République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Batna 2 – Mostefa Ben Boulaïd
Faculté de Technologie
Département d'Electronique

Thèse

Préparée au sein du Laboratoire d'Automatique Avancée et d'Analyse des Systèmes : LAAAS

Présentée pour l'obtention du titre de :

Docteur en Sciences en électronique

Option : Contrôle

Sous le Thème :

Apport de l'automatique moderne dans les réseaux mobiles

Présentée par :

BEKKAR Belgacem

Thèse soutenue le 03 décembre 2019 devant le jury composé de :

Mr. ARAR Djemai	Professeur	Université de Batna-2	Président
Mr. SAIDI Lamir	Professeur	Université de Batna-2	Rapporteur
Mr. BENZID Redha	Professeur	Université de Batna-2	Co-Rapporteur
Mr. SOUFI Youcef	Maitre de conférences A	Université de Tebessa	Examinateur
Mr. BEDRA Sami	Maitre de conférences A	Université de Khenchela	Examinateur
Mr. MESSAI Abderraouf	Professeur	Université de Constantine	Examinateur

2019

Remerciements

Mes vifs remerciements vont à mon promoteur Monsieur *Lamir SAIDI* Professeur à l'université Batna 2 pour le sujet, la confiance qu'il m'a témoignée, et le suivi constant de ce travail. Je lui exprime toute ma gratitude et mon estime.

Je remercie également le Co-Rapporteur Monsieur *BENZID Redha*, Professeur à l'université Batna 2 pour ses conseils et ses recommandations.

Pour avoir examiné et jugé mon travail, j'exprime toute ma gratitude envers les membres du jury : Monsieur *ARAR Djemai*, Professeur à l'université de Batna 2, Président de ce jury, ainsi que Monsieur *SOUFI Youcef*, Maître de conférences à l'université de (Tebessa), Monsieur *BEDRA Sami*, Maître de conférences à l'université de (Khenchela) et Monsieur *MESSAI Abderraouf*, Professeur à l'université de (Constantine 1) qui ont acceptés d'être examinateurs de ce travail.

Résumé

Dans cette thèse, nous étudions la contribution de l'automatique moderne aux problématiques des réseaux mobiles. Plus précisément, l'objectif principal de ce travail est de proposer des solutions basées sur des outils d'automatique pour le contrôle de puissance dans les réseaux mobiles sans fil. L'optimisation sous contraintes et la prédiction par le filtrage mixte Kalman/H_∞ sont adoptées à ce problème et nous permettent notamment d'améliorer les performances en termes de QoS et de consommation énergétique. Nous proposons une modélisation basée sur les équations spécifiques des réseaux sans fil qui conduit à un modèle dynamique discret ; la commande linéaire quadratique est utilisée afin d'adapter le compromis entre l'optimisation de la QoS et la consommation d'énergie. Ainsi, nous proposons un contrôleur par logique floue pour adapter le facteur de pondération du critère de performance. 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 $H2/H_\infty$. L'étude de performance, par simulation, a montré les caractéristiques de chaque algorithme et a permis ensuite, d'obtenir l'algorithme de contrôle de puissance qui est robuste et plus optimal aussi.

MOTS CLES : Automatique moderne, commande optimale, commande robuste, contrôle de puissance, filtrage robuste, réseau mobile.

Abstract

In this thesis, we study the contribution of modern automatic to mobile network problems. More specifically, the main objective of this work is to propose solutions based on automatic tools for power control in wireless mobile networks. Constrained optimization and prediction based mixed Kalman/H_∞ filter are adopted to this problem and allow us to improve the performance in terms of QoS and energy consumption. We propose a modeling based on the specific equations of the wireless networks which leads to a discrete time dynamic model, the linear quadratic control is used in order to adapt the compromise between the optimization of the QoS and the consumption of energy. Thus we propose a fuzzy logic controller for adaptation the weighting factors in the quadratic performance criterion. The synthesis of control laws, in closed loop, is studied to answer the questions of optimization and robustness. The optimization is established by the optimal control LQR and H_2, while the robustness to uncertainties of the variable parameters is treated by the robust control H_2/H_∞. The simulation performance study showed the characteristic of each algorithm and then allowed to derive the most optimal and robust power control algorithm.

Keywords : Modern automatic, mobile network, optimal control, power control, robust control, robust filtering, .

ملخص

ترتكز الدراسة في هذه الرسالة على مساهمة الآلية الحديثة في مشاكل الشبكات المتنقلة. وبصورة أكثر تحديدًا، يتمثل الهدف الرئيسي من هذا العمل في اقتراح حلول تستند إلى أدوات الآلية للتحكم في الاستطاعة في الشبكات اللاسلكية المتنقلة. تم اعتماد التحسين المقيَّد وتنبؤ بفلتر مختلط Kalman / H∞ في هذه المشكلة مما يسمح لنا بتحسين الأداء من حيث جودة الخدمة واستهلاك الطاقة. وقد تم اقتراح نموذج على أساس معادلات محددة للشبكات اللاسلكية تؤدي إلى نموذج ديناميكي في الزمن الكمي المتقطع، وتم استخدام التحكم الخطي التربيعي لضبط التوازن بين تحسين جودة الخدمة واستهلاك الطاقة. كذلك أقترح تحكم بمنطق ضبابي من أجل ضبط معامل ترجيح معيار الأداء. ثم درسنا تركيب قوانين التحكم ، في حلقة مغلقة ، للإجابة على أسئلة التحسين والمتانة. حيث تم تأسيس التحكم الأمثل من قبل LQR و H2، في حين تم التعامل مع الارتيابات والمتانة عن طريق التحكم القوي H2 / H∞ . وأظهرت دراسة المحاكاة أداء خاصية كل خوارزمية ومن ثم سمحت باستنباط خوارزمية التحكم في الاستطاعة المثلى والقوية.

كلمات مفتاحية : الآلية الحديثة، التحكم الأمثل، التحكم القوي، الفيلتر القوي، مراقبة الاستطاعة، الشبكات اللاسلكية المتنقلة.

Table des matières

Remerciements i

Résumé ii

Abstract iii

Table des matiéres vii

Table des figures ix

Liste des tableaux x

Abréviations xi

Introduction générale 1

1 Préliminaires : réseaux sans fil, problématique de contrôle de puissance 4

1.1 Introduction et motivation 4

1.2 Modélisation du système 5

1.2.1 Modèle du réseau sans fil 5

1.2.2 Modèle du canal 6

1.3 Indicateurs de qualité du lien de communication 8

1.3.1 Capacité de canal 9

1.3.2 Efficacité énergétique 10

1.4 Aspect de contrôle de puissance 11

1.5 Conclusion 13

2 Contrôle optimal de puissance distribué par le filtrage mixte Kalman/H_∞ 14

2.1 Introduction 14

2.1.1 État de l'art : l'automatique avancé et contrôle de puissance 15

2.1.2 Contribution . . . 16
2.1.3 Plan de chapitre . . . 16
2.2 Modélisation du système et du canal . . . 16
2.2.1 Modélisation du système cellulaire . . . 16
2.2.2 Modèle du canal . . . 17
2.2.3 Représentation d'état du modèle AR . . . 19
2.3 Formulation du problème . . . 19
2.3.1 Contrôle optimal de puissance avec contraintes . . . 20
2.4 Méthodes proposées de prédiction du canal . . . 22
2.4.1 Filtre de Kalman (KF) . . . 23
2.4.2 Filtre H_∞ (HF) . . . 25
2.4.3 Estimation optimale par filtrage mixte Kalman/H_∞ (MKHF) . . . 27
2.5 Conclusion . . . 29

3 Commande optimale et robuste de QoS avec contrôle de puissance 30
3.1 Introduction . . . 30
3.2 Modélisation . . . 31
3.3 Adaptation de $R(k)$ par régulateur flou . . . 34
3.4 Synthèse de la loi de commande optimale . . . 35
3.4.1 Loi de commande LQR . . . 36
3.4.2 Loi de commande H_2 avec information complète . . . 36
3.5 Synthèse de la loi de commande robuste . . . 37
3.5.1 Modélisation avec incertitudes . . . 38
3.5.2 Synthèse de loi de commande H_2/H_∞ . . . 39
3.6 Conclusion . . . 40

4 Simulations et résultats 42
Partie 1 : Simulation de contrôle optimal de puissance distribué par le filtrage mixte Kalman/H_∞
4.1 Introduction . . . 42
4.2 Simulation . . . 43
4.2.1 Algorithmes de simulation . . . 43
4.2.2 Modèle de simulation . . . 45
4.2.3 Résultats de simulation . . . 46

4.3 Conclusion 52

Partie 2 : Simulation et analyse comparative des lois de commande LQR, H_2 et H_2/H_∞ basées sur la logique floue

4.4 Introduction 53
4.5 Modèle de simulation 53
4.6 Étude de la convergence 53
4.7 Optimisation du paramètre β 54
4.8 Adaptation de pondération R par la logique floue 56
4.8.1 Synthèse du régulateur flou 57
4.8.2 Évaluation de performance du régulateur flou 59
4.9 Comparaison de performance 60
4.10 Étude de la robustesse 64
4.11 Conclusion 66

Conclusion et perspectives **67**

Bibliographie **70**

Table des figures

1.1 Normes et technologies sans fil. 5
1.2 Caractéristiques de propagation dans un environnement mobile. 7
1.3 Modélisation des gains de liaison entre deux cellules i et j avec interférence co-canal. 8
1.4 Modèle standard de contrôle de puissance. 11
1.5 Mise en cascade de la stratégie de contrôle de puissance. 13

2.1 Diagramme de réseau cellulaire. 17
2.2 Cycle du filtre de Kalman. 24
2.3 Architecture de contrôle optimal de puissance distribué basée sur MKHF. . . 28

3.1 Schéma bloc du système de contrôle de puissance. 32
3.2 Schéma simplifié du régulateur flou de pondération $R(k)$. 35
3.3 Commande LQR par retour d'état. 36
3.4 Commande H_2 par retour d'état avec information complète. 37
3.5 Système en boucle fermé avec incertitudes. 39
3.6 Commande robuste H_2/H_∞ avec régulateur flou. 41

4.1 Comparaison de convergence de puissance entre l'algorithme proposé et DCPC, NGPC pour un utilisateur sélectionné 47
4.2 Variation du gain de canal toléré par un bruit de $SNR = 20$ dB, $v = 10\ km/h$ 47
4.3 évolution de SINR moyen pour un canal bruité ($v = 10\ km/h$, $SNR = 20\ dB$, $\bar{\gamma}^{tar} = -6\ dB$) (a) CODPC-MKHF avec trois différentes valeurs de λ, (b) CODPC basé sur le filtre de Kalman uniquement, ... 48
4.4 Comparaison entre le gain de canal réel et estimé pour les trois méthodes ($v = 10\ km/h$) : (a) estimation par MKHF ($\lambda = 0.05$), (b) estimation par HF ($\lambda = 0.05$), (c) estimation par KF. 50

4.5 Comparaison de l'erreur de contrôle de puissance pour les trois méthodes : (a) Algorithme basé sur MKHF, (b) Algorithme basé sur HF, (c) Algorithme basé sur KF. 51
4.6 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 $\beta = 0.7$. 55
4.7 Écart-type de l'erreur de suivi en fonction de β. 56
4.8 Schéma bloc de simulation. 56
4.9 Résultats de simulation par la commande LQR avec $R(k) = 1$, $v = 50$km/h, (a) Variation du canal effectif, (b) Variation de puissance, (c) Variation de l'erreur $|\bar{\gamma}_i(k) - \bar{\gamma}_{max}|$, (d) Degré de l'erreur par des termes linguistiques. . . 57
4.10 Structure du régulateur flou de pondération $R_i(k)$, ... 59
4.11 Fonctions d'appartenances des variables entrées/sortie, ... 60
4.12 Variation de l'erreur $|\bar{\gamma}^{tar} - \bar{\gamma}_{max}|$, pour un utilisateur spécifique avec $v =$ 10km/h, (a) Lois de commande par la logique floue, (b) Lois de commande par la méthode adaptative. 61
4.13 Performance des algorithmes FL-LQR, FL-H_2, FL-H_2/H_∞, (a) Débit global de transmission, (b) Probabilité de coupure. 62
4.14 Performance en efficacité énergétique des algorithmes FL-LQR, FL-H_2, FL-H_2/H_∞. 63
4.15 Comparaison de l'erreur de contrôle de puissance pour les trois algorithmes de commande : (a) FL-H_2/H_∞, (b) FL-H_2, (c) FL-LQR. 65

Liste des tableaux

2.1 Algorithme de synthèse du filtre de Kalman discret. 24
2.2 Algorithme du filtrage H_∞ discret. 26
2.3 Variables de l'équation (2.39) et (2.38). 28

4.1 Paramètres de simulation principaux 45
4.2 Paramètres de simulation principaux 54
4.3 Variables et valeurs linguistiques. 58
4.4 Matrice d'inférence floue de pondération $R_i(k)$. 59

Abréviations

AR	Autoregressive
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit Error Rate
BS	Base Station
CDMA	Code Division Multiple Access
CI	Covariance intersection
CODPC	Constrained Optimal Distributed Power Control
DARE	Discrete-time Algebraic Riccati equation
DCPC	Distributed Constrained Power Control
DPC	Distributed Power Control
EKF	Extended Kalman filter
EKF	Extended Kalman Filter
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FER	Frame Error Rate
FL	Fuzzy Logic
FIR	Finite Impulse Response filter
GSM	Global System for Mobile Communications
HF	H_∞ Filter
KF	Kalman Filter
LMI	Linear Matricial Inequality
ISI	Intersymbol Interference
KKT	Karush-Kuhn-Tucke
LFT	Linear Fractional Transformation
LTE-A	Long Term Evolution-Advanced
LTI	Linear Time-Invariant
LQG	Linear Quadratic Gaussienne

LQR	Linear Quadratic Regulator
MKHF	Mixed Kalman/H_∞ Filter
MMSE	Minimum Mean Square Error
MS	Mobile Station
ODPC	Optimal Distributed Power Control
QoS	Quality Of Service
SNR	Signal to Noise Ratio
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
TDMA	Time-Division Multiple Access
TPC	Transmit Power Control
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WWAN	Wireless Wide Area Network

Introduction générale

L'automatique fait partie des sciences de l'ingénieur qui s'intéresse au comportement des systèmes dynamiques. Elle se base sur la théorie du signal et les mathématiques. Ces domaines d'application sont multiples : l'Aérospatiale, l'automobile, la robotique et la communication en général, mais aussi le secteur médical, chimique, etc.

