par des outils d'automatique.

La suite de chapitre est organisée comme suit. Premièrement, nous décrivons en détail la modélisation du problème de contrôle de puissance avec l'optimisation de la QoS dans l'espace d'état, où le critère de maximisation de QoS et minimisation de consommation d'énergie se traduit par la loi de commande (*LQR*) linéaire quadratique. Deuxièmement, l'application des outils classiques de l'automatique, pour concevoir la loi de commande optimale, est discutée dans la section 3.3, tandis que la commande robuste est traitée dans la section 3.4. Enfin, nous clôturons ce chapitre par une conclusion.

3.2 Modélisation

On considère ici le problème de contrôle de puissance avec QoS variable dans un réseau cellulaire. Le signal en bande de base reçu par la station de base s'écrit :

$$y_i(k) = h_{ii}(k)s_i(k) + \sum_{j \neq i}^k h_{ji}(k)s_j(k) + n_i(k) \quad (3.1)$$

Où $s_i(k)$ représente le signal transmis par l'émetteur i à l'instant k . $h_{ii}(k) \in \mathbb{C}$ est le gain du canal entre l'émetteur i et le récepteur i . le bruit n_i est supposé suivre une distribution gaussienne avec : $n_i \sim \mathcal{N}(0, \sigma_n^2)$. Pour chacun de récepteurs, nous pouvons exprimer le rapport SINR par :

$$\gamma_i(k) = \frac{|h_{ii}(k)|^2 |s_i(k)|^2}{\sum_{j \neq i}^k (|h_{ji}(k)|^2 |s_j(k)|^2 + \sigma_n^2)} \quad (3.2)$$

Pour déduire le modèle d'état de contrôle de puissance un passage dans le domaine logarithmique peut être effectué pour simplifier la modélisation. Par conséquent, l'équation (3.2) peut se mettre sous la forme :

$$\log_{10} \gamma_i(k) = \log_{10}(|h_{ii}(k)|^2) + \log_{10}(|s_i(k)|^2) - \log_{10} \left(\sum_{j \neq i}^k (|h_{ji}(k)|^2 |s_j(k)|^2 + \sigma_n^2) \right) \quad (3.3)$$

$$\bar{\gamma}_i(k) = \bar{h}_{ii}(k) + \bar{p}_i(k) - \bar{I}(k) \quad (3.4)$$

Avec $\bar{p}_i(k)$ est la puissance émise par chaque émetteur, $\bar{I}(k)$ représente l'interférence multiutilisateurs plus bruits.

L'adaptation de puissance est déterminée par la station de base puis envoyée à la station mobile qui ajuste sa puissance de transmission $\bar{p}_i(k)$. La tâche des algorithmes développés pour des applications QoS fixe [20],[21] sert à ajuster la puissance d'émission à la valeur minimale de sorte que le rapport SINR à la station de base atteint la valeur désirée $\bar{\gamma}_i^{tar}$ ainsi, on définit l'erreur de poursuite de $\bar{\gamma}_i^{tar}$ par :

$$\bar{e}_i(k) = \bar{\gamma}_i^{tar} - \bar{\gamma}_i(k) \quad (3.5)$$

Cette erreur est directement appliquée au contrôleur (figure 3.1), ce dernier à ensuite servi de régler la puissance de transmission $\bar{p}_i(k)$ selon l'équation suivante :

$$\bar{p}_i(k+1) = \bar{p}_i(k) + (1 - \beta)\bar{e}_i(k) \quad (3.6)$$

Où β est un coefficient d'adaptation. Dans le cas de QoS flexible [14], le SINR désiré est ajusté selon, un critère de performance ayant un modèle dynamique :

$$\bar{\gamma}_i^{tar}(k+1) = \bar{\gamma}_{max} + u_i(k) \quad (3.7)$$

Où $\bar{\gamma}_{max}$ est le seuil maximal, pour lequel aucune amélioration n'est apportée à la QoS, et $u_i(k)$ le signal de commande. De plus, l'algorithme (4.6) devient :

$$\bar{p}_i(k+1) = \bar{p}_i(k) + (1 - \beta)(\bar{\gamma}_i^{tar}(k) - \bar{\gamma}_i(k)) \quad (3.8)$$

La figure 4-1 représente le schéma bloc du système de contrôle de puissance

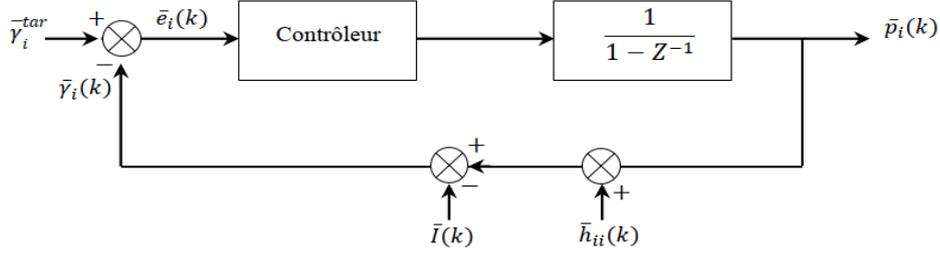


Figure 3-1 : Schéma bloc du système de contrôle de puissance.

En effet, le signal de commande $u_i(k)$ appliqué à la dynamique de SINR désiré (3.7) permet de minimiser le seuil de SINR lorsque des niveaux hauts de puissance de transmission sont observés dans les liens. Par contre, si la commande $u_i(k)$ tend vers zéro, le seuil SINR tend vers $\bar{\gamma}_{max}(k)$ et, par conséquent, des niveaux hauts de QoS sont obtenus.

Alors, pour déduire la loi de commande optimale qui adapte le compromis entre l'obtention d'une QoS élevée et la minimisation de la puissance, nous formulons le problème mentionné ci-dessus par une commande linéaire minimisant un critère quadratique de performance, soit :

$$\min_{u_i(k)} \frac{1}{2} x^T(N) Q x(N) + \sum_{k=0}^{N-1} [x^T(k) Q x(k) + r u^2(k)] \quad (3.9)$$

Où x est le vecteur d'état contient l'indice de puissance et de QoS. Pour exprimer l'indice de puissance, on utilise l'écart $\bar{\epsilon}_i^p$ défini par [14] :

$$\bar{\epsilon}_i^p(k) = \bar{p}_i(k) - \bar{p}_{min} \quad (3.10)$$

Ainsi, l'équation (3.8) devient :

$$\bar{\epsilon}_i^p(k+1) = \beta \bar{\epsilon}_i^p(k) + (1 - \beta)[\bar{\gamma}_i^{tar}(k) - \bar{p}_{min} - \bar{h}_{ii}(k) + \bar{I}(k)] \quad (3.11)$$

Par souci de simplicité, nous supprimons l'indice i , d'où le vecteur d'état d'ordre deux devient :

$$x = \begin{bmatrix} \bar{\epsilon}^p(k) \\ \bar{\gamma}^{tar}(k) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

et le modèle d'état décrit par les équations (3.8) et (3.7) :

$$x(k+1) = Ax(k) + B_1 w(k) + B_2 u(k) \quad x(0) = \begin{bmatrix} \bar{\epsilon}^p(0) \\ \bar{\gamma}^{tar}(0) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

où

$$A = \begin{bmatrix} \beta & (1-\beta) \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 & -(1-\beta) & -(1-\beta) \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$u(k)$ et $w(k)$ sont les vecteurs d'entrée de dimensions appropriées avec :

$$w(k) = [\bar{\gamma}_{max} \quad (\bar{h}(k) - \bar{I}(k)) \quad \bar{p}_{min}]^T \quad (3.15)$$

La commandabilité du système (3.12) - (3.15) est assurée par le vecteur B_2 , il est facile de remarquer que la matrice de commandabilité $[B_2 \ AB_2]$ est de rang plein. Du point de vue de la commande en boucle fermée, $w(k)$ est une entrée exogène avec $\bar{\gamma}_{max}$ et \bar{p}_{min} sont des constantes, $\bar{h}(k)$ et $\bar{I}(k)$ sont, respectivement, le gain du canal et l'interférence. Les incertitudes sur ces deux grandeurs sont traitées par la commande robuste. Ainsi le critère (3.9) s'écrit alors :

$$\min_{u_i(k)} \sum_{k=0}^{N-1} [x^T(k)Q(k)x(k) + r(k)u^2(k)] \quad (3.16)$$

$$Q(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad r(k) > 0.$$

Dans cette formulation, la pondération $r(k)$ peut être utilisée pour favoriser l'économie de puissance ou l'amélioration de QoS. En effet pour faibles valeurs de $r(k)$, la minimisation du terme $u^2(k)$ dans le critère (3.16) est moins importante, et par conséquent une minimisation du premier terme $x^T(k)Q(k)x(k) = (\bar{p}_i(k) - \bar{p}_{min})^2$, ceci conduit à l'économie de puissance. D'autre part, pour des valeurs importantes de $r(k)$, le SINR désiré se rapproche de la borne supérieure $\bar{\gamma}_{max}$. Dans [14], les auteurs ont proposé d'adapter la pondération $r(k)$ selon l'expression :

$$r_i(k) = \max\{\phi[\bar{\gamma}_{max} - \bar{\gamma}_i(k)], \epsilon\} \quad (3.17)$$

Où $\phi > 0$ est un coefficient défini par l'utilisateur et/ou le réseau, utilisé pour amplifier la différence $(\bar{\gamma}_{max} - \bar{\gamma}_i(k))$ selon la QoS demandée. De plus, pour garantir $r(k) > 0$, le paramètre ϵ doit être choisi convenablement supérieur à zéro.

3.3 Synthèse de la loi de commande optimale

L'objectif principal de cette section est de chercher une loi de commande permet de minimiser le critère défini dans (3.16). Rappelons l'expression de critère quadratique (3.16) avec $\phi > 0$ et $r(k) > 0$ d'où :

$$Q = \left(Q^{\frac{1}{2}}\right)^T Q^{\frac{1}{2}}, r = \left(r^{\frac{1}{2}}\right)^T r^{\frac{1}{2}} \quad (3.18)$$

définissons les matrices :

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \text{ et } D_{12} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

et $z(k) = C_1 x(k) + D_{12} u(k)$, avec x le vecteur d'état défini par (3.12), et $u(k)$ le signal de commande, il est facile de montrer que :

$$z^T z = (C_1 x + D_{12} u)^T (C_1 x + D_{12} u) = x^T Q x + u^T r u \quad (3.20)$$

Et le problème mentionné dans (3.16) devient à minimiser $\|z\|_2^2$. Ainsi la représentation d'état du système aura la forme suivante :

$$G: \begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + B_1 w(k) + B_2 u(k) \\ z(k) = C_1 x(k) + D_{12} u(k) \end{cases} \quad (3.21)$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \text{ et } D_{12} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

A, B_1 et B_2 et $w(k)$ sont donnés par (3.14)-(3.15).

3.3.1 Loi de commande LQR

La première solution proposée, pour trouver la commande par retour d'état, et la commande LQR (*Linear Quadratic Regulator*). Considérons le système dynamique à temps discret défini par :

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + B_2 u(k) \\ z(k) = C_1 x(k) + D_{12} u(k) \end{cases} \quad (3.22)$$

Le problème de synthèse est de déterminer une commande par retour d'état minimisant le critère quadratique :

$$J = \sum_{k=0}^{N-1} [x^T(k) Q x(k) + u^T(k) r u(k)] \quad (3.23)$$

C'est-à-dire que le correcteur F stabilisant (3.22) et minimisant la norme L_2 de z . La loi de commande LQR est donnée par :

$$u(k) = F(k)x(k) \quad (3.24)$$

$$F = -[R + B_2^T P B_2]^{-1} B_2^T P A \quad (3.25)$$

P est la solution de l'équation algébrique de Riccati :

$$P = A^2 P A - A P B_2 [R + B_2^T P B_2]^{-1} B_2^T P A + Q \quad (3.26)$$

La figure 4.2 représente le système en boucle fermée avec la commande LQR.

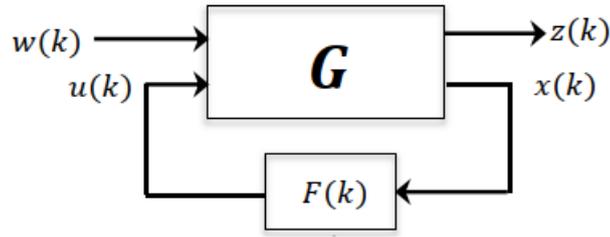


Figure 3-2 : Commande LQR par retour d'état.

3.3.2 Loi de commande H_2 avec information complète FI- H_2

On profite de la disponibilité de l'entrée exogène $w(k)$ et les variables d'état $[\bar{\epsilon}^p \quad \bar{\gamma}^{tar}]^T$ à chaque instant pour synthétiser la loi de commande optimale. Ceci nous a conduits à la commande H_2 avec information complète [22], [23]. Le système en boucle fermée avec la commande H_2 est représenté par la figure 4-3.

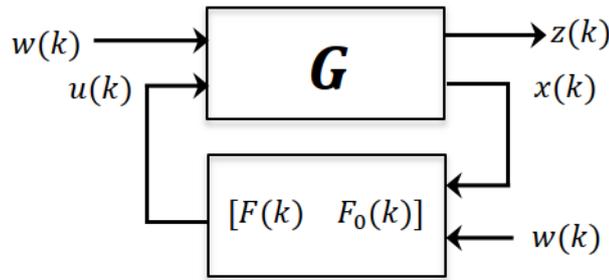


Figure 3-3 : Commande FI- H_2 par retour d'état.

La solution du problème de la commande H_2 avec information complète est donnée par :

$$u(k) = F(k)x(k) + F_0(k)w(k) \quad (3.27)$$

Où $F(k)$ est le gain de retour d'état, le même que celui de la commande LQR, $F_0(k)$ est le gain associé à l'entrée exogène $w(k)$, avec :

$$\bar{R} = D_{12}^T D_{12} + B_2^T P B_2 \quad (3.28)$$

$$F = -\bar{R}^{-1} (B_2^T P A + D_{12}^T C_1) \quad (3.29)$$

$$F_0 = -\bar{R}^{-1} (B_2^T P B_1 + D_{12}^T D_{11}) \quad (3.30)$$

Dans notre cas : $D_{12}^T D_{12} = R$, $D_{12}^T C_1 = 0$, $D_{11} = 0$. P est la solution de l'équation algébrique de Riccati :

$$P = A^T P A + F^T \bar{R} F + C_1^T C_1 \quad (3.31)$$

3.4 Synthèse de la loi de commande robuste

La synthèse de loi de commande optimale, pour le contrôle de puissance et l'optimisation de QoS, a fait l'objet de la section 3.3. Mais dans les systèmes réels, il existe des incertitudes qui n'ont pas pris en compte dans l'étude des lois de commande LQR et H_2 . Ces incertitudes sont constituées par les incertitudes de modélisation, les erreurs de mesure et d'estimation et le retard dans la boucle de contrôle. Dans ce cas, la problématique de commande doit être traitée de manière à assurer la robustesse vis-à-vis de ces incertitudes.