L'application de l'automatique avancée pour résoudre les problèmes liés aux télécommunications a fait l'objet de nombreux travaux de la part de la communauté scientifique depuis quelques années. Il apparaît que les réseaux sans fil constituent un domaine dans lequel l'automatique peut apporter une contribution significative [1], [2], [3]. Par exemple, dans [4], les auteurs ont abordé le problème du long délai des réseaux sans fil par la commande robuste et la stabilité du système par la fonction de Lyapunov. Les auteurs dans [5] ont combiné la théorie des jeux et la logique floue pour le concept d'auto-optimisation dans les réseaux mobiles. Un autre argument en faveur de l'automatique qui est exploité dans ce travail est que dans les réseaux sans fil, la fonctionnalité des communications évolue au cours du temps en fonction de paramètres comme le gain des canaux de transmission, le nombre de terminaux et le niveau de puissance. Au-delà, l'automatique propose des modèles dynamiques du système pour tenir compte des exigences des performances de réseaux au cours du temps.

Depuis la fin des années 90, les communications sans fil ont connu une révolution spectaculaire. Avec l'apparition de nouvelles générations du réseau sans fil, les normes modernes offrent plus de services aux clients avec des débits supportables. De plus, l'intégration des services et la diversité des données échangées (voix, vidéo, Internet) exigent des systèmes à haute capacité de traitement. Dans les réseaux sans fil, les communications s'effectuant par un signal radio, les risques de voir ce signal brouillé ou atténué sont très importants. Pour cela, de nombreuses solutions ont été proposées afin d'améliorer les communications, citons : le contrôle de puissance de transmission [6], [7], [8], l'égalisation adaptative [9], l'optimisation de capacité et la gestion de Handover [10], [11], etc.

L'objective de cette thèse est de proposer quelques solutions à base de l'automatique moderne pour améliorer les performances des systèmes de communication sans fil. Ainsi, les orientations de recherche de cette thèse tiennent compte des objectifs suivants :

- Modélisation des réseaux de communication sans fil.
- Modélisation du problème de contrôle de puissance dans les réseaux mobiles.
- Développement des algorithmes de contrôle de puissance pour les applications à qualité de service fixe en utilisant l'optimisation sous contraintes et la combinaison entre les filtres de Kalman et H_∞.
- Applications de la commande optimale LQR, H_2 et la commande robuste H_2/H_∞ dans la boucle de contrôle de puissance pour optimiser la qualité de service et minimiser la consommation énergétique.
- Synthèse et implémentation d'un régulateur flou pour l'adaptation de pondération du critère de performance de la commande optimale.
- Étude comparative des différents algorithmes et techniques de commande en simulations.

La présente thèse est organisée suivant les différentes contributions que nous avons présentées et s'articule autour de quatre chapitres. Le premier chapitre présente un préliminaire sur les réseaux sans fil et la problématique de contrôle de puissance. Nous présentons dans ce chapitre la modélisation du système radio mobile et les principales notations du canal de transmission ainsi que les indicateurs de qualité du lien de communication. Nous mettons en lumière certains aspects qui ont un impact sur les performances des algorithmes de contrôle de puissance. Ceci nous permettra de dessiner la feuille de route de nos contributions.

Le deuxième chapitre est consacré au problème de l'optimisation de la puissance de transmission avec une qualité de service (QoS) fixe. Tout d'abord, nous décrivons la modélisation mathématique du système cellulaire sans fil et le canal de transmission, suivi par la formulation du contrôle de puissance par un problème d'optimisation non linéaire sous contraintes, où la solution optimale est mise en œuvre par les conditions de KKT. Ainsi, nous proposons trois types de filtres, Kalman, H_∞ et Kalman/H_∞ pour estimer et prédire l'état du canal pour une mise en œuvre de l'algorithme d'optimisation. Finalement, une architecture de contrôle optimal de puissance basée sur le filtrage mixte Kalman/H_∞ est établie.

Dans le troisième chapitre, nous nous focalisons sur la commande optimale et robuste de QoS avec un contrôle de puissance. Afin d'étudier le problème conjoint de la commande optimale de QoS et l'optimisation de la consommation d'énergie, nous développons un modèle

d'état linéaire basé sur le modèle dynamique de la QoS désirée. Cette formulation du problème nous permet l'application des outils de l'automatique. Puis, les commandes en boucle fermée sont utilisées 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_∞. Dans le but d'améliorer les performances des lois de commande, nous proposons un contrôleur par logique floue pour adapter le facteur de pondération du critère de performance.

Dans le quatrième chapitre, Nous illustrons les performances des stratégies de contrôle de puissance proposées par des résultats numériques. Ce chapitre est divisé en deux parties. La première est consacrée à la simulation du contrôle optimal de puissance distribué par le filtrage mixte Kalman/H_∞ (MKHF) où nous montrons l'efficacité et la robustesse de l'algorithme proposé basé sur MKHF sous différents scénarios et paramètres. La seconde partie est dédiée à la simulation et l'analyse comparative des lois de commande LQR, H_2 et H_2/H_∞ basées sur la logique floue. Nous développons, dans cette partie, une stratégie d'adaptation basée sur la logique floue de la pondération du critère quadratique de performance. Cette stratégie nous permet de calculer la loi de commande optimale qui maximise la QoS avec une consommation minimale d'énergie. L'étude comparative des algorithmes proposés nous permet d'obtenir un algorithme de commande robuste et plus optimale aussi. Les résultats présentés dans ce chapitre constituent les principales contributions de la thèse.

Enfin, le manuscrit est parachevé par une conclusion en récapitulant les études qui ont été menées au cours de ce travail. Des perspectives sont également envisagées.

Chapitre 1

Préliminaires : réseaux sans fil, problématique de contrôle de puissance

1.1 Introduction et motivation

Actuellement, les technologies de communication sans fil sont de plus en plus présentes dans la vie quotidienne et ells tendent à remplacer l'utilisation excessive des câbles. Grâce à leurs souplesses et leurs utilités, les technologies sans fil sont devenues de plus en plus accessibles dans tous les endroits : en dehors du domicile, dans les moyens de transport, etc.

Aujourd'hui, il existe plusieurs normes et technologies sans fil qui peuvent être classées selon leur couverture (voir figure 1.1). Dans la catégorie des réseaux à large échelle (WWAN : *Wireless Wide Area Network*), on trouve les réseaux cellulaires qui ont connu une évolution rapide, de deuxième génération GSM, jusqu'à la quatrième génération LTE-A. Dans chaque nouvelle génération, des services supplémentaires et une certaine qualité de service (QoS) y sont rajoutées afin de répondre aux exigences grandissantes des utilisateurs. Avec l'augmentation des terminaux de nouvelle génération et la réutilisation de la bande passante disponible, la charge du réseau est considérablement augmentée. Ceci induit le problème d'interférence entre les paires émetteur-récepteur partageant le même canal [12], [13], [14] et donc nécessite une minimisation de la puissance de transmission, ce qui constitue le problème majeur des réseaux sans fil.

Par ailleurs, l'amélioration de la QoS s'accompagne d'une augmentation importante de la consommation énergétique. Ainsi, le problème de consommation est un problème d'allongement de la durée de vie de la batterie des terminaux mobiles, ou bien c'est un problème économique dans les systèmes embarqués (Smart-phones, Tablettes, etc.). En effet, avec ces

contraintes et sachant que les canaux de transmission sont fortement variables en raison des effets de propagation, l'optimisation de la QoS et le contrôle de puissance sont les deux problèmes qui motivent ce travail.

L'objectif de ce chapitre est consacré à la modélisation des réseaux de communication sans fil et l'étude des notations principales qui seront utilisées dans ce travail. Nous présentons aussi, dans ce chapitre, les aspects de contrôle de puissance afin de faciliter la compréhension de ce document et de présenter la problématique de contrôle de puissance pour les réseaux sans fil.

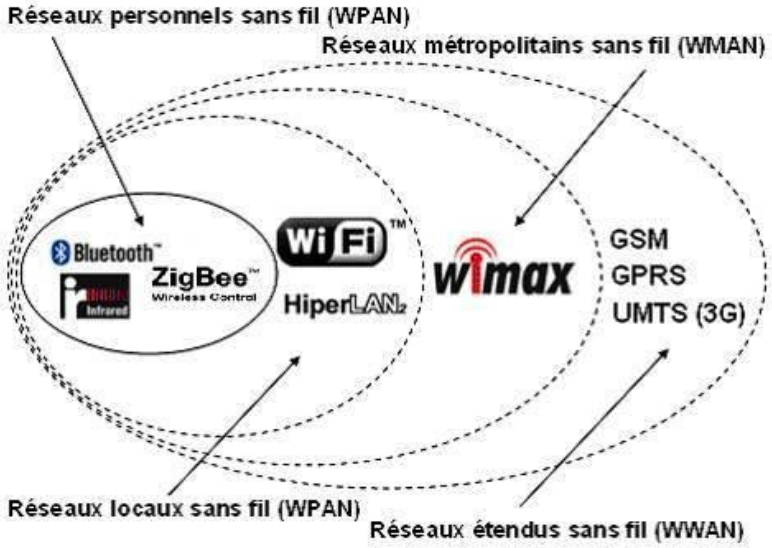


FIGURE 1.1 – Normes et technologies sans fil.

1.2 Modélisation du système

1.2.1 Modèle du réseau sans fil

On considère le réseau sans fil des systèmes cellulaires d'accès multiple avec $k \geq 1$ émetteurs mobiles et une station de base. Nous supposons que les émetteurs envoient leurs données par paquets à la station de base sur des canaux variants dans le temps, sur la même bande de fréquences et en même temps. Un paquet est constitué de plusieurs séquences de symboles de longueur finie, précédées d'une séquence d'apprentissage qui permet, à la station de base, d'estimer le canal de communication pour chaque paquet. Le signal en bande de base reçu par la station de base s'écrit [12] :

$$y(k) = \sum_{i=1}^{K} h_i(k)s_i(k) + n_i(k) \tag{1.1}$$

où $i \in \mathcal{K}$, $\mathcal{K} = \{1, \ldots, K\}$, $s_i(k)$ représente le symbole transmis par l'utilisateur i à l'instant k. Le bruit n_i est supposé suivre une distribution gaussienne avec $n_i(k) \sim \mathcal{N}(0, \sigma_n^2)$. La puissance du signal à la réception est de la forme $p_i(k)h_i(k)$, où $h_i(k)$ est le gain du canal (le modèle de canal sera discuté dans la partie suivante). Enfin, nous supposons que la station de base décode le message de chaque utilisateur séparément. La formulation du signal transmis correspond au modèle de canal à accès multiple issu de la théorie de l'information [12], [15]. Ce modèle peut facilement s'appliquer à des protocoles de communication spécifiques comme le CDMA ou le WCDMA.

Dans le modèle de contrôle de puissance, nous considérons le réseau comme des ensembles de paires émetteur-récepteur qui causent des interférences les unes sur les autres. La configuration optimale de contrôle de puissance permet de maximiser la QoS ou de minimiser la consommation énergétique. Ce modèle se base principalement sur l'optimisation sous contraintes (voir chapitre 2) et l'application des outils de l'automatique (voir chapitre 3) rend le contrôle de puissance plus général sans spécificités techniques des réseaux.

1.2.2 Modèle du canal

Dans un système de communication mobile la réussite de communication entre un émetteur et un récepteur dépend principalement de leurs positions, mais également de nombreux phénomènes issus de la couche radio qui peuvent dégrader la qualité de la communication. Parmi ces phénomènes, on trouve les effets à grande échelle (*path-loss*) traduisant l'influence de la distance, les effets à moyenne échelle ou effets de masque (*Schadwing*) et les effets à petite échelle liés à la présence de trajets multiples (voir figure 1.2 [16], [12]).

Le gain d'un canal radio mobile est défini par les contributions multiplicatives de trois effets de propagation :

$$h(k) = \frac{p_r(k)}{p_t(k)} = G_g(k)G_m(k)G_p(k) \tag{1.2}$$

où $G_g(k)$, $G_m(k)$ et $G_p(k)$ sont des fonctions modélisant les trois effets de propagation grande échelle, moyenne échelle et petite échelle, respectivement. $p_r(k)$ et $p_t(k)$ sont les puissances reçues et transmisses à l'instant k [1].