La commande H_∞ , également appelée commande fréquentielle avancée, permet de prendre en compte à la fois performance et robustesse. Cependant, de nombreuses applications récentes de commande H_∞ , à des problèmes pratiques, ont montré qu'il est relativement difficile d'obtenir avec la commande H_∞ un niveau satisfaisant de performances mesurées par la norme H_2 . Par conséquent, des solutions du type mixte H_2/H_∞ ont été développées [86], [87], [88]. Ce type de commande consiste à minimiser un critère de performance sous la forme d'une norme H_2 , sous une contrainte traduite par une norme H_∞ .

Dans cette partie, nous proposons une solution basée sur la commande mixte H_2/H_∞ , où la performance du problème de commande H_2 sera conjointement considérée avec la robustesse contre l'incertitude de mesure.

3.4.1 Modélisation avec incertitudes

On considère le modèle présenté dans la section 4.2. La mauvaise estimation, des paramètres variables, pourrait dégrader les performances et la robustesse de la loi de commande. De ce fait on réécrit les équations de la dynamique du modèle en prenant en compte les incertitudes possibles des paramètres variables.

Généralement, dans les cas réels, la puissance de transmission est limitée dans l'intervalle $[\bar{p}_{\min} \bar{p}_{\max}]$, en raison de limitations physiques dans les amplificateurs de puissance. Alors, la puissance de transmission estimée sera :

$$\hat{p}_i(k) = \bar{p}_i(k) + \Delta_p(k) \quad (3.32)$$

Avec Δ_p est l'incertitude de puissance due à l'effet non linéaire de l'amplificateur. Par conséquent, une incertitude sera apparue dans le terme d'interférence.

$$\hat{I}(k) = \bar{I}(k) + \Delta_I(k) \quad (3.33)$$

D'ailleurs, la valeur estimée du gain du canal présente aussi des erreurs d'estimation.

$$\hat{h}(k) = \bar{h}(k) + \Delta_h(k) \quad (3.34)$$

En remplaçant les valeurs estimées (3.32), (3.33) et (3.34) dans (3.4)-(3.8), la représentation d'état devient :

$$M: \begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + B_1 w(k) + B_2 u(k) + B_3 \Delta_\Gamma(k) \\ z(k) = C_1 x(k) + D_{12} u(k) + D_{13} \Delta_\Gamma(k) \end{cases} \quad (3.35)$$

$$A = \begin{bmatrix} \beta & (1-\beta) \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 & -(1-\beta) & -(1-\beta) \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}; \quad B_3 = \begin{bmatrix} (1-\beta) \\ 1 \end{bmatrix}.$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad D_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ r^{\frac{1}{2}}(k) \end{bmatrix}; \quad D_{13} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

$\Delta_\Gamma(k)$ représente la somme d'incertitudes. La matrice D_{13} est choisie de manière que l'objectif de la commande H_2 est maintenu. La formulation de transformation linéaire fractionnelle (LFT) pour le système en boucle fermée en présence d'incertitude est illustrée à la figure 3-4

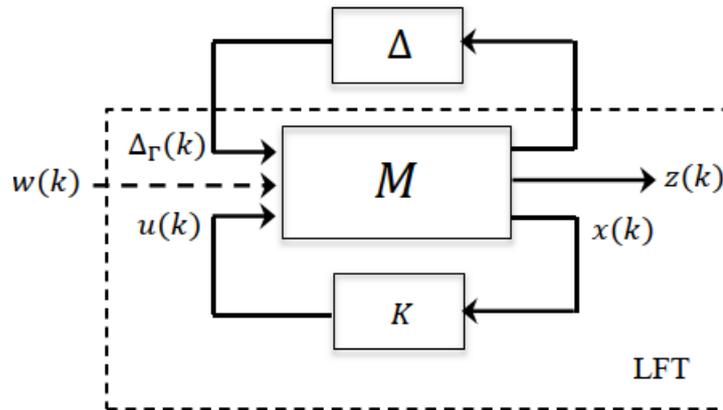


Figure 3-4: Système en boucle fermé avec incertitudes.

K est le correcteur que l'on cherche à synthétiser. La transformation fractionnaire linéaire (LFT) inférieure, sans considération l'entrée w , est définie par :

$$\mathcal{F}_l(M, K) = M_{11} + M_{12}K(I - M_{22}K)^{-1}M_{21} \quad (3.36)$$

Avec M , la fonction de transfert décrit les interconnexions entre Δ_Γ , u , z , et y .

$$\begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} \Delta_\Gamma \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta_\Gamma \\ u \end{bmatrix}$$

Cette réalisation est associée à la description interne du modèle. Si la propriété qu'on cherche à garantir est la stabilité et si par hypothèse $\mathcal{F}_l(M, K)$ et Δ_Γ sont stables, la seule

source d'instabilité provient du bouclage par Δ_Γ [22]. Le théorème (3.1) permet de déterminer la condition suffisante de stabilité du système, en boucle fermée, présenté à la figure 3.4.

Théorème 3.1. Théorème du petit gain [22] :

Si $\mathcal{F}_l(M, K)$ et Δ_Γ sont stables et soit $\lambda > 0$. Le système interconnecté de la figure 3.5 est stable pour tout Δ_Γ tel que $\|\Delta_\Gamma\|_\infty \leq \frac{1}{\lambda}$, si et seulement si $\|\mathcal{F}_l(M, K)\|_\infty < \lambda$, avec $\mathcal{F}_l(M, K)$ est donnée par (4.36).

3.5 Synthèse de loi de commande H_2/H_∞

Le contrôleur statique par retour d'état stabilisant M et minimisant la norme H_2 de la fonction de transfert entre w et z , sous la contrainte de stabilité de la norme H_∞ , est défini par le théorème suivant

Théorème 3.2 [24]

Si le système M satisfaisant l'hypothèse de stabilité et soit $\lambda > 0$ le niveau d'atténuation de perturbation. Alors, K est le gain de retour d'état admissible, telle que $\|\mathcal{F}_l(M, K)\|_\infty < \lambda$ est satisfaite :

$$K = [0 \quad I] \left(\begin{bmatrix} -\lambda^2 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + D_E^T D_E + B_E^T P B_E \right)^{-1} (B_E^T P A + C_1^T D_E) \quad (3.38)$$

Avec : $B_E = [B_3 \quad B_2]$, $D_E = [B_{13} \quad B_{12}]$, où la matrice symétrique et définie positive P^2 est solution de l'équation algébrique de Riccati :

$$P = A^T P A + C_1^T C_1 -$$

$$(C_1^T D_E + A^T P B_E) \left(\begin{bmatrix} -\lambda^2 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + D_E^T D_E + B_E^T P B_E \right)^{-1} (B_E^T P A + D_E^T C_E) \quad (3.39)$$

Le paramètre λ définit le niveau de robustesse de l'algorithme contre l'incertitude de puissance de transmission, l'interférence et le gain du canal. Dans le cas où $\lambda \rightarrow \infty$, il n'y a aucune contrainte de robustesse et la commande robuste H_2/H_∞ se réduit à la commande H_2 .

Pour prendre en compte toutes les incertitudes Δ_Γ , le gain effectif du canal, dans l'équation (3.34) est remplacé par sa valeur estimée.

$$\hat{\Gamma}(k) = \bar{\Gamma}(k) + \Delta_\Gamma(k) \quad (3.40)$$

² la matrice symétrique P et définie positive signifie : toutes les valeurs propres de P sont strictement positives et $P = P^T$

Dans la synthèse de loi de commande robuste, nous n'avons pas considéré l'entrée exogène w . Pour cela, nous ajoutons le vecteur d'entrée exogène w avec son gain F_0 défini par (4.30) à la loi de commande par H_2/H_∞ .

$$u(k) = K(k)x(k) + F_0(k)w(k) \quad (3.41)$$

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons intéressé au problème de contrôle de puissance et l'optimisation de QoS à l'aide des outils de l'automatique. Afin d'étudier ce problème, nous avons développé, dans ce chapitre, des lois de commande optimale et robuste

Tout d'abord, nous avons présenté la formulation du problème dans l'espace d'état. Le modèle que nous avons utilisé est inspiré du modèle proposé par [27]. Le contrôle de puissance, dans ce modèle, combine deux objectifs, la maximisation de QoS et la minimisation de la consommation d'énergie. Cependant, il s'avère que l'augmentation de la QoS du réseau nécessite une augmentation de la consommation d'énergie. Pour aborder ces deux points, nous avons choisi d'utiliser la commande linéaire quadratique. L'avantage de ce choix est qu'il nous permet de minimiser un critère quadratique de performance qui optimise la QoS et la consommation d'énergie.

Ensuite, la synthèse des lois de commande, en boucle fermée, est étudiée pour répondre aux questions d'optimisation et de robustesse. L'optimisation est établie par la commande optimale LQR et H_2 , tandis que la robustesse vis-à-vis des incertitudes des paramètres variables est traitée par la commande robuste H_2/H_∞ .

Chapitre 4 : Simulation et analyse

comparative des lois de commande LQR,

H₂ et H₂/H ∞

4.1 Introduction

Dans le chapitre 3, nous avons étudié les algorithmes de commande de QoS et de contrôle de puissance à l'aide des outils de l'automatique afin de calculer les solutions optimales des lois de commande. Dans ce chapitre, nous discutons quelques analyses comparatives des algorithmes proposés, pour essayer de parvenir à un algorithme de commande optimale et robuste.

4.2 Modèle de simulation

On considère un réseau sans fil cellulaire composé d'une station de base communiquant avec plusieurs stations mobiles, chaque station mobile ajuste sa puissance de façon distribuée, en utilisant l'algorithme proposé. Nous supposons que les MS sont uniformément distribuées sur toute la cellule.

Nous adoptons les paramètres de simulation selon les valeurs typiques des réseaux cellulaires WCDMA. Les paramètres de simulation sont donnés dans le tableau 4.1.

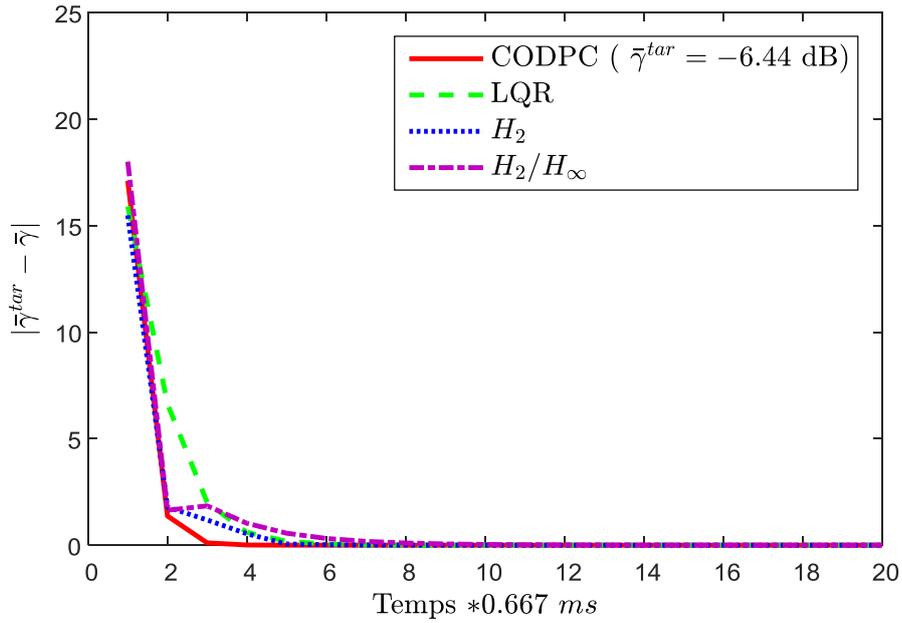
Les phénomènes de propagation sont présentés particulièrement par l'évanouissement rapide, de type Rayleigh selon le modèle de Jakes. Le logiciel Matlab est utilisé pour développer la simulation chronologie basée sur un pas de temps fixe égal à la durée d'adaptation de puissance, $T_p = 1/f_p = 0.667 \text{ ms}$. Ainsi, pour simplifier la simulation, seuls les niveaux de puissance et d'interférence sont considérés et aucune méthode de modulation ni de codage n'est utilisée.

Tableau 4-1 : Paramètres de simulation principaux

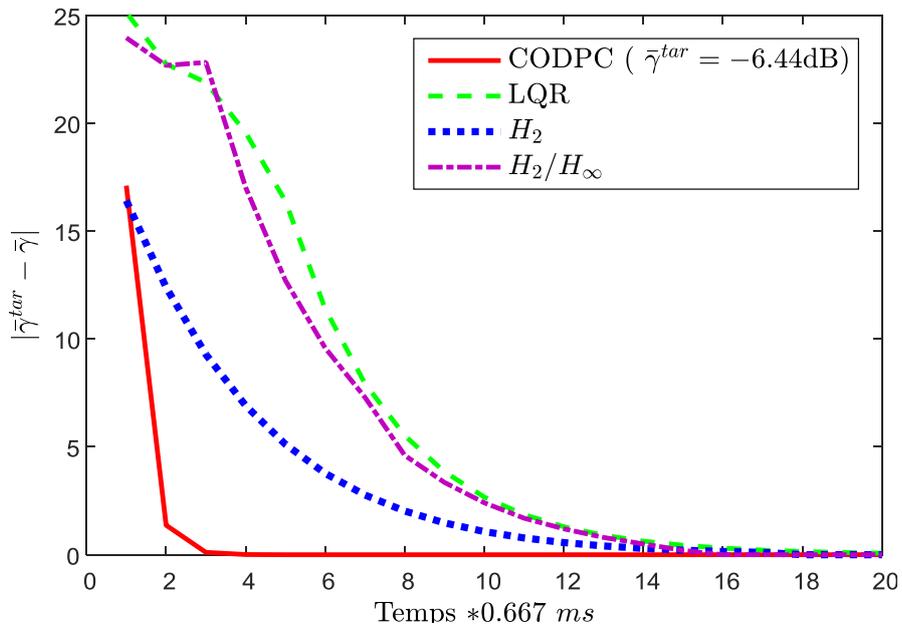
Paramètres	Notations	Unités
Nombre d'utilisateurs	$K = 10 \dots 200$	---
Nombres d'itérations	$M = 200$	---
Fréquence de contrôle de puissance	$f_p = 1.5$	kHz
Puissance de bruit thermique	$\sigma^2 = -103$	dBm
Puissance de transmission minimale	$\bar{p}_{min} = -49$	dBm
Puissance de transmission maximale	$\bar{p}_{max} = 21$	dBm
SINR maximal	$\bar{\gamma}_{max} = -6.44$	dB
SINR minimal	$\bar{\gamma}_{min} = -17.73$	dB
Bande passante du canal	$W = 5$	MHz
Vitesse du mobile	$V = 10 \dots 150$	Km/h