La perte du trajet dépend de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Le modèle à exposant est un modèle qui modélise l'atténuation à grande échelle ; il est donné par l'expression suivante :

$$\bar{PL}(d) = \bar{PL}(d_0) + 10\kappa \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + \bar{\chi}_\sigma \tag{1.3}$$

1. C'est l'intervalle de transmission entre deux actions successives de contrôle de puissance.

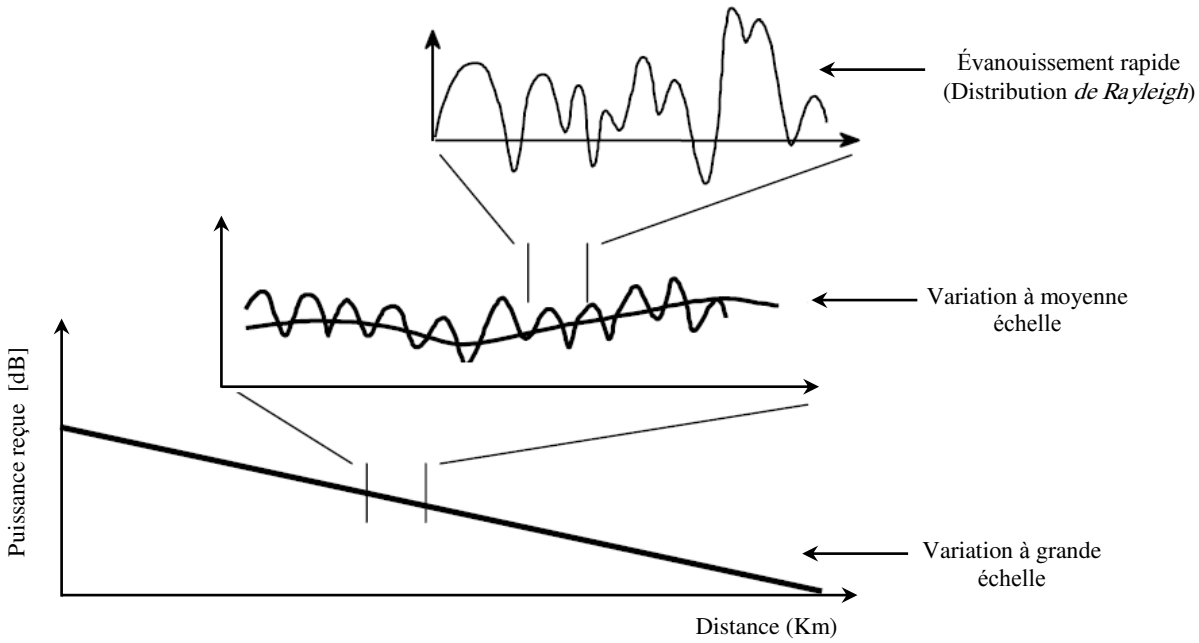


FIGURE 1.2 – Caractéristiques de propagation dans un environnement mobile.

La valeur de κ dépend de l'environnement de propagation compris entre 1.447 et 6 [12], [17]. $\bar{PL}(d_0)$ est la perte du modèle en espace libre pour une distance $d_0 = 1$ mètre.

$$\bar{PL}(d_0) = 10\log\left(\frac{p_t}{p_r}\right) = -10\log\left(\frac{g_t g_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d_0^2}\right) \tag{1.4}$$

où g_r et g_t sont respectivement les gains des antennes de transmission et de réception et λ_p la longueur d'onde.

$$\lambda_p = \frac{c}{f_c} \tag{1.5}$$

où c est la vitesse de la lumière et f_c est la fréquence de la porteuse. Le composant de l'évanouissement $\bar{\chi}_\sigma$ est une variable gaussienne de valeur moyenne nulle et de variance σ. Il peut être modélisé par un modèle autorégressif du premier ordre [18].

$$\bar{\chi}_\sigma(k+1) = \tau\bar{\chi}_\sigma(k) + n(k), \qquad \tau = \exp\left(\frac{-vT_s}{D_c}\right) \tag{1.6}$$

où v, T_s et D_c sont respectivement la vitesse de l'émetteur, l'intervalle de transmission et la distance au cours de laquelle la corrélation normalisée atteint 1/10, [19]. $n(k)$ est un bruit additif blanc gaussien (AWGN : *Additive white Gaussian noise*).

L'évanouissement rapide résulte des fluctuations rapides de l'amplitude du signal au récepteur dû à l'effet multi trajet ; il peut être modélisé par une distribution de Rayleigh qui est mise en œuvre par le modèle de Jakes [20].

Dans le chapitre 2 nous proposons d'estimer ces grandeurs par un filtre du type mixte Kalman/H_∞ basé sur un modèle autorégressif.

1.3 Indicateurs de qualité du lien de communication

Vu que le compromis entre l'optimisation de la QoS et la consommation d'énergie fait partie des objectifs de nos problématiques de recherche dans ce manuscrit, nous abordons dans cette partie, les indicateurs qui permettent de mesurer la qualité du lien de communication.

On considère un simple exemple d'un réseau sans fil constitué de N cellules. On suppose que l'effet de l'interférence des canaux adjacents est négligé. Les interférences peuvent avoir lieu si les cellules utilisent la même bande de fréquences (interférence co-canal). La figure 1.3 représente l'interaction entre deux stations mobiles de deux cellules utilisant la même bande de fréquences pour une liaison montante[2].

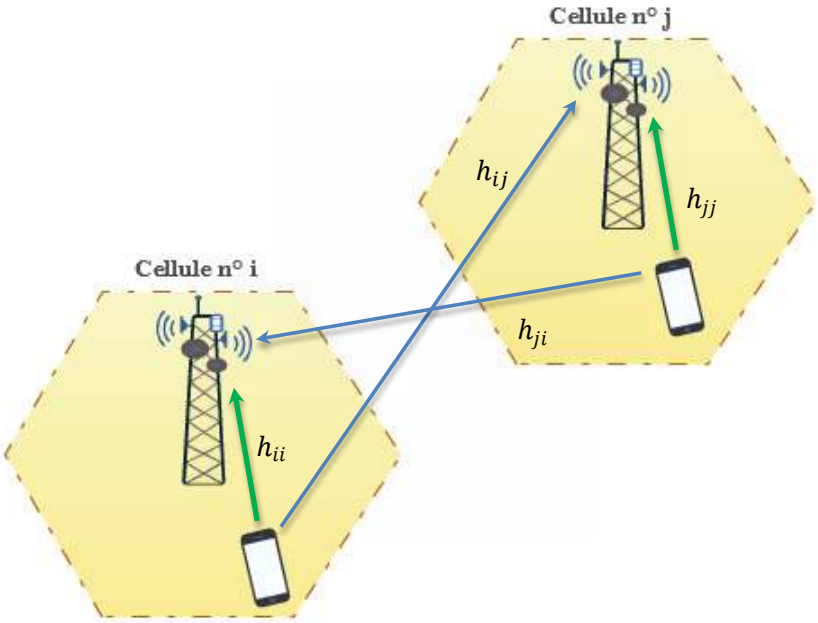


FIGURE 1.3 – Modélisation des gains de liaison entre deux cellules i et j avec interférence co-canal.

La puissance de transmission au cours de l'intervalle k par la station mobile i est notée par $p_i(k)$. Le coefficient $h_{ij}(k)$ représente le gain du lien entre l'émetteur mobile de $i^{ème}$ cellule et la base réceptrice de la $j^{ème}$ cellule. Alors que $h_{ii}(k)$ est le gain correspondant au signal utile de la $i^{ème}$ cellule. Pour chaque émetteur $i \in \mathcal{K}$, $\mathcal{K} = \{1, \ldots, K\}$, le rapport signal sur interférence plus bruit (SINR) au récepteur est noté $\gamma_i(k)$. Il s'écrit :

$$\gamma_i(k) = \frac{h_{ii}(k)p_i(k)}{\sum\limits_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{K} h_{ij}(k)p_j(k) + \sigma_i^2} \tag{1.7}$$

σ_i^2 est le bruit thermique (AWGN). En plus, le gain effectif du canal de l'émetteur i à

2. Le même fonctionnement pour une liaison descendante.

l'intervalle de transmission k est donné par :

$$\Gamma_i(k) = \frac{h_{ii}(k)}{\sum\limits_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{K} h_{ij}(k) p_j(k) + \sigma_i^2} \tag{1.8}$$

Comme exprimé dans (1.7), les signaux des autres émetteurs sont perçus comme interférence pour le signal de l'émetteur i. Le rapport SINR et le gain effectif du canal sont les mesures de qualité locales du lien de communication et seront utilisés dans la conception des algorithmes dans les chapitres 2 et 3.

La qualité de service caractérise la performance globale d'un système de communication sans fil. Elle peut être mesurée par plusieurs paramètres comme le taux d'erreur binaire (BER : *Bit Error Ratio*), le débit de transmission, la bande passante, le délai de transfert, la fiabilité, etc. Dans le contexte de contrôle de puissance, nous supposons que l'indicateur de QoS dépend du SINR et du BER, où une QoS élevée correspond aux niveaux élevés du SINR.

1.3.1 Capacité de canal

Dans la littérature, plusieurs formulations de la capacité ont été définies se différencient selon le type du réseau ou selon la modulation utilisée. La capacité du canal est généralement définie comme la mesure de quantité d'informations maximales par unité de temps et par bande de fréquences pouvant être transmise à travers un canal particulier (théorème de Shannon [21]).

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_0}\right) \tag{1.9}$$

où $\frac{E_s}{N_0}$ est le rapport signal sur bruit par symbole et W est la largeur de bande. À partie de l'expression (1.9) peut découler la notion de débit d'utilisateur. Le dernier est défini ici comme le nombre de bits pouvant être transmis avec succès par cet utilisateur pendant chaque symbole transmis. Dans notre modèle, on suppose que le débit augmente avec le SINR et on adopte une expression proposée par [22] comme une approximation du débit de transmission pour les canaux avec évanouissement de type Rayleigh.

$$T_i(\gamma_i) = W \log_2 (1 + \mu \gamma_i(k)) \qquad 0 < \mu < 1 \tag{1.10}$$

La capacité d'un réseau fil fait partie des performances les plus importantes de la QoS. Cette mesure est directement liée à la bande passante du réseau. Mais en réalité, il y a

aussi des contraintes sur les limites de SINR pour une transmission acceptable ou de débit maximal. Nous réécrivons donc de façon générale l'expression du débit de transmission par :

$$T_i(\gamma_i) = \begin{cases} 0, & \text{si} \quad \gamma_i(k) < \gamma_{min} \\ W \log_2 (1 + \mu \gamma_i(k)), & \text{si} \quad \gamma_{min} \leq \gamma_i(k) \leq \gamma_{max} \\ W \log_2 (1 + \mu \gamma_{max}), & \text{si} \quad \gamma_i(k) > \gamma_{max} \end{cases} \tag{1.11}$$

où γ_{min} (resp. γ_{max}) est le niveau minimal (resp. maximal) du SINR pour lequel le débit de transmission est acceptable (resp. ne s'améliore pas). Lorsque le SINR mesuré en (1.7) passe en-dessous du SINR minimal, les performances du réseau sont immédiatement dégradées. Ceci entraîne une coupure du lien de communication. Par conséquent, les performances du réseau peuvent être mesurées par la probabilité de coupure définie par [23], [24] :

$$\Pr = \text{prob}\{\gamma < \gamma_{min}\} \tag{1.12}$$

1.3.2 Efficacité énergétique

Parmi les mesures qui permettent de quantifier la qualité du lien de communication énergétiquement est l'efficacité énergétique. Cette mesure de performance peut être exprimée par le rapport entre la qualité d'information correctement transmise au récepteur et l'énergie consommée pour la transmission [25]. Pour chaque station mobile, l'efficacité énergétique EE_i s'écrit :

$$EE_i = \frac{T_i^u(\gamma_i)}{P_i^u} = \frac{\sum_k^{N_{RB}} W \log_2 (1 + \mu \gamma_i(k))}{\sum_k^{N_{RB}} p_i(k)}, \left[\frac{bits/s}{Watt}\right] \equiv \left[\frac{bits}{J}\right] \tag{1.13}$$

où N_{RB} est le nombre des blocs de ressource (un intervalle de temps ou slot).

Dans le scénario de contrôle de puissance, les objectifs de la station de base et des terminaux mobiles sont différents. La station de base cherche à maximiser l'efficacité énergétique de la totalité de la cellule, par contre les terminaux mobiles ne cherchent qu'à maximiser leur rapport SINR. En effet, les terminaux mobiles ont intérêt à compacter les effets des gains des canaux du lien de communication, même si cela diminue les performances globales du réseau.

Ce constat nous incite à considérer les effets de gains de canaux dans la conception des algorithmes de contrôle de puissance. Pour cela, nous proposons un régulateur flou qui permet de tenir compte des effets de gains de canaux pour régler les performances globales du réseau.

1.4 Aspect de contrôle de puissance

Pour avoir une vision générale sur le contrôle de puissance dans les réseaux sans fil réels, nous présentons le problème de contrôle de puissance standard par la figure 1.4 [1].

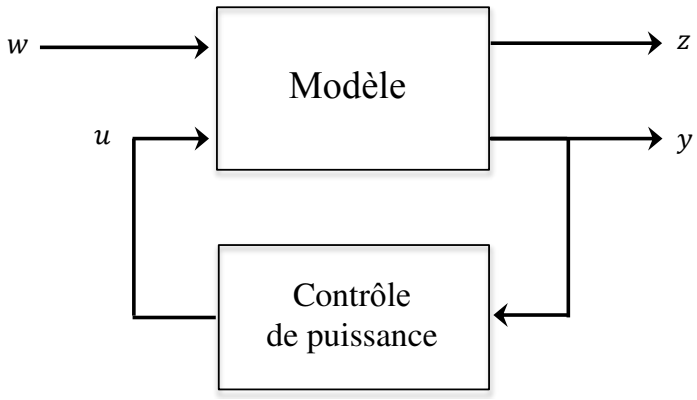


FIGURE 1.4 – Modèle standard de contrôle de puissance.

avec :

- Les perturbations externes w comprennent le gain effectif du canal Γ.
- Le signal de commande u est le niveau de puissance (traduit par le niveau de SINR).
- Les mesures disponibles pour le contrôleur sont représentées par y. Normalement, elles consistent en une mesure liée à la QoS et/ou la puissance du signal reçu.
- Enfin, z représente une mesure de performance.