4.3 Étude de la convergence

On considère l'algorithme de contrôle de puissance distribué optimal avec contraintes CODPC (*Constrained Optimal Distributed Power Control*) proposée par [25] comme l'algorithme de référence pour l'étude de convergence dans cette partie. En effet, dans le contexte de CODPC avec QoS fixe, seule la puissance de transmission est contrôlée ; par contre, dans les algorithmes avec QoS flexible, le contrôle sert à adapter à la fois le niveau de QoS défini par $\bar{\gamma}^{tar}$ et la puissance de transmission. Dans les deux cas (fixe ou flexible), l'algorithme converge si le SINR obtenu à la station de base est proche du $\bar{\gamma}^{tar}$. la Comparaison de convergence de $\bar{\gamma}_i(k)$ entre les algorithmes proposés et CODPC est illustré dans la figure 4-1



(a)



(b)

Figure 4-1: Comparaison de convergence de $\bar{\gamma}_i(k)$ entre les algorithmes proposés et CODPC pour un utilisateur spécifique, (a) pour $\beta = 0.3$, (b) pour $\beta = 0.7$.

La figure 4-1 montre les courbes de convergence de $\bar{\gamma}(k)$ vers $\bar{\gamma}^{tar}$, ($\bar{\gamma}^{tar} = \bar{\gamma}_{max}$ pour l’algorithme CODPC) pour un utilisateur spécifique, avec un canal statique de gain 0 dB pour tous les algorithmes. Les algorithmes de commande H $_2$ /H ∞ , H $_2$ et LQR sont comparés, pour $\beta = 0.3$ dans la figure 4-1-a et $\beta = 0.7$ dans la figure 4-1-b. Nous constatons que la convergence de l’algorithme CODPC avec QoS fixe est plus rapide que les algorithmes avec

QoS flexible. D'ailleurs, la convergence des trois algorithmes (LQR, H $_2$ et H $_2$ /H ∞) est directement liée au paramètre β ; plus β est faible, plus la convergence est rapide. Ainsi, la commande H $_2$ par information complète est plus rapide que la commande LQR et H $_2$ /H ∞ ; ceci peut être expliqué par les informations additionnelles fournies par le vecteur d'entrée exogène.

4.4 Optimisation du paramètre β

Malheureusement, la méthode proposée (CODPC [25]) d'optimisation de β est non applicable dans les commandes examinées dans ce chapitre ; puisque la solution optimale de β dépend de $\bar{\gamma}^{tar}(k+1)$, qui est la variable d'état à commander dans les algorithmes de QoS flexible. Alors, nous proposons, dans cette partie, de chercher par simulation la valeur optimale de β pour chaque algorithme de commande. En effet, nous exécutons plusieurs simulations pour différentes vitesses, 10 km/h à 100 km/h, et à chaque fois on varie β de 0 à 0.9. La valeur optimale de β est celle qui minimise l'écart-type de l'erreur de poursuite $\sigma_{\bar{\gamma}}$:

$$\sigma_{\bar{\gamma}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [\bar{\gamma}_i(k) - \bar{\gamma}^{tar}(k)]^2} \quad (4.1)$$

La figure 4-2 : représente les variations de l'écart-type de l'erreur de suivi en fonction de β .

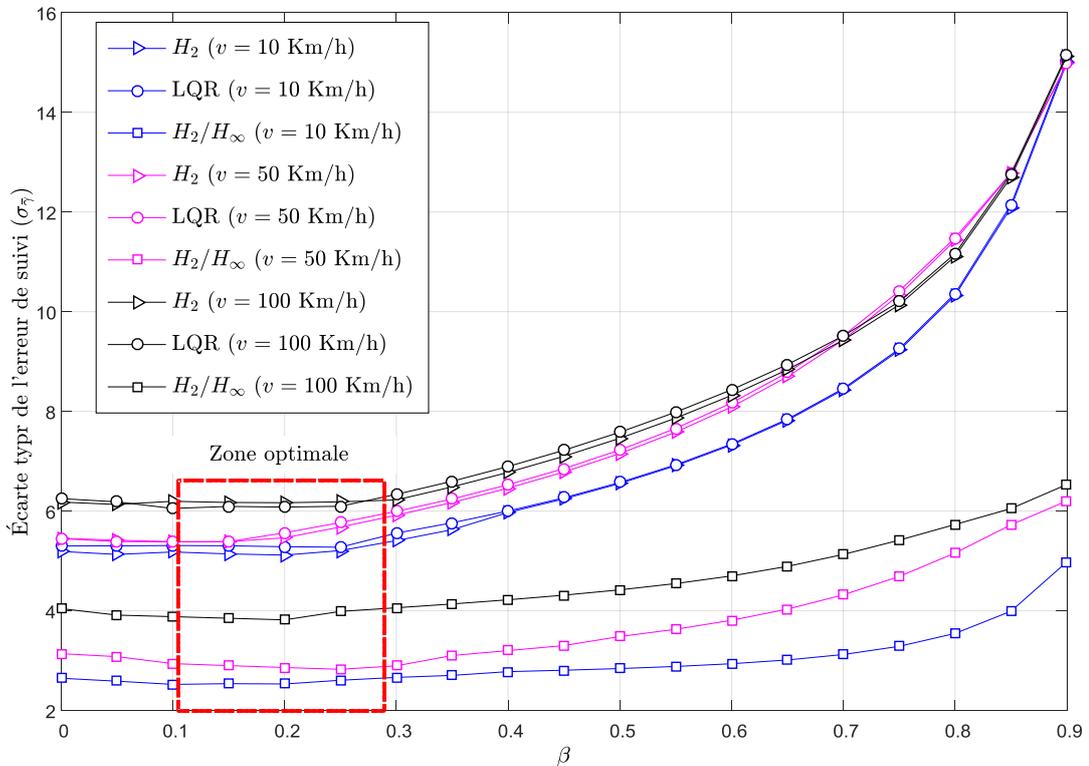


Figure 4-2: Écart-type de l'erreur de suivi en fonction de β .

Pour les trois algorithmes de commande LQR, H₂ et H₂/H_∞. La valeur optimale commune de β est citée dans le carré en trait pointillé. Nous remarquons, ainsi, qu'en augmentant la valeur de β à 0.3, l'erreur de suivi augmente aussi. De plus, la commande mixte H₂/H_∞ offre la meilleure performance par rapport aux commandes H₂ et LQR. Donc, dans les simulations suivantes, nous utilisons β dans l'intervalle [0.1 0.3].

4.5 Adaptation de pondération r

Nous avons déjà discuté dans le chapitre 3 l'effet de pondération r sur la loi de commande et par conséquent sur la QoS ; ainsi on a mentionné qu'il y a des travaux qui ont été proposés d'adapter la pondération r , pour chaque intervalle de transmission k selon l'expression suivante :

$$r_i(k) = \max\{\phi[\bar{\gamma}_{max} - \bar{\gamma}_i(k)], \epsilon\} \quad (4.2)$$

La figure 4-3 montrée le schéma bloc général de simulation

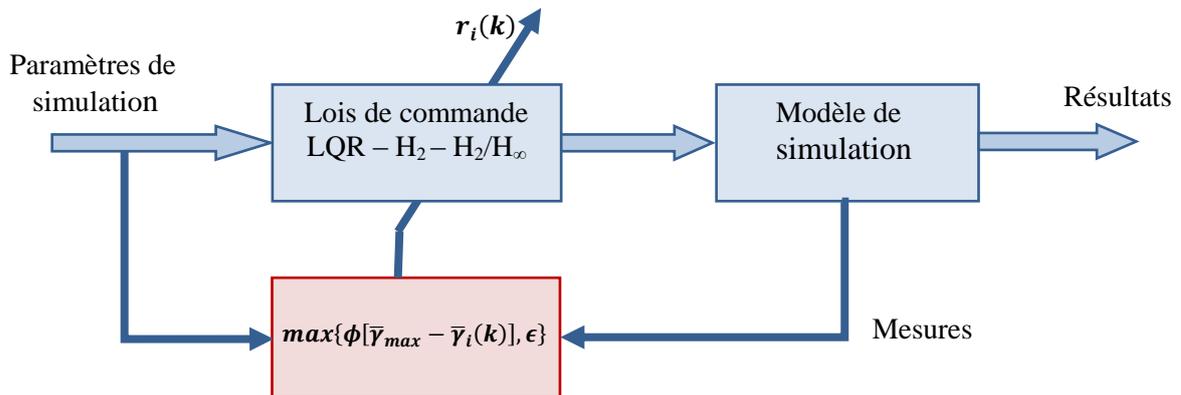
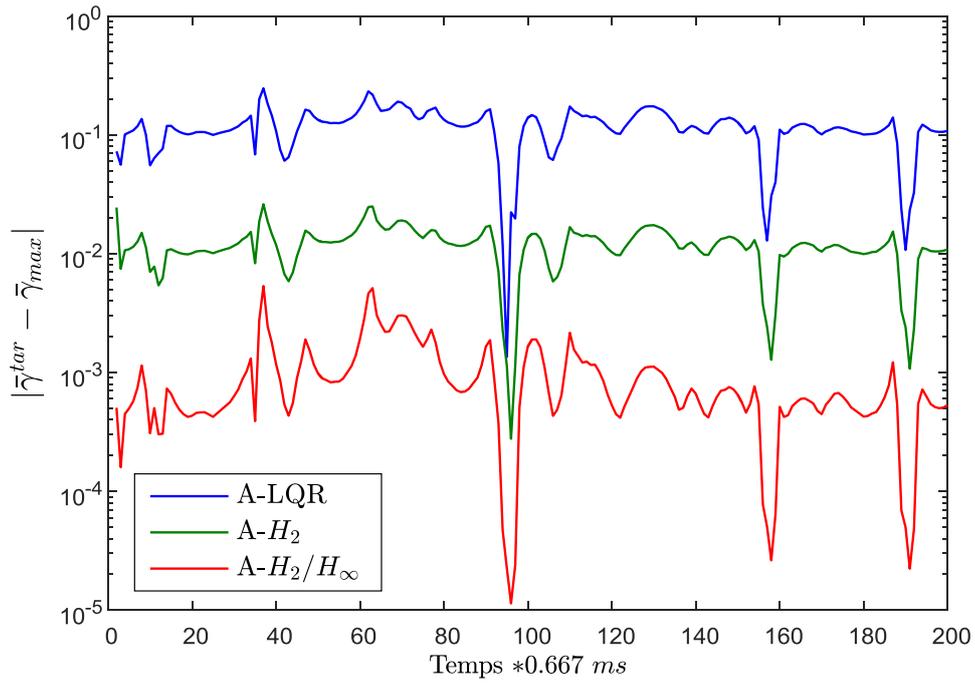


Figure 4-3: Schéma bloc de simulation

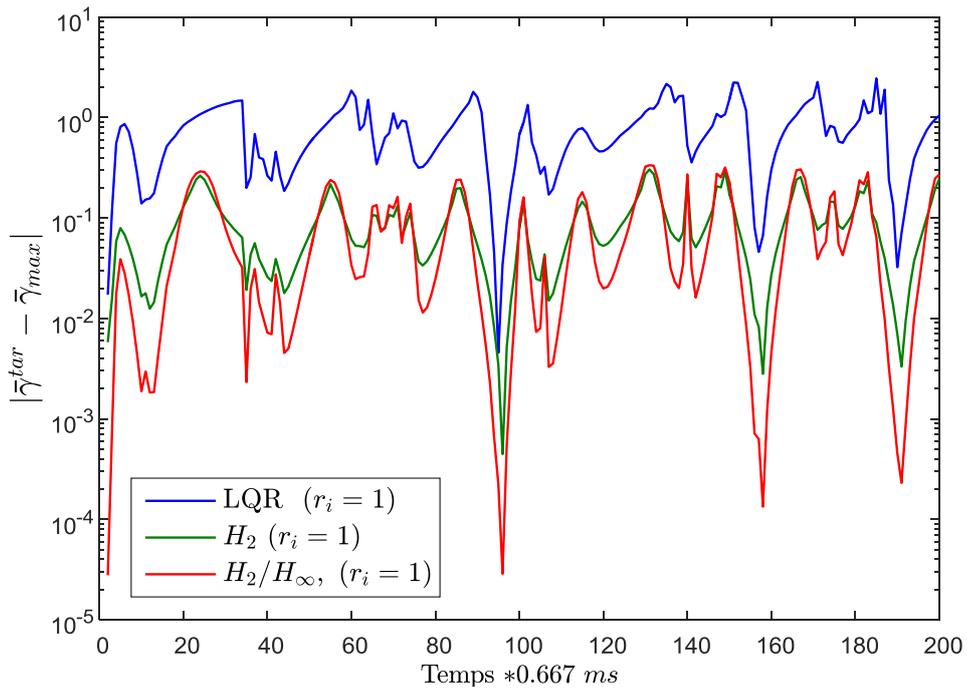
Le gain des lois de commande dans ce schéma est varié dans le temps suivant l'adaptation de r_i à chaque instant k .

4.6 Évaluation et Comparaison de performance

Dans cette partie, nous procédons à une évaluation des performances de notre régulateur basé sur l'expression (4.2) par rapport au régulateur basé sur $r_i(k)$ fixe. La figure 4-4 présente les résultats de simulation pendant 133.4 ms pour les trois lois de commande avec l'adaptation de $r_i(k)$ par l'expression (4.2) (A-loi de commande) et sans adaptation ($r_i(k) = 1$)



(a)



(b)

Figure 4-4: Variation de l'erreur $|\bar{\gamma}_i(k) - \bar{\gamma}_{max}|$, pour un utilisateur avec $v = 10\text{km/h}$, pour les trois lois de commande LQR, H_2 et H_2/H_∞

(a) Lois de commande adaptatives, (b) Lois de commande par $r_i(k) = 1$.