Le problème de contrôle de puissance est d'attribuer des niveaux de puissance de sorte que z répond aux spécifications de performance exigées par le réseau. De plus, il est désirable de fournir une QoS suffisante quand le nombre d'utilisateurs augmente afin de maximiser la capacité du réseau. Dans la suite, nous discutons des différents aspects qu'il convient de prendre en compte lors de la synthèses de l'algorithme de contrôle de puissance.

Capacité et charge du système : Dans les réseaux sans fil cellulaires, l'un des problèmes clefs est l'allocation optimale de ressources radio entre les utilisateurs. Dans la littérature, ce problème a été étudié par les protocoles d'accès multiple. [3] Il s'avère que la réutilisation spatiale est un facteur déterminant du compromis capacité-énergie, vu que l'augmentation du nombre d'utilisateurs partageant la même ressource améliore la capacité, mais consomme plus d'énergie. À cet effet, il est important de considérer ce compromis dans la synthèse des algorithmes de contrôle de puissance.

3. Parmi les protocoles d'accès les plus connus, nous citons TDMA (*Time Division Multiple Access*), FDMA (*Frequency Division Multiple Access*), CDMA (*Code Division Multiple Access*).

Contrôle centralisé / distribué : Dans le contrôle centralisé, la station de base choisit qui émet à chaque slot et impose la puissance d'émission en connaissant les gains des canaux à l'instant k. Les émetteurs appliquent à l'instant $k+1$ la puissance de transmission décidée à l'instant k. Le contrôle distribué ne contrôle que la puissance d'un seul émetteur et l'algorithme ne s'applique que sur des informations locales. Il est intéressant de noter que le contrôle distribué offre de meilleures performances que le contrôle centralisé, puisqu'un contrôle centralisé nécessite un échange d'informations entre les utilisateurs et le nœud des communications centrales ce qui entraînerait des délais supplémentaires dans la boucle de contrôle.

Stabilité et performance globales : L'interconnexion de plusieurs algorithmes de contrôle de puissance distribués affecte les propriétés globales du système, telles que la stabilité et les performances du réseau. Les relations entre performance locale et performance globale doivent être établies dans la conception des algorithmes distribués.

Contraintes de puissances : Les niveaux de la puissance de transmission sont limités à des valeurs prédéterminées par le concepteur du système de transmission. Ceci nous motive à développer des algorithmes d'optimisation avec contraintes qui se basent sur des modèles plus réalistes.

Type de qualité de service : L'objectif général de contrôle de puissance dépend du type d'application ou du service pourvu. Au début, le service de communication traditionnel par voix caractérisé par des exigences strictes de QoS et de débit de transmission. Dans ce cas l'algorithme de contrôle sert à minimiser la puissance de sorte que le SINR mesuré au récepteur atteint la valeur désirée [26], [6]. D'ailleurs, d'autres services de données, comme l'accès à Internet haut débit, exigent des variations sur la qualité du lien de communication. Le contrôle de puissance pour ces types de services permet d'obtenir une configuration optimale de réseau, en termes d'allocation de ressources et de puissance de transmission, par l'attribution d'une QoS flexible en fonction des conditions de transmission [27].

Enfin, un aspect tout aussi important et critique pour le contrôle de puissance, le retard de boucle de réaction (*feedback delays*) est un facteur important qu'il faut contrôler pour améliorer la qualité de transmission [28].

La stratégie de contrôle de puissance est généralement mise en œuvre par la structure de contrôle en cascade décrite à la figure 1.5. Les informations appropriées sont obtenues de la mesure y par l'estimateur F_e. Une boucle de contrôle externe contrôle la QoS et le

débit de données par l'adaptation du SINR désiré (γ^{tar}) en fonction de mesures d'erreur comme FER (*Frame Error Rate*). La boucle interne utilise l'information sur la qualité du signal au récepteur pour ajuster la puissance de transmission de sorte que le SINR mesuré est plus proche de la valeur γ^{tar} prédéterminée par la boucle externe [29]. En effet, la décision déterminée par le contrôle interne est distribuée, au terminal émetteur, par la station de base à travers le canal descendant dans un intervalle T_p [4]. On note ici que le taux de mise à jour de la boucle interne est plus rapide que celui de la boucle externe.

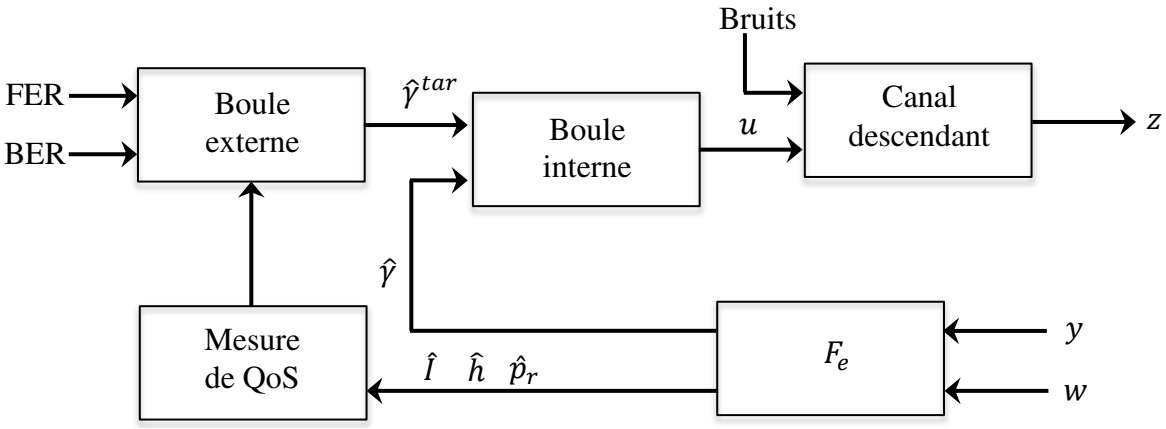


FIGURE 1.5 – Mise en cascade de la stratégie de contrôle de puissance.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté des notions préliminaires sur les réseaux sans fil indépendemment de la technologie utilisée. Dans un premier temps, nous avons étudié les principaux modèles et notions utilisées dans ce travail. Ensuite, nous nous sommes intéressés, en particulier, à l'étude des indicateurs de qualité retenus pour l'évaluation des performances de réseau.

Nous avons également abordé les aspects de contrôle de puissance. Nous avons montré que la charge du système, la stabilité, les contraintes de puissance, le type de QoS et la stratégie de contrôle ont un impact sur les performances des algorithmes de contrôle de puissance. Ces aspects peuvent être utiles, notamment, lors de la conception de stratégie à base d'outils de l'automatique. Dans les chapitres 2 et 3, nous proposons deux solutions pour le contrôle de puissance dont l'une est destinée aux applications QoS sous contraintes de puissance et l'autre optimise la QoS en employant les lois de commande optimale et robuste.

4. T_p représente l'intervalle de temps entre deux actions de contrôle de puissance. Dans les système WCDMA $T_p = 0.667$ ms.

Chapitre 2

Contrôle optimal de puissance distribué par le filtrage mixte Kalman/H_∞

2.1 Introduction

Ces dernières années, les communications sans fil cellulaires ont connu une évolution accélérée afin de répondre à la demande d'accroissement de la capacité. Un des problèmes liés à la réduction de la capacité est que la propagation des signaux transmis, dans les zones urbaines, est dégradée par l'évanouissement du canal et l'effet de multi trajets. Cependant, pour garantir une QoS acceptable, les paires émetteur-récepteur augmentent leurs puissances de transmissions pour combattre l'effet causé par le canal de transmission et atteindre la capacité requise [30]. Cette augmentation de puissance, dans la station mobile (MS), entraîne une consommation d'énergie et réduit la durée de vie de la batterie.

Le contrôle de puissance de transmission (TPC) est plus important pour la gestion des ressources radio dans les réseaux sans fil ; il constitue un moyen essentiel pour résoudre le problème d'évanouissement, satisfaire les exigences de QoS, réduire l'interférence et économiser l'énergie [31].

Dans les réseaux mobiles réels, l'optimisation centralisée de puissance de tous les utilisateurs est pratiquement irréalisable à cause de la dimension et de la complexité du problème global d'optimisation [32]. Alors, ces dernières années, plusieurs travaux [33], [34], [6], [26] sont développés sur les algorithmes de contrôle de puissance décentralisé ou distribué (DPC : *Distributed Power Control*), où les auteurs ont défini le contrôle *distribué* : chaque lien de

communication contrôle sa propre puissance basée seulement sur des mesures locales comme le rapport SINR, gain effectif du canal, etc.

2.1.1 État de l'art : l'automatique avancé et contrôle de puissance

Dès le début des années 1990, la théorie de l'automatique avancée, que ce soit en estimation, identification ou en commande a été appliquée avec succès dans les problèmes liés aux télécommunications, comme le contrôle de puissance robuste [35], la commande linéaire quadratique gaussienne (LQG) [36] et les techniques de prédiction du canal [37].

Le filtrage H_∞ a été connu comme un outil efficace dans la conception des filtres robustes, les auteurs dans [7] ont proposé un DPC, de réseau sans fil, basé sur l'estimation et la prédiction de l'interférence par filtre H_∞. De même, les auteurs de [38] développent un filtre H_∞ pour estimer l'interférence et la variation du canal dans la boucle de contrôle de puissance. Dans le cadre de la commande robuste, plusieurs travaux ont été menés pour trouver des algorithmes de contrôle de puissance et qui assurent la robustesse sous certaines conditions restrictives. On peut citer parmi ces travaux le DPC, basé sur la théorie de commande H_∞ pour les réseaux sans fil variant dans le temps [34], dans lequel le problème a été modélisé comme un problème de commande stochastique.

D'autre part, dans le domaine de l'estimation récursive des canaux de transmission, le filtre de Kalman est largement utilisé dans la phase de prédiction pour améliorer le contrôle de puissance. Dans les systèmes CDMA, les auteurs [39] ont proposé un nouveau schéma de TPC basé sur la commande LQG et le filtre de Kalman afin d'estimer le gain du canal ; le schéma proposé a montré une bonne robustesse vis-à-vis des imperfections du système. Dans [40] un filtre de Kalman simple est développé pour prédire la dynamique du canal dans un schéma d'allocation de puissance, le modèle du canal utilisé est basé sur un modèle de Markov du premier ordre détérioré par du bruit blanc gaussien.

Afin d'optimiser les algorithmes de TPC, plusieurs travaux de recherche ont été manœuvrés pour les applications avec QoS fixe. Ces stratégies utilisent des approches mathématiques d'optimisation ; chacune de ces stratégies se base sur une ou plusieurs combinaisons de : puissance d'émission, interférence, rapport SINR et débit de transmission. Le choix de la fonction de coût dépend du problème à traiter dans la boucle de contrôle. Dans [41], l'erreur de SINR et la puissance d'émission constituent conjointement le critère de performance, et le filtre H_∞ est utilisé pour prédire les variations du canal, mais, aucune hypothèse n'a été faite sur la nature stochastique de l'interférence. Une approche similaire a été également utilisée dans

[42] pour le DPC dans les réseaux sans fil, où la fonction de coût est considérée comme la somme pondérée de l'erreur de SIR et de l'interférence ; le filtre H_∞ est utilisé pour estimer et prédire l'interférence et finalement a été comparé avec le filtre de Kalman.

2.1.2 Contribution

Ce chapitre présente deux contributions qui ont été publiées dans [43]. La première contribution consiste à améliorer les méthodes proposées par [41] et [42] en définissant un nouveau critère de performance, afin de prendre en compte le compromis entre l'amélioration de QoS dans le réseau et la minimisation de la consommation d'énergie. Une deuxième contribution porte sur la combinaison entre le filtre de Kalman et le filtre H_∞ pour estimer et prédire la variation du canal dans la boucle de contrôle de puissance, là où nous avons proposé d'utiliser la méthode d'intersection de covariance pour combiner les deux filtres.

2.1.3 Plan de chapitre

La suite de ce chapitre est organisée comme suit. Tout d'abord, nous décrivons la modélisation mathématique du système cellulaire sans fil et le canal de transmission. Dans la section 2.3, la problématique de contrôle de puissance optimal avec contrainte est formulée comme la minimisation de critère de performance, ce qui est transformé ensuite en problème d'optimisation non linéaire avec contraintes et les conditions de Karush-Kuhn-Tucker (KKT) sont utilisées pour déterminer la solution optimale. Nous étudions, dans la section 2.4, les méthodes proposées d'estimation et de prédiction du canal basées sur le filtre de Kalman, filtre H_∞ et la combinaison entre ces deux techniques. Enfin, nous clôturons ce chapitre par une nouvelle architecture de contrôle de puissance basée sur les algorithmes proposés, suivi par une conclusion qui sera une perspective complémentaire du prochain chapitre et feuille de route pour la simulation.

2.2 Modélisation du système et du canal

2.2.1 Modélisation du système cellulaire

Dans cette partie, nous considérons un modèle de réseau cellulaire composé de plusieurs stations mobiles (MS : *Mobile Station*) et plusieurs stations de base (BS : *Base Station*) ; la zone de couverture est divisée en cellules et chaque cellule possède son propre BS. Nous supposons que chaque MSi ($i = 1 \dots K$) est servie par une station de base, c'est-à-dire que le mécanisme de *soft hadover* est ignoré, et nous considérons la voie montante (figure 2.1).

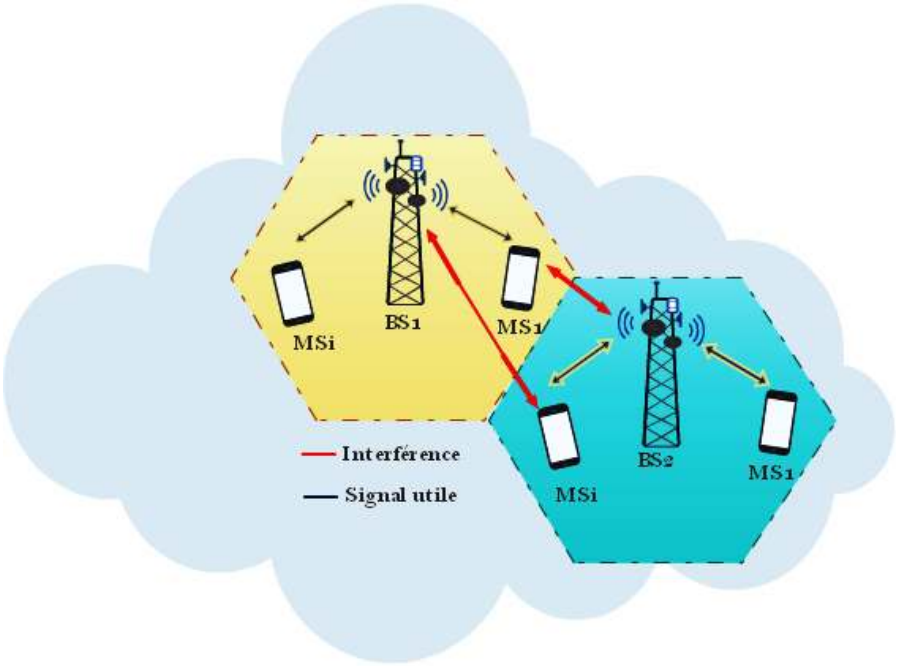


FIGURE 2.1 – Diagramme de réseau cellulaire.

Dans un réseau sans fil, pour un débit de transmission et une bande passante donnée, le SINR est considéré comme un moyen pour mesurer la qualité de service dans le réseau, le rapport SINR pour un lien montant du MSi à la BS, à l'instant k, est donné par :

$$\gamma_i(k) = \Gamma_i(k) p_i(k) \tag{2.1}$$

avec :

$$\Gamma_i(k) = \frac{h_{ii}(k)}{\sum\limits_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{K} h_{ij}(k) p_j(k) + \sigma_i^2} \tag{2.2}$$

$\Gamma_i(k)$ représente le gain effectif du canal de l'utilisateur i , il sera estimé et prédit dans l'algorithme qui sera proposé dans la section 2.4, $h_{ii}(k)$ et $p_i(k)$ sont respectivement le gain du canal et la puissance de transmission du lien montant entre les MSi et la station de base destination. σ^2 est le bruit thermique au BSi ; il est du type bruit blanc gaussien additif (AWGN) et K est le nombre d'utilisateurs actifs dans la cellule.

2.2.2 Modèle du canal

Afin de concevoir des systèmes de réseaux mobiles robustes, on introduit la notion du modèle du canal. Ces modèles ont pour but d'approcher la variation d'un canal radio mobile en lui substituant un modèle mathématique plus ou moins complexe. Dans la littérature, les

chercheurs en traitement du signal ont étudié ce domaine de modélisation pour approcher le canal et faciliter sa manipulation. Dans [44], les auteurs ont étudié le modèle du canal à évanouissement lent par un processus de Markov de premier ordre, ainsi dans le domaine d'égalisation, l'auteur [45] a proposé un modèle de Volterra simplifié pour modéliser les canaux de transmission. Le modèle autorégressif d'ordre 1 **AR(l)** a été largement utilisé par les chercheurs et ingénieurs en communication numérique pour approcher le vrai canal à l'aide du filtre de Kalman [18], [46].

Dans cette partie, on approche le canal de *Jakes* par un modèle **AR** d'ordre l [47],[18], soit :

$$h_i(k) = \sum_{m=1}^{l} a_i(m) h_i(k-m) + v_i(k) \tag{2.3}$$

avec :

— a_i sont les coefficients du modèle **AR**,

— v_i est le bruit du modèle, supposé Gaussien complexe et centré, de variance σ_l^2.

Les paramètres du modèle **AR**, obtenus par la résolution des équations de Yule-Walker (voir [48],[18],[49] pour plus de détails) sont définis par :

$$R_{xx}\mathrm{a} = -r_{xx} \tag{2.4}$$

où

$$R_{xx} = \begin{bmatrix} R_{xx}(0) & R_{xx}(-1) & \cdots & R_{xx}(1-l) \\ R_{xx}(1) & R_{xx}(0) & \cdots & R_{xx}(2-l) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ R_{xx}(l-1) & R_{xx}(l-2) & \cdots & R_{xx}(0) \end{bmatrix}, \quad \mathrm{a} = \begin{bmatrix} a(1) \\ a(2) \\ \vdots \\ a(l) \end{bmatrix}, \quad r_{xx} = \begin{bmatrix} R_{xx}(1) \\ R_{xx}(2) \\ \vdots \\ R_{xx}(l) \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

et

$$\sigma_l^2 = R_{xx}(0) + \sum_{m=1}^{l} a(m) R_{xx}(-m) \tag{2.6}$$

La fonction d'autocorrélation R_{xx} d'un trajet du canal de Rayleigh, est donnée par [50] :

$$R_{xx}(k) = J_0(2\pi f_d T|k|), \qquad k \in \{-l, \cdots, 0, \cdots, l\} \tag{2.7}$$

$J_0(\cdot)$ représente la fonction de Bessel de première espèce d'ordre zéro, et $f_d = \frac{v f_0}{c}$ est la fréquence Doppler maximale, avec v est la vitesse du mobile, f_0 est la fréquence de la porteuse et c est la vitesse de la lumière.

2.2.3 Représentation d'état du modèle AR

Définissons le vecteur d'état $x_i(k) = [h_i(k), \cdots, h_i(k-l+1)]^T$; la représentation d'état de (2.3) devient :

$$x_i(k) = A_i x_i(k-1) + \mathrm{v}_i(k) \tag{2.8a}$$

$$y_i(k) = C_i x_i(k) + w_i(k) \tag{2.8b}$$

$$A_i = \begin{bmatrix} a_i(1) & a_i(2) & \dots & a_i(l-1) & a_i(l) \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathrm{v}_i(k) = \begin{bmatrix} v_i(k) \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

avec :

- A_i est la matrice de transition d'état,
- C_i est le vecteur d'observation,
- $y_i(k)$ le vecteur de sortie mesurée,
- $v_i(k)$ le vecteur de bruit de modèle,
- $w_i(k)$ le bruit de mesure utilisé pour modéliser toutes les incertitudes de mesure.

Rappelons que les deux équations (2.8a) et (2.8b) représentent l'équation d'état et l'équation de mesure ou d'observation pour le canal d'un système cellulaire sans fil. Ces deux équations nous permettent finalement de prévoir les coefficients du canal $h_i(k)$ en se basant sur l'estimation optimale par le filtre de Kalman et H_∞.

2.3 Formulation du problème

Considérons le problème de contrôle de puissance distribué d'un réseau sans fil pour des applications QoS fixe. Notre but est de concevoir un contrôleur de puissance de sorte que la valeur de SINR donnée par (2.1) tendra vers le seuil fixe γ^{tar} défini par le réseau.
L'erreur de poursuite, pour un QoS fixe, donnée par l'équation :

$$\bar{e}_i(k) = \bar{\gamma}_i^{tar} - \bar{\gamma}_i(k) \tag{2.9}$$

De plus, en se basant sur l'algorithme de contrôle de puissance conventionnel proposé par [51], l'adaptation de puissance sera :

$$\bar{p}_i(k+1) = \bar{p}_i(k) + \beta_i(k)\bar{e}_i(k) \tag{2.10}$$

Ici le coefficient d'adaptation $\beta_i(k)$ doit être choisi selon l'algorithme d'optimisation qui sera discuté plus tard. Pour développer le contrôleur de puissance optimal et distribué (ODPC : *Optimal Distributed Power Control*), nous utilisons l'écart de puissance $\bar{\varepsilon}_i^p$ défini par [27] : $\bar{\varepsilon}_i^p(k) = \bar{p}_i(k) - p_{min}$, et la dynamique de la puissance donnée par (2.10) devient :

$$\bar{\varepsilon}_i^p(k+1) = \bar{\varepsilon}_i^p(k) + \beta_i(k)\bar{e}_i(k) \tag{2.11}$$

Généralement, les algorithmes de contrôle de puissance ont deux objectifs contradictoires :

— L'augmentation du rapport SINR (ce qui revient également à augmenter la puissance de transmission) afin d'obtenir la QoS désirée.

— L'atténuation de la puissance de transmission pour réduire la consommation de batterie de station mobile et de minimiser l'interférence avec les autres utilisateurs.

En conséquence, nous définissons un nouveau critère de performance $J_i(k)$, pour chaque utilisateur, afin de satisfaire l'exigence de QoS et de réduire autant que possible la consommation d'énergie. Ainsi, lors de la conception du critère de performance, nous tenons compte à la fois de l'erreur de poursuite $\bar{e}_i(k)$ et de la consommation d'énergie $\bar{\varepsilon}_i^p(k)$; de plus, la fonction de coût doit être convexe et non négative pour l'existence d'un minimum non négatif.

Sur la base de ces considérations, nous proposons donc le critère de performance suivant :

$$J_i(k) = \min_{\beta_i(k)} \left[(\bar{e}_i(k+1))^2 + (\bar{\varepsilon}_i^p(k+1))^2 \right] \tag{2.12}$$

La solution optimale de $\beta_i(k)$ peut minimiser la fonction de coût dans (2.12) à l'instant courant k, et conduit à la minimisation de l'erreur $\bar{e}_i(k+1)$ afin de garantir une bonne QoS, alors que la différence $\bar{\varepsilon}_i^p(k+1)$ correspond à la conservation de la puissance de transmission et donc un allongement de la durée de vie de la batterie, en tenant compte de l'adaptation de puissance opportuniste par rapport à l'état du canal.

2.3.1 Contrôle optimal de puissance avec contraintes

Dans les systèmes de communication réels, les émetteurs peuvent être liés à des contraintes de puissance maximales ou minimales. Dans cette section, nous supposons que l'adaptation de puissance dans (2.10) est limitée à $[\bar{p}_{min} \quad \bar{p}_{max}]$ avec :

$$\bar{p}_i(k+1) = \begin{cases} \bar{p}_{min}, & si \quad \bar{p}_i(k+1) \leqslant \bar{p}_{min} \\ \bar{p}_{max}, & si \quad \bar{p}_i(k+1) \geqslant \bar{p}_{max} \\ \bar{p}_i(k) + \beta_i(k)\bar{e}_i(k), & ailleurs \end{cases} \tag{2.13}$$

Ceci nous permet de formuler le critère de performance (2.12) comme un problème d'optimisation sous contraintes, soit :

$$\begin{aligned} J_i(k) &= \min_{\beta_i(k)} \left[(\bar{e}_i(k+1))^2 + (\bar{\varepsilon}_i^p(k+1))^2 \right] \\ s.t. \quad & \bar{p}_{min} \leq \bar{p}_i(k+1) \leq \bar{p}_{max} \end{aligned} \tag{2.14}$$

En remplaçant (2.8) et (2.11) dans l'équation (2.14) nous obtenons, après des simplifications algébriques, une formulation générique du problème d'optimisation (2.14) donnée par :

$$\begin{aligned} \min_x \quad & f(x) = A_0 x^2 + A_1 x + A_2 \\ s.t. \quad & x \leq c_2 \\ & -x \leq c_1 \end{aligned} \tag{2.15}$$

où $x = \beta_i(k)$ est la variable à optimiser, les facteurs A_0, A_1 et A_2 dépendent de la variation du canal $\bar{\Gamma}(k)$, $\bar{\Gamma}(k+1)$ et d'autres variables comme $\bar{e}_i(k)$, $\bar{p}_{min}$ et $\bar{\gamma}_i^{tar}$.
c_1 et c_2 sont des nombres réels représentant respectivement les bornes inférieure et supérieure de x avec :

$$\begin{aligned} c_1 &= \left(\frac{\bar{p}_i(k) - \bar{p}_{min}}{\bar{e}_i(k)} \right) \\ c_2 &= -\left(\frac{\bar{p}_i(k) - \bar{p}_{max}}{\bar{e}_i(k)} \right) \end{aligned} \tag{2.16}$$

Pour résoudre le problème d'optimisation non linéaire avec contraintes (2.15), nous faisons appel à la méthode de Lagrange, combinée avec les conditions d'optimalité de KKT. La fonction objective modifiée de Lagrange du problème (2.15) se met sous la forme :

$$\mathcal{L}(x, \lambda) = f(x) + \lambda_1(-x - c_1) + \lambda_2(x - c_2) \tag{2.17}$$

où λ_1 et λ_2 sont les multiplicateurs de Lagrange. Pour garantir l'optimalité globale de la solution obtenue, les conditions KKT [52], [53], [54] ci-dessous sont alors nécessaires et suffisantes :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathcal{L}(x, \lambda)}{\partial x} &= 0 \\ x &\leq c_2 \\ -x &\leq c_1 \\ \lambda_1(-x - c_1) &= 0 \\ \lambda_2(x - c_2) &= 0 \\ \lambda_1, \lambda_2 &\geq 0 \end{aligned} \tag{2.18}$$

Ainsi, en utilisant l'annulation de la dérivée partielle (2.18), après avoir remplacé A_0, A_1 et A_2 par leurs expressions, la solution optimale est la suivante :

$$x^\star = \begin{cases} 1 + \dfrac{2\bar{\Gamma}_i(k) - \bar{\Gamma}_i(k+1) + \bar{p}_{min} - \bar{\gamma}_i^{tar}}{2\bar{e}_i(k)}, & si \quad \bar{e}_i(k) \neq 0 \\ 0, & si \quad \bar{e}_i(k) = 0 \end{cases} \tag{2.19}$$

$$\beta_i^\star(k) = x^\star$$

L'optimalité globale de la solution peut être vérifiée par la dérivé seconde de $J_i(k)$ par rapport à $\beta_i(k)$, qui doit être positive.

$$\frac{\partial^2 J_i(k)}{\partial^2 \beta_i(k)} = 4\bar{e}_i^2(k) \tag{2.20}$$

En substituant (2.19) dans (2.10), nous obtenons l'algorithme de contrôle optimal de puissance distribué avec contraintes (CODPC : *Constrained Optimal Distributed Power Control*)

$$\bar{p}_i(k+1) = \begin{cases} \bar{p}_{min}, & si \quad \bar{\Gamma}_i(k+1) > \bar{\gamma}_i^{tar} - \bar{p}_{min} \\ \bar{p}_{max}, & si \quad \bar{\Gamma}_i(k+1) < \bar{\gamma}_i^{tar} - (2\bar{p}_{max} - \bar{p}_{min}) \\ \bar{p}_i^\star(k+1), & ailleurs \end{cases} \tag{2.21}$$

avec :

$$\bar{p}_i^\star(k+1) = \bar{p}_i(k) + \beta_i^\star(k)\bar{e}_i(k) \tag{2.22}$$

Il est clair dans les équations (2.21) et (2.19) que l'évolution de la puissance à $k+1$ peut être calculée à partir de la prédiction du canal $\bar{\Gamma}(k+1)$. En réalité, les variations de canal à l'instant $k+1$ ne sont pas disponibles a priori, ce qui mène à l'utilisation d'un estimateur/prédicteur dans la boucle de contrôle de puissance. Donc selon l'équation (2.2), les valeurs estimées/prédites de variation du canal notées $\hat{\Gamma}(k)$ et $\hat{\Gamma}(k+1)$ dépendent respectivement du gain du canal $\hat{h}(k)$ et $\hat{h}(k+1)$. Par conséquent, il est important d'adopter le modèle d'état (décrit dans la section 2.2.3) dans la synthèse du filtre optimal pour estimer et prédire le gain du canal.