Nous constatons, d'après l'analyse des résultats, que la figure 4-4-a et avec l'adaptation de $r_i(k)$ présente les meilleures performances (en terme de l'erreur $|\bar{\gamma}^{tar}(k) - \bar{\gamma}_{max}|$) par rapport

à la figure 4-4-b sans adaptation de $r_i(k)$. Ceci peut être expliqué que la méthode (A-loi de commande) qui est intégrée dans la boucle de contrôle, est plus efficace aux variations d'exigence de QoS plus la puissance de transmission et l'interférence qui apparaît dans le terme $\bar{\Gamma}_i(k)$. Ainsi, nous pouvons voir, que par rapport aux commandes LQR et H $_2$, la commande mixte H $_2$ /H ∞ présente la meilleure performance, mais très sensible aux variations du canal.

4.7 Étude de la robustesse

Dans la modélisation du système de contrôle de puissance, nous avons exprimé le SINR en fonction du gain effectif du canal :

$$\bar{\gamma}_i(k) = \bar{\Gamma}_i(k) + \bar{p}_i(k) \quad (4.3)$$

où $\bar{\Gamma}$ est le gain effectif de canal, il représente la qualité de liaison entre l'émetteur et le récepteur. Toutes les erreurs affectent ce terme entraînent des incertitudes dans la valeur du $\bar{\gamma}_i(k)$ et par conséquent des incertitudes dans la loi de commande.

Afin d'évaluer les performances des algorithmes proposés sous l'effet d'incertitude de mesure, nous avons effectué des simulations de contrôle de puissance en ajoutant des incertitudes à la valeur nominale $\bar{\Gamma}$:

$$\hat{\bar{\Gamma}}_i(k) = \bar{\Gamma}_i(k) + \Delta_{\bar{\Gamma}_i}(k) \quad (4.4)$$

avec $\Delta_{\bar{\Gamma}_i}$ est l'incertitude de mesure, uniformément distribuée entre $\pm\delta_{\Gamma}$, δ_{Γ} est le pourcentage d'incertitude. La mesure de performance que nous avons analysée est l'écart-type de l'erreur de poursuite :

$$\sigma_{\bar{\gamma}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N [\bar{\gamma}_i(k) - \bar{\gamma}^{tar}(k)]^2} \quad (4.5)$$

La figure 4-5 illustre la comparaison entre les trois algorithmes de commande dans un plan de surface 3D, elle présente l'écart-type de l'erreur en fonction du pourcentage d'incertitude et le nombre d'utilisateurs.

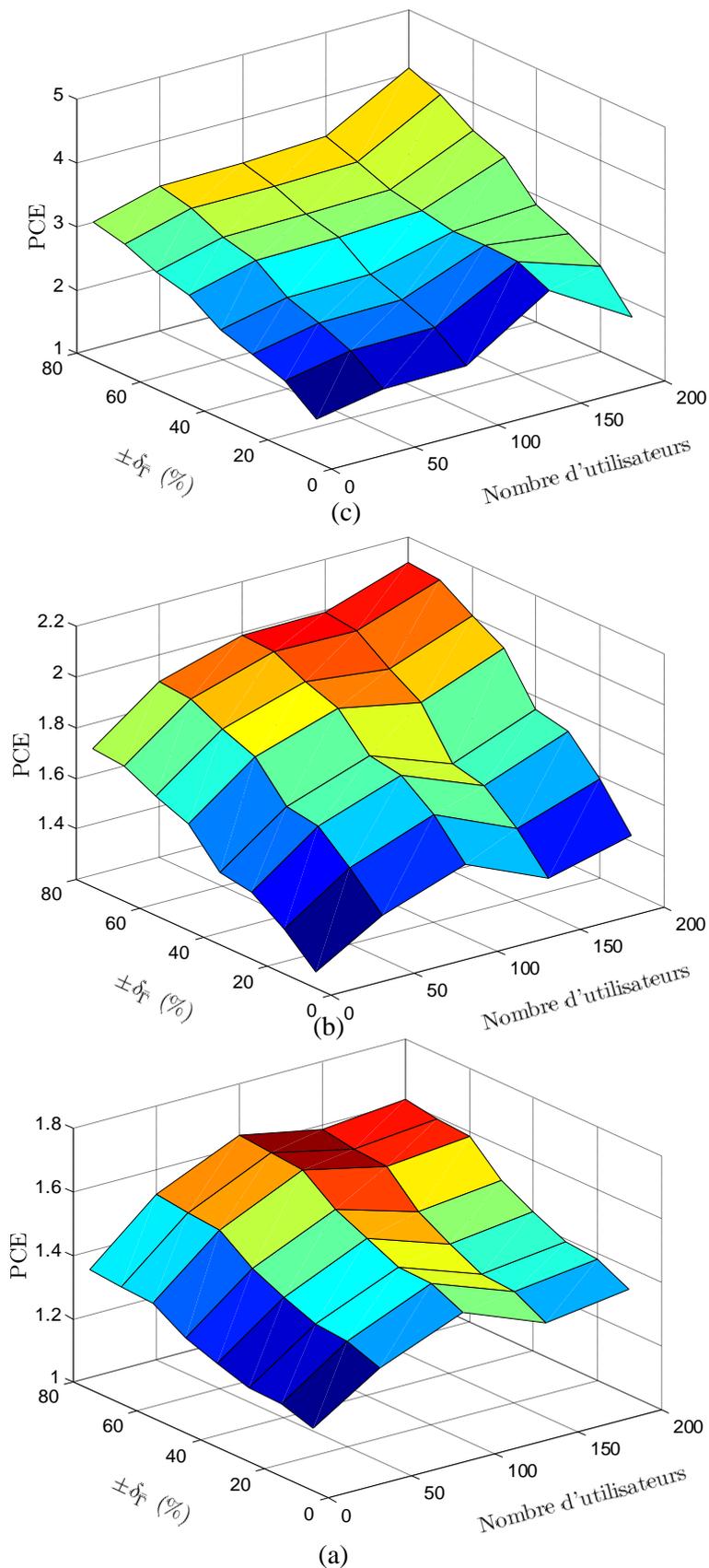


Figure 4-5: Comparaison de l'erreur de contrôle de puissance pour les trois algorithmes de commande : (a) A-H₂/H ∞ , (b) A-H₂, (c) A-LQR.

Les résultats de simulation de la figure 4-5 confirment bien la robustesse de l'algorithme basé sur la loi de commande A-H $_2$ /H ∞ même lorsque le nombre d'utilisateurs augmente. D'autre part, on remarque que la commande A-H $_2$ est plus robuste que la commande A-LQR.

4.8 Conclusion

Nous avons commencé les simulations par l'étude de convergence et nous avons montré que la convergence dans les applications avec QoS fixe est plus rapide que dans les applications avec QoS variable. Ensuite, pour améliorer la rapidité, nous avons proposé d'optimiser le paramètre β par simulation.

L'implémentation d'un régulateur à base de pondération r adaptative, dans la boucle de contrôle, a montré le contexte de nos travaux. Ainsi, l'évaluation et la comparaison de performance des lois de commande à base de pondération r adaptative par rapport aux lois de commande à base de pondération r fixe a prouvé l'efficacité de cette stratégie pour la maximisation de la QoS de chaque utilisateur de façon distribuée.

A partir de l'étude de performance, La commande mixte A-H $_2$ /H ∞ a été alors choisie comme l'algorithme le plus performant permettant de couvrir l'exigence de consommations et de hauts niveaux de QoS et de préserver la robustesse contre l'incertitude de mesure et faire en sorte que tous les utilisateurs, dans la cellule, disposent un niveau de puissance convenable.

Conclusion générale

Le travail de recherche effectué dans le cadre de ce mémoire nous a permis à base de l'automatique de développer des algorithmes récents qui permettent de résoudre le problème de contrôle de puissance dans le domaine de télécommunication sans fil (réseaux mobile).

Nous avons tout d'abord présenté les systèmes de télécommunication mobile et les méthodes d'accès multiples, et nous avons abordé l'effet de l'interférence sur la performance du système. Deux problèmes majeurs en télécommunication sans fil sont ; la consommation énergétique et l'amélioration de qualité de service. Donc le défi c'est le compromis entre ces deux problèmes conflit.

Le problème de contrôle de puissance d'émission dans les réseaux mobile a été la stratégie choisie pour l'application des théories de l'automatique linéaire optimale et robuste. Par conséquent nous avons étudié deux types de commandes ; H_2 et H_∞ pour synthèse une commande optimale et robuste. Dans la simulation nous avons formulé le problème de synthèse au niveau de chaque utilisateur dans l'espace d'état avec un critère de performance linéaire quadratique, La commande H_2 a été appliquée avec les entrées exogènes, en suite nous avons utilisé la commande mixte H_2/H_∞ pour préserver la performance H_2 tout en ajoutant une contrainte de robustesse sur l'incertitude de mesure (modélisation).

Dans l'étude de convergence des algorithmes LQR, H_2 et H_2/H_∞ , nous avons considéré l'algorithme de contrôle de puissance CODPC proposé par [25] comme l'algorithme de référence. Les résultats des simulations montrent que la convergence de l'algorithme CODPC avec QoS fixe est plus rapide que les algorithmes avec QoS flexible, d'autre part la convergence de ces algorithmes est liée au paramètre β dont la valeur optimale citée dans l'intervalle [0.1 0.3].

Nous avons mentionné que nos algorithmes sont basé sur la l'adaptation de pondération r et pour évaluer les performances nous avons fait une comparaison avec les mêmes algorithmes sans adaptation de r ($r = 1$), où les algorithmes avec l'adaptation de r sont présentes les meilleures performances (en terme de l'erreur) par rapport aux algorithmes sans adaptation. Ceci peut être impliqué que la méthode (A-loi de commande) est plus efficace pour les QoS flexibles. Et parmi les trois algorithmes adaptatifs on peut conclure que la commande mixte A- H_2/H_∞ est plus optimale et robuste, pour cela elle est choisie pour le problème de contrôle de

puissance distribué car elle assure le compromis de l'augmentation de QoS et l'atténuation énergétique.

Perspectives

En guise de perspective, nous suggérons d'appliquer la commande mixte H_2/H_∞ à base de la logique floue pour l'adaptation de pondération du critère de performance.

Bibliographies

- [1] L. El Ghaoui, *Commande Robuste*, Ecole Nationale Supérieure de Techniques Avancées, Novembre 1997
- [2] K. Wahiba, N. Abdellatif, H. Abdessamad, *Etude des stratégies de commande robuste H_2/H_∞ -Application aux Stabilisateurs de puissance d'un système électroenergetique* Journal of Advanced Research in Science and Technology ISSN: 2352-9989, 2017
- [3] Z. Salim, *Contrôle Multiobjectif Via la Paramétrisation de Youla et l'Optimisation LMI*, Université Mentouri, Constantine, 28 / 11 / 2006
- [4] D. Peaucelle, *Commande Robuste*, Cours M2 ASTR - module FRS, Université de Toulouse, LAAS-CNRS, Janvier-février 2012
- [5] L. Lavigne, *Outils d'analyse et de synthèse des lois de commande robuste des systèmes dynamiques plats*, 13 Novembre 2007
- [6] E. Laroche, *Commande Robuste*, notes de cours Book ENSPS 3A ISAV, Université of Strasbourg, April 2014
- [7] D. Gilles, F. Stéphanc, *Commande H_∞ et μ -analyse des outils pour la robustesse*, Hermès Science, ISBN 2-7462-0041-4, Paris, Publications1999.
- [8] M. Mohamed Seddik, *Application de la commande aux systèmes linéaires perturbés*, Université Ferhat Abbas -Sétif, 42/01/2012
- [9] A.L. Fawe – L.Deneire, *Principe de Télécommunications*, Notes de cours (provisoires)
Année 1995-1996
- [10] M. T. Benhabiles, *télécommunication fondamentale*, Cours et TD, Université des Frères Mentouri- Constantine 1
- [11] B. Belgacem, *Contrôle de puissance dans les systèmes de Télécommunications mobiles*, Université Mohamed Kheider-Biskra
- [12] w.w.w.marche-public.fr
- [13] D. Duong Phan, *Contrôle de la puissance pour les réseaux sans fil*, Université de Poitiers-France, HAL, soumettre le 11 février 2015
- [14] F. De Sousa Chaves, *contrôle de puissance opportuniste et égalisation robuste dans les réseaux de communication sans fil à l'aide d'outils de l'automatique et de la théorie des jeux*, Cachan-France, 16 décembre 2010

- [15] G. Michele, *les bases de la radio*, Un livre blanc de Forum ATENA, Professeur ATENA, 2012
- [16] Z. Mammeri, *Réseaux cellulaires*, M1 Info Cours de Réseaux, Université de Paul Sabatier
- [17] A. Ouni, *Optimisation de la capacité et de la consommation énergétique dans les réseaux maillés sans fil*, INSA de Lyon, 2013
- [18] J. Luo, A. Iyer, and C. Rosenberg, *Throughput-lifetime trade-offs in multihop wireless networks under an SINR-based interference model*, IEEE Transactions on Mobile Computing, vol. 10, no. 3, pp. 419–433, 2011.
- [19] A. Ouni, H. Rivano, F. Valois, and C. Rosenberg, *Energy and throughput optimization of wireless mesh networks with continuous power control*, IEEE transactions on Wireless communications, vol. 14, no. 2, pp. 1131–1142, 2015.
- [20] S. Jagannathan, M. Zawodniok, and Q. Shang, *Distributed power control for cellular networks in the presence of channel uncertainties*, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 5, pp. 540–549, March 2006.
- [21] H. Li and H. V. Poor, *Power allocation and spectral efficiency of DS-CDMA systems in fading channels with fixed qos-part i : single-rate case*, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 5, pp. 2516–2528, September 2006.
- [22] K. Zhou, J. C. Doyle, and K. Glover, *Robust and Optimal Control*, Upper Saddle River, NJ, USA : Prentice-Hall, Inc., 1996.
- [23] J. Doyal, K. Glover, P. Khargoneker, and B. Francis, *State space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems*, IEEE Trans Automat Control, vol. 34, no. 8, pp. 831–847, 1989.
- [24] J. M. A. Scherpen and M. H. G. Verhaegen, *H_∞ output feedback control for linear discrete time-varying systems via the bounded real Lemma*, International Journal of Control, vol. 65, no. 6, pp. 963–993, 1996.
- [25] B. Belgacem and S. Lamir, *Optimal distributed power control in wireless cellular network based on mixed Kalman/ H_∞ filtering*, AEU-International Journal of Electronics and Communications, vol. 90, pp. 103–109, 2018.