Remarque 2.1. Dans le souci de ne pas alourdir inutilement les notations, nous omettrons, dans les sections suivantes, l'indice i et nous le remplaçons par l'indice de temps k, c-à-d : $x_i(k)$ devient x_k.

2.4 Méthodes proposées de prédiction du canal

Dans cette section, nous nous intéressons en particulier aux deux types de filtres les plus connus dans la littérature : le filtre de Kalman (KF) et le filtre H_∞ (HF). Ce qui nous permettra ensuite de proposer une combinaison entre eux par la méthode d'intersection de covariance (CI) pour améliorer les performances de notre estimateur final.

2.4.1 Filtre de Kalman (KF)

Le filtre de Kalman est un outil mathématique puissant le plus intéressant dans la théorie de l'estimation linéaire [55], [56], [57], car il décrit une solution récursive du problème de filtrage linéaire, en minimisant la matrice de covariance de l'erreur d'estimation, des données discrètes [58] ou continues. En effet, ce filtre est basé sur un schéma de type prédiction-correction, il estime les états d'un système dynamique linéaire[1] stochastique à partir des observations partielles et bruitées.

Algorithme du filtre de Kalman discret

Dans cette partie, nous allons brièvement aborder l'algorithme du filtre de Kalman en temps discret pour l'implémenter dans la phase de prédiction. Nous commencerons par introduire quelques notations qui nous seront utiles par la suite.
À chaque instant k on définit :

- $\hat{x}_{k/k-1}$ l'estimation a priori de x_k (avant d'inclure la mesure y_k),
- $P_{k/k-1}$ l'estimation a priori de covariance de l'erreur d'estimation (avant d'inclure la mesure y_k),
- $\hat{x}_{k/k}$ l'estimation a posteriori (après la prise en compte de la mesure y_k),
- $P_{k/k}$ l'estimation a posteriori de covariance de l'erreur d'estimation (après la prise en compte de la mesure y_k).

Le filtre de Kalman consiste à estimer le vecteur d'état au temps k, en considérant les observations y_k. Il résout le problème de prédiction et de filtrage fournissant ainsi les informations suivantes : l'état estimé $\hat{x}_k$, l'état prédit $\hat{x}_{k/k-1}$ la sortie prédite $y_{k/k-1}$, et la matrice de covariance de l'erreur d'estimation P [59]. Le tableau 2.1 résume la procédure de synthèse de KF en temps discret [57].
Les équations du filtre de Kalman peuvent être divisées en deux phases :

- Phase de mise à jour temporelle,
- Phase de mise à jour de mesure (voir tableau 2.1).

Les équations de mise à jour temporelle peuvent être considérées comme des équations prédictives, tandis que les équations de mise à jour de mesure peuvent être considérées comme des équations correctives. Par conséquent, on peut constater que le filtre de Kalman est un algorithme prédicteur/correcteur, tel qu'il est illustré dans la figure 2.2.

1. Le filtre de Kalman étendu (EKF) est l'une des techniques d'estimation les plus populaires et largement étudiées dans le domaine d'estimation d'état des systèmes dynamiques non linéaires.

TABLE 2.1 – Algorithme de synthèse du filtre de Kalman discret.

Algorithme 1 : : Filtre de Kalman.

Modèle d'état et d'observation :

$$x_{k+1} = Ax_k + Bu_k + Gw_k \tag{2.23a}$$
$$y_k = Cx_k + v_k \tag{2.23b}$$

$$x(0) \sim (\bar{x}_0, P_{x_0}), \qquad w_k \sim (0, Q_k), \qquad v_k \sim (0, R_k)$$

Hypothèses :
w_k et v_k sont supposées des bruits blancs non corréles avec $x(0)$ et l'un avec l'autre.
$R_k > 0$.
Initialisation :

$$P(0) = P_{x_0}, \qquad \hat{x}(0) = \bar{x}_0$$

Mise à jour temporelle : (Prédiction)

Covariance d'erreur $$P_{k+1|k} = AP_kA^T + G_kQ_kG_k^T \tag{2.24}$$
État estimé $$\hat{x}_{k+1|k} = A\hat{x}_k + Bu_k \tag{2.25}$$

Mise à jour de mesure : (correction)

Gain de Kalman $$K_{k+1} = P_{k+1|k}C^T\left(CP_{k+1|k}C^T + R_{k+1}\right)^{-1} \tag{2.26}$$
Covariance d'erreur $$P_{k+1} = \left(I - K_{k+1}C\right)P_{k+1|k} \tag{2.27}$$
État estimé $$\hat{x}_{k+1} = \hat{x}_{k+1|k} + K_{k+1}\left(y_{k+1} - C\hat{x}_{k+1|k}\right) \tag{2.28}$$

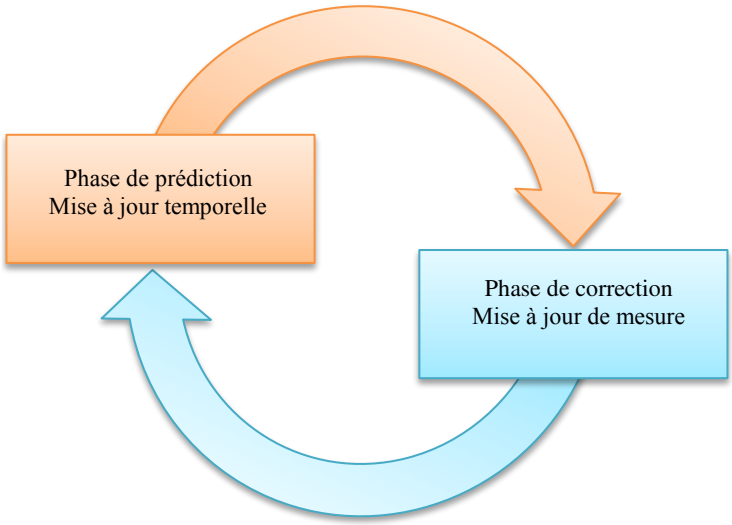


FIGURE 2.2 – Cycle du filtre de Kalman.

2.4.2 Filtre H_∞ (HF)

Dans le cas où les statistiques du processus générateur et les sources de bruit ne seraient pas blancs et gaussiens, ou leurs variances ne sont pas connues a priori, la mise en œuvre du filtre de Kalman ne donne pas de bonnes performances. De plus, avec cette approche les incertitudes liées à la modélisation du système ne sont pas prises en compte. Par contre, le filtrage H_∞ (HF) est a priori séduisant, car les hypothèses nécessaires à sa mise en œuvre sont moins restrictives que celles d'un KF. Il offre de meilleures performances en termes de robustesse et de précision, il ne nécessite aucune connaissance préalable sur les perturbations [60], [56].

La théorie H_∞ a été initialement traitée par Zames en 1981 [60]. Cette approche vise à concevoir des filtres robustes en présence des incertitudes, contrairement au KF, qui vise à minimiser la norme H_2 de l'erreur de prédiction, HF procède à la minimisation de l'effet des perturbations sur l'erreur d'estimation dans le pire des cas.

Il existe dans la littérature plusieurs approches pour résoudre le problème de l'estimation ou du filtrage H_∞, comme l'équation algébrique de Riccati [57], [61], la théorie de jeux [62], la théorie de Lyapunov (LMI) [63] (et d'autres dans [64], [65], [66]... etc.).

Algorithme du filtrage H_∞

Nous allons considérer dans cette partie la forme générale du système *LTI* qui est similaire au modèle (2.8) obtenu dans la section 2.2.3. Soit :

$$\begin{cases} x_k = Ax_{k-1} + w_k \\ y_k = Cx_k + v_k \\ z_k = Lx_k \end{cases} \tag{2.29}$$

où A et C sont des matrices de dimensions appropriées, x_k et y_k sont respectivement le vecteur d'état et le vecteur de mesure, w_k et v_k représentent les perturbations, et z_k est la sortie non mesurée à estimer qui représente une combinaison linéaire des états du système (par le vecteur L).

Hypothèses :

1. Le système (2.29) est contrôlable et observable,
2. La condition initiale x_0 est considérée connue.

Le but du filtrage H_∞ est de déterminer un filtre qui minimise l'erreur d'estimation du pire cas $\|z_k - \hat{z}_k\|^2$ par rapport aux perturbations à énergie bornée w et v [51]. La fonction de

coût H_∞ est donnée par :

$$J = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \|z_k - \hat{z}_k\|^2_{D_k}}{\|x_0 - \hat{x}_0\|^2_{P_0^{-1}} + \sum_{k=0}^{N-1} \left(\|w_k\|^2_{Q_k^{-1}} + \|v_k\|^2_{R_k^{-1}} \right)} \tag{2.30}$$

où $\hat{z}_k$ est l'estimation de z_k, P_0, D_k, Q_k et R_k sont des matrices de pondération, symétriques positives, réglées par le concepteur en fonction du problème.

Problème du filtrage H_∞

Supposons que les hypothèses (1) et (2) soient satisfaites. Nous cherchons à déterminer, pour un scalaire $\frac{1}{\lambda} > 0$ fixe, un filtre stable tel que :

$$\sup J = \frac{1}{\lambda} \tag{2.31}$$

avec sup est le supremum (borne supérieure des valeurs possibles) et λ représente le niveau d'atténuation des perturbations.

Synthèse du filtre H_∞

En se basant sur les développements mathématiques dans [62], [67], [68], l'algorithme du filtrage H_∞ est défini comme suit :

TABLE 2.2 – Algorithme du filtrage H_∞ discret.

Algorithme 2 : : Filtre H_∞ discret.

Sachant $\lambda > 0$, il existe un HF ssi une solution $P_k > 0$ stabilisante l'DARE :

$$P_{k+1} = AP_k\left(I - \lambda \bar{D}_k P_k + C^T R_k^{-1} C P_k\right)^{-1} A^T + BQ_k B^T \tag{2.32}$$

Le filtre H_∞ est donné par :

$$\hat{z}_k = L\hat{x}_k \qquad k = 0, 1, 2 \ldots N-1 \tag{2.33}$$

où

$$\hat{x}_{k+1} = A\hat{x}_k + K_k(y_k - C\hat{x}_k) \tag{2.34}$$

Le gain K_k est donné par :

$$K_k = AP_k\left(I - \lambda \bar{D}_k P_k + C^T R_k^{-1} C P_k\right)^{-1} C^T R_k^{-1} \tag{2.35}$$

avec :

$$\bar{D}_k = L^T D_k L$$

Démonstration 2.1. *Pour plus des détails sur le calcul de gain K_k (2.35) et l'équation de Riccati (2.32), nous invitons le lecteur à consulter [68].*

2.4.3 Estimation optimale par filtrage mixte Kalman/H_∞ (MKHF)

Rappelons ici que notre but est d'estimer/prédire l'état du canal $\Gamma(k)$ et $\Gamma(k+1)$ pour optimiser l'algorithme de contrôle de puissance proposé dans (2.21). Pour atteindre cet objectif, le filtrage mixte Kalman/H_∞ (MKHF) par intersection de covariance (CI : *Covariance Intersection*) est proposé [43]. Tout d'abord, nous présentons dans ce qui suit, la méthode CI, ensuite, nous proposons une architecture de contrôle de puissance basée sur MKHF afin d'améliorer l'optimisation de l'algorithme de contrôle.

Algorithme intersection de covariance (CI)

Plusieurs travaux [69], [68] ont été réalisés dans ce domaine. En effet, considérons deux estimateurs (X_a, P_a) et (X_b, P_b) de l'état d'un modèle ; les paramètres sont respectivement l'estimation et la matrice de covariance d'erreur d'estimation, soit (X^{CI}, P^{CI}) l'estimation finale obtenue par combinaison convexe donnée par l'équation suivante [70] :

$$P^{CI} = \left(\omega P_a^{-1} + (1-\omega)P_b^{-1}\right)^{-1} \tag{2.36a}$$

$$X^{CI} = P^{CI}\left(\omega P_a^{-1} X_a + (1-\omega)P_b^{-1} X_b\right) \tag{2.36b}$$

où ω est compris entre 0 et 1, peut être choisi de manière à minimiser un critère de performance [71] :

$$\begin{aligned} J = \min_{\omega} \quad & tr[P^{CI}] \\ s.t. \quad & \omega \in [0 \quad 1] \end{aligned} \tag{2.37}$$

Remarque 2.2. Le problème d'optimisation non linéaire avec contraintes (2.37) peut être résolu facilement par la fonction «fmincon» dans *Matlab toolbox*.

Contrôle de puissance basé sur l'estimation optimale par MKHF

En substituant (2.27) et (2.32) dans (2.36a), on obtient la nouvelle matrice de covariance d'erreur d'estimation :

$$\begin{aligned} P^{CI} = \Bigg(\omega\Big(\big(I - K_{k+1}^{KF} C\big) P_{k+1|k}^{KF}\Big) + (1-\omega) \\ \Big(A P_k^{HF}\big(I - \lambda \bar{D}_k P_k^{HF} + C^T R_k^{-1} C P_k^{HF}\big)^{-1} A^T + B Q_k B^T\Big)\Bigg)^{-1} \end{aligned} \tag{2.38}$$

De même, en substituant (2.28), (2.34) et (2.38) dans (2.36b), on obtient l'état fusionné par la méthode CI :

$$X_k^{CI} = P^{CI}\left(\omega {P_k^{KF}}^{-1} \hat{x}_k^{KF} + (1-\omega) {P_k^{HF}}^{-1} \hat{x}_k^{HF}\right) \tag{2.39}$$

où les variables de l'équation (2.39) et (2.38) sont définies par le tableau 2.3.

TABLE 2.3 – Variables de l'équation (2.39) et (2.38).

	Filtre de Kalman (KF)	Filtre H_∞ (HF)
Gain	K^{KF}	K^{HF}
Matrice de coveriance	P^{KF}	P^{HF}
État estimé	$\hat{x}^{KF}$	$\hat{x}^{HF}$

La variation du gain du canal prédit à l'instant $k+1$ peut être calculée comme suit :

$$\hat{h}_{k+1} = \left[AX_k^{CI}\right]_1 \tag{2.40}$$

où $[x]_1$ est le premier élément du vecteur X.

L'architecture de contrôle de puissance basé sur MKHF proposé est illustrée en figure 2.3, où l'on remarque la station de base servant à calculer l'adaptation de puissance $\beta_i(k)$, pour chaque utilisateur, selon l'algorithme d'optimisation discuté dans la section 2.3.1. Ce dernier aura besoin d'information sur l'état du canal à l'instant k et $k+1$ qui seront déterminés par le filtre mixte (Kalman/H_∞). Les paramètres de l'algorithme d'optimisation sont la puissance maximale et minimale ($\bar{p}_{max}$, $\bar{p}_{min}$) qui sont constantes pendant le cycle du contrôle. Le seuil de QoS qui est défini par γ^{tar} est considéré fixe réglable par l'opérateur de réseau.

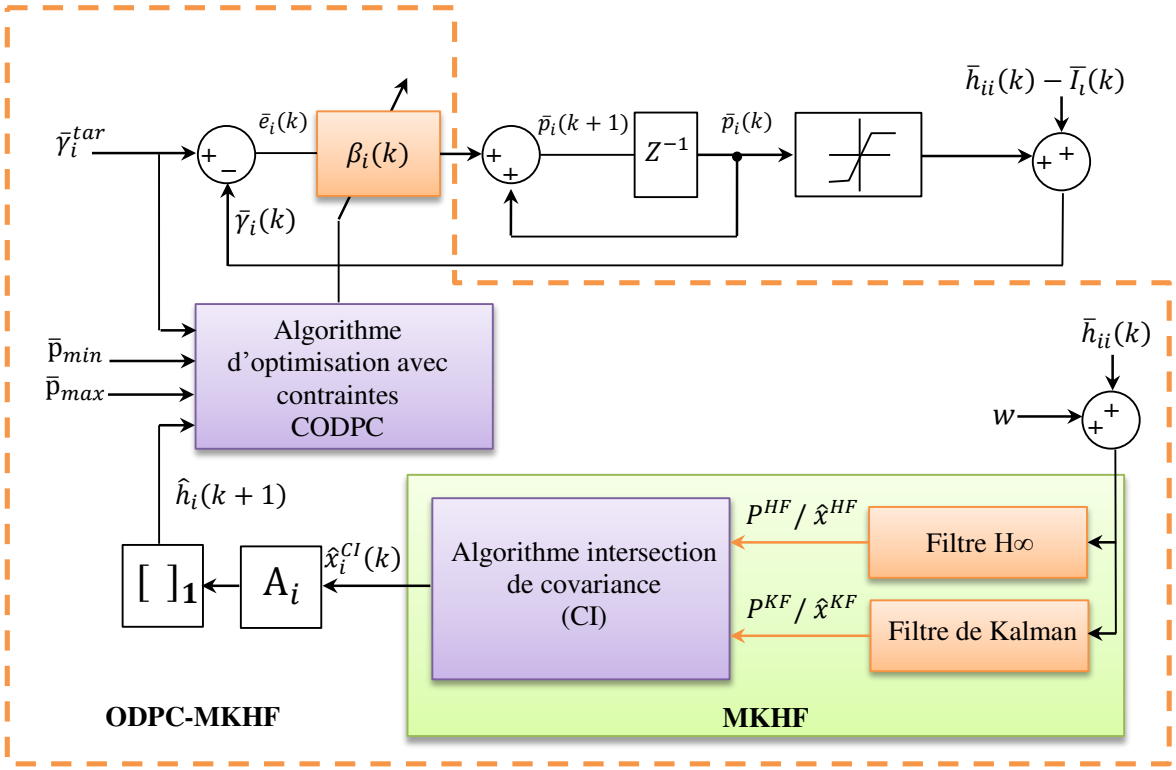


FIGURE 2.3 – Architecture de contrôle optimal de puissance distribué basée sur MKHF.

En ce qui concerne les filtres d'estimation, le modèle d'état utilisé est le même pour les deux filtres ; nous avons considéré le modèle **AR(1)** avec le coefficient suivant :

$$a = \frac{R_{xx}(1)}{R_{xx}(0)} = j_0(2\pi f_D T) \tag{2.41}$$

et la solution de l'équation (2.6) devient :

$$\sigma_l^2 = 1 - a^2 = 1 - (j_0(2\pi f_D T))^2 \tag{2.42}$$

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés au problème de l'optimisation de la puissance de transmission et de la QoS d'un réseau mobile sans fil. Afin de résoudre ce problème, nous avons étudié au cours de ce chapitre la modélisation du canal de transmission par le modèle **AR**, puis nous avons formulé le problème d'optimisation de puissance par un problème d'optimisation non linéaire sous contraintes, où la solution optimale est élaborée par les conditions de KKT. Nous avons présenté trois types de filtres d'estimation et de prédiction (KF, HF et MKHF) de l'état du canal et nous avons choisi le troisième (MKHF) qui est la combinaison entre les deux filtres, comme le filtre le plus robuste dans notre algorithme d'optimisation.

L'architecture de contrôle de puissance finale explique bien la contribution effectuée dans ce chapitre. Cette architecture sera considérée, dans le dernier chapitre (partie 1), comme la clé de route pour construire un modèle de simulation. Elle permet d'étudier finement la robustesse de notre algorithme vis-à-vis de l'effet du canal.

La contribution discutée durant ce chapitres a fait l'objet d'une publication dans [43], où nous avons proposé d'introduire un modèle dynamique de QoS, autrement dit SINR à seuil variable, dans l'algorithme CODPC-MKHF afin d'obtenir une QoS flexible. Cette proposition sera traitée dans le chapitre suivant par des outils de commande modernes.

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 la capacité. Seulement quelques travaux [10], [72], [73] 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 de l'automatique.

Dans la formulation d'origine proposée par [74] et reprise dans la plupart des travaux connexes [27], [8], le problème de contrôle de puissance avec QoS flexible est étudié par la commande H_2 et H_2/H_∞, mais deux inconvénients apparaissent dans les solutions du problème. Premièrement, l'expression utilisée pour l'adaptation de pondération dans le critère de performance, bien qu'elle présente une faible complexité de calcul, reste relativement restreinte. Deuxièmement, dans la synthèse de la loi de commande robuste, le vecteur d'entrée exogène a été négligé. Le premier de ces deux inconvénients peut être résolu par un contrôleur flou qui peut prendre en compte correctement les variations dans le lien radio. Pour le second inconvénient, nous pourrions penser que le vecteur d'entrée exogène n'influe pas sur la stabilité du système. De ce fait, la synthèse de loi de commande robuste reviendrait à considérer l'entrée exogène de manière indépendante du gain issu de la norme H_∞.

La suite de ce chapitre est organisée comme suit. Tout d'abord, 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 linéaire quadratique. Dans la section 3.3, nous proposons un contrôleur par logique floue pour l'adaptation de pondération du critère de performance. L'application des outils classiques de l'automatique, pour concevoir la loi de commande optimale, est discutée dans la section 3.4, tandis que la commande robuste est traitée dans la section 3.5. 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 :

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

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 [1] 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 des récepteurs, nous pouvons exprimer le rapport SINR par :

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

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 :

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

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

avec $\bar{p}_i(k)$ est la puissance émise par chaque émetteur, $\bar{I}(k)$ représente l'interférence multi-utilisateurs 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 $p_i(k)$. La tâche des algorithmes développés pour des applications QoS fixe [75],[76] sert à ajuster la puissance d'émission à la valeur

1. Le gain du canal prend en compte les caractéristiques du modèle de propagation radio (affaiblissement, effets de masque et les évanouissements rapides)

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 :

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

Cette erreur est directement appliquée au contrôleur (figure 3.1), ce dernier a ensuite servi de régler la puissance de transmission $p_i(k)$ selon l'équation suivante :

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

où β est un coefficient d'adaptation. Dans le cas de QoS flexible [27], le SINR désiré est ajusté selon, un critère de performance ayant un modèle dynamique :

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

où $\bar{\gamma}_{max}$ est le seuil maximal, pour lequel aucune amélioration n'est apportée à la QoS, et $u_i(k)$ est le signal de commande. De plus, l'algorithme (3.6) devient :

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

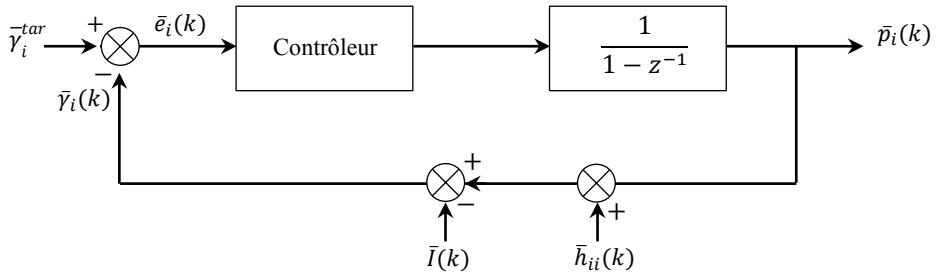


FIGURE 3.1 – Schéma bloc du système de contrôle de puissance.

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 $\bar{\gamma}_{max}$ 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 :

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

où x est le vecteur d'état qui contient l'indice de puissance et de QoS. Pour exprimer l'indice de puissance, on utilise l'écart $\bar{\varepsilon}_i^p$ définit par [27] :

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

Ainsi, l'équation (3.8) devient :

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

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

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

En utilisant (3.8) et (3.7) l'équation d'état s'écrit alors :

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

où

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

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

$$w(k) = \begin{bmatrix} \bar{\gamma}_{max} & (\bar{h}(k) - \bar{I}(k)) & \bar{p}_{min} \end{bmatrix}^T \tag{3.15}$$

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 $[B_2 \quad AB_2]$ 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 :

$$\begin{aligned} \min_{u_i(k)} \quad & \sum_{k=0}^{N} [x^T(k) Q(k) x(k) + R(k) u^2(k)] \\ s.t \quad & (3.12) - (3.14) \\ & Q(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad R(k) > 0. \end{aligned} \tag{3.16}$$

Dans cette formulation, la pondération $R(k)$ peut être utilisée pour favoriser l'économie de puissance ou l'amélioration de QoS. En effet pour de 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 $x^T(k)Q(k)x(k) = (\bar{p}(k) - \bar{p}_{min})^2$. 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 [27], les auteurs ont proposé d'adapter la pondération $R(k)$ selon l'expression :

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

où $\phi > 0$ est un coefficient défini par l'utilisateur et/ou le réseau ; il est 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 Adaptation de $R(k)$ par régulateur flou

Dans l'approche proposée par [27], l'adaptation de pondération $R(k)$ est basée sur l'erreur qui est la différence entre la mesure de SINR et la valeur maximale $\bar{\gamma}_{max}$, mais elle ne permet pas, dans certains cas, de gérer des configurations adaptatives aux contraintes de puissance ou d'interférence. Cependant, notre contribution consiste à utiliser un contrôleur flou pour calculer la pondération $R(k)$ selon les conditions énoncées précédemment.

La théorie des sous-ensembles flous a été introduite par Zadeh [77] par le bais des variables linguistiques, puis les premiers contrôleurs flous ont été mis au point par Mamdani [78], [79]. Le régulateur flou a pour but de gérer un processus en fonction des consignes données. Le régulateur flou est préconisé dans notre cas, puisque le contrôle fait appel à des connaissances exprimées en langage naturel et difficiles à traduire numériquement de manière précise. Ces connaissances sont : les variations de la puissance de transmission, les variations du gain effectif du canal et la QoS.

Le contrôleur flou proposé, dans sa forme la plus simple, est représenté à la figure 3.2. En effet, le contrôleur évalue la pondération $R(k)$ la plus approprie pour être allouée au critère de performance de chaque utilisateur et détermine la loi de commande optimale qui maximise la QoS avec une puissance minimale. Chaque variable d'entrée est divisée en plusieurs fonctions d'appartenance qui donnent un degré de vérification de la variable. En combinant les valeurs d'appartenance des entrées par la base de règles, la pondération $R(k)$ est déterminée.

La synthèse de notre régulateur flou, de façon plus détaillée, sera traitée dans le chapitre 4. Pour plus d'informations sur la théorie de la logique floue, [80] constitue une bonne référence.

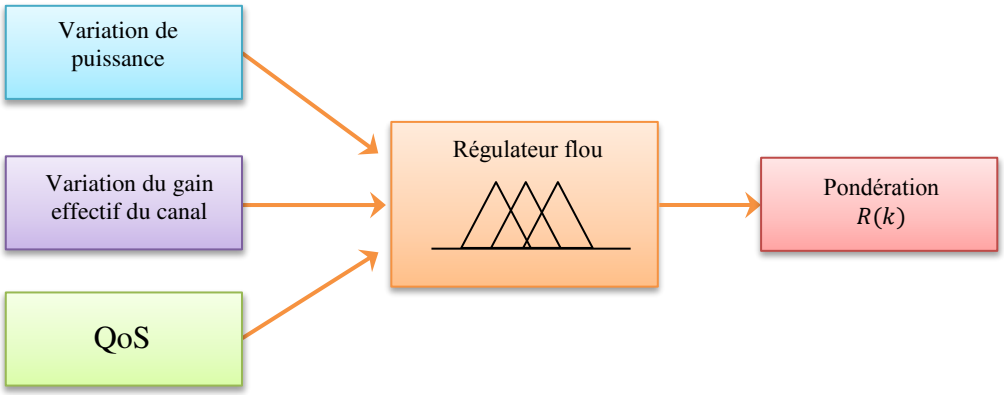


FIGURE 3.2 – Schéma simplifié du régulateur flou de pondération $R(k)$.

3.4 Synthèse de la loi de commande optimale

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

$$Q = (Q^{\frac{1}{2}})^T Q^{\frac{1}{2}}, \quad R = (R^{\frac{1}{2}})^T R^{\frac{1}{2}} \tag{3.18}$$

Définissons les matrices :

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad D_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ R^{\frac{1}{2}}(k) \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

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 :

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

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

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

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad D_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ R^{\frac{1}{2}}(k) \end{bmatrix}$$

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

3.4.1 Loi de commande LQR

La première solution proposée pour trouver la commande par retour d'état, est la commande LQR [2]. Considérons le système dynamique à temps discret défini par :

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + B_2 u(k), \quad x(0) = x_0 \\ z(k) &= C_1 x(k) + D_{12} u(k) \end{aligned} \tag{3.22}$$

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

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} x^T(k) Q x(k) + u^T(k) R u(k), \tag{3.23}$$

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

$$u(k) = F(k)x(k) \tag{3.24}$$

$$F = -\left[R + B_2^T P B_2\right]^{-1} B_2^T P A \tag{3.25}$$

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

$$P = A^T P A - A P B_2 \left[R + B_2^T P B_2\right]^{-1} B_2^T P A + Q \tag{3.26}$$

La figure 3.3 représente le système en boucle fermée avec la commande LQR.

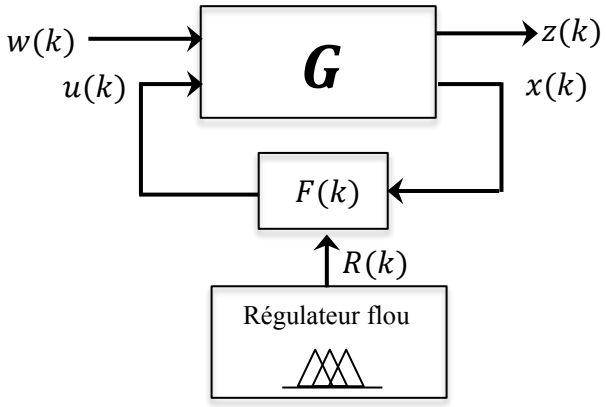


FIGURE 3.3 – Commande LQR par retour d'état.

3.4.2 Loi de commande H_2 avec information complète

On profite de la disponibilité de l'entrée exogène $w(k)$ et les variables d'état $[\bar{\varepsilon}^p \quad \bar{\gamma}^{tar}]^T$ à chaque instant pour synthétiser la loi de commande optimale. Ceci nous a conduit à la commande H_2 avec information complète [81], [82]. Le système en boucle fermée avec la commande H_2 est représenté par la figure 3.4.

2. Dans le problème de la commande LQR, on suppose que le vecteur d'état est disponible au contrôleur.

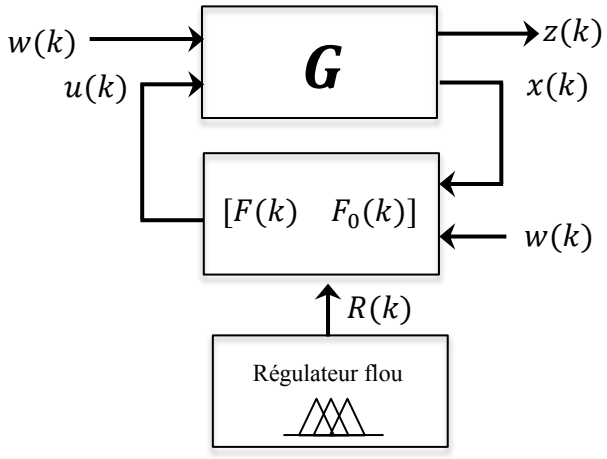


FIGURE 3.4 – Commande H_2 par retour d'état avec information complète.

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

$$u(k) = F(k)x(k) + F_0(k)w(k) \tag{3.27}$$

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 :

$$\bar{R} = D_{12}^T D_{12} + B_2^T P B_2 \tag{3.28}$$

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

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

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 :

$$P = A^T P A - F^T \bar{R} F + C_1^T C_1 \tag{3.31}$$

3.5 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 3.4. Mais dans les systèmes réels, il existe des incertitudes qui n'ont pas été 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 foi 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 [83], [84], [85]. 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.

3.5.1 Modélisation avec incertitudes

On considère le modèle présenté dans la section 3.2. 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 :

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

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.

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

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

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

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

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

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

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

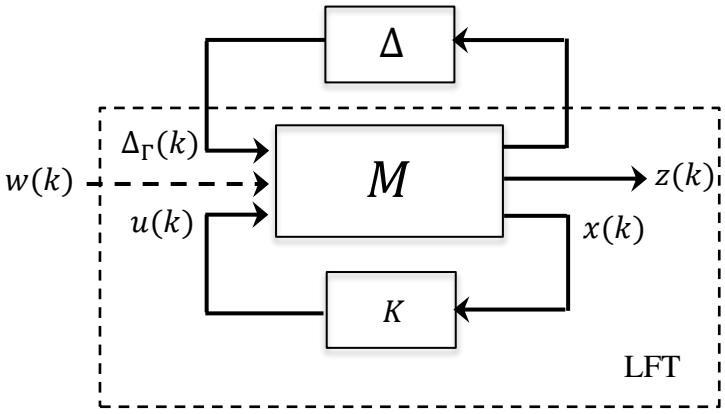


FIGURE 3.5 – Système en boucle fermé avec incertitudes.

$\Delta_\Gamma(k)$ représente la somme des incertitudes. La matrice D_{13} est choisie de manière que l'objectif de la commande H_2 est maintenu. Le modèle, en boucle fermée, peut être mis sous forme LFT, selon la figure 3.5. K est le correcteur que l'on cherche à synthétiser. La transformation fractionnaire linéaire (LFT) inférieure, sans considération de l'entrée w, est définie par :

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

avec M est la fonction de transfert décrivant les interconnexions entre Δ_Γ, u, z et y.

$$\begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} \Delta_\Gamma \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta_\Gamma \\ u \end{bmatrix} \tag{3.37}$$

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 [81]. Le théorème (3.1) permet de déterminer la condition suffisante de stabilité du système en boucle fermée présenté à la figure 3.5.

Théorème 3.1. *Théorème du petit gain [81] :*
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 tell 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 (3.36).

3.5.2 Synthèse de loi de commande H_2/H_∞

Le contrôleur par retour d'état statique 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. *[86]*

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 :

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

avec : $B_E = [B_3 \quad B_2]$, $D_E = [D_{13} \quad D_{12}]$, $S = [0 \quad I]$, et P la solution définie positive de l'équation de Riccati suivante :

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

La démonstration du théorème existe dans [87], [86]. 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 $\lambda \to \infty$, 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 (3.4) est remplacé par sa valeur estimée.

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

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 (3.30) à la loi de commande par H_2/H_∞ :

$$u(k) = K(k)x(k) + F_0(k)w(k) \tag{3.41}$$

Le système en boucle fermée avec la commande robuste et le régulateur flou est représenté par la figure 3.6.

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés 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 des lois de commande optimales et robustes basées sur la logique floue.

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,

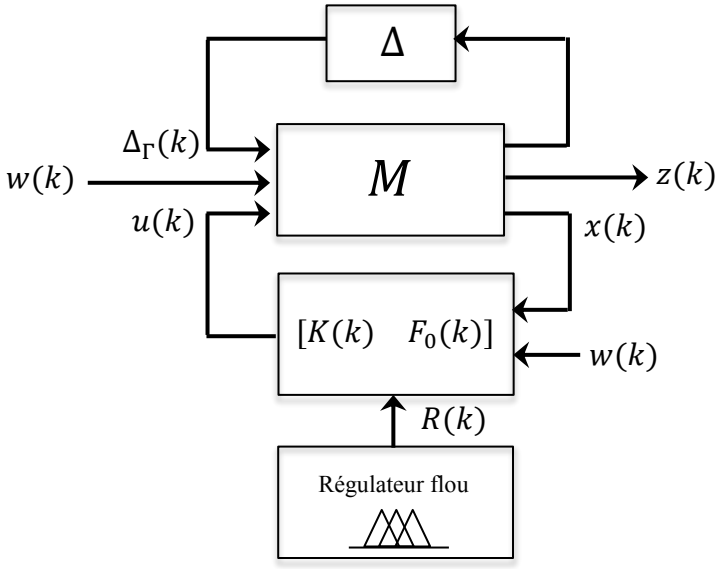


FIGURE 3.6 – Commande robuste H_2/H_∞ avec régulateur flou.

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 avec la logique floue. 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. Ainsi, l'utilisation du contrôleur flou permet d'adapter la pondération du critère selon les variations de puissance et d'interférence et via une description linguistique du problème.

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_∞.

Dans le prochain chapitre (partie 2), nous mettons en évidence une stratégie d'adaptation, basée sur la logique floue, pour la pondération du critère de performance, afin de l'utiliser dans la simulation et la comparaison des lois de commande proposées.

Chapitre 4

Simulations et résultats

Partie 1 : Simulation de contrôle optimal de puissance distribué par le filtrage mixte Kalman/H_∞

4.1 Introduction

Dans le chapitre 2, nous avons présenté une méthode d'optimisation de la puissance de transmission et de la QoS d'un réseau sans fil, basée sur l'optimisation non linéaire sous contraintes. Dans cette partie, nous utilisons cette méthode dans la simulation du réseau sans fil cellulaire de type WCDMA afin d'évaluer les performances de l'algorithme proposé.

Dans un premier temps, nous comparons les performances de notre algorithme en termes de convergence par rapport à d'autres algorithmes connus dans la littérature. Ensuite, dans le cas d'un canal à évanouissement, nous introduisons dans notre modèle de simulation un filtre basé sur la combinaison entre le filtre de Kalman et le filtre H_∞ (MKHF) pour estimer et prédire l'état du canal. Ainsi, nous déterminons dans cette phase, le paramètre λ le plus adéquat à la minimisation de l'effet du bruit sur l'état estimé. De plus, nous montrons la robustesse de l'algorithme proposé basé sur MKHF dans le cas où il aura des incertitudes dans les mesures de SINR pour différentes vitesses de déplacement.

La suite de cette partie est organisée comme suit : Dans la section suivante, nous décrivons le modèle de simulation et les algorithmes utilisés, suivés par une discussion des résultats de simulation sous différents scénarios et paramètres. Enfin, nous résumons dans la conclusion, les principaux résultats obtenus.

4.2 Simulation

Dans cette section, nous discutons les résultats de simulation illustrant les performances des algorithmes proposés. Nous commençons tout d'abord par une description générale de notre modèle de simulation. Ensuite, nous présentons les principaux résultats obtenus.

4.2.1 Algorithmes de simulation

Le modèle de simulation est basé principalement sur les algorithmes suivants :

Algorithme de contrôle optimal de puissance avec contraintes (CODPC)

Cet algorithme est bien présenté dans le chapitre 2 ; il constitue le fondement de toutes les simulations effectuées dans ce chapitre. Le résumé de cette procédure est présentée par l'algorithme 3.

Algorithme 3 : Algorithme de CODPC

```
// Contrôle optimal de puissance avec contraintes
Entrées : p̄_i(k), p̄_min, p̄_max, γ̄_i^tar, Γ̄_i(k), Γ̄_i(k+1)
Sorties : p̄_i(k+1)
pour chaque utilisateur i faire
    si (Γ̄_i(k+1) > γ̄_i^tar − p̄_min) alors
        p̄_i(k+1) ← p̄_min
    sinon
        si (Γ̄_i(k+1) < γ̄_i^tar − (2p̄_max − p̄_min)) alors
            p̄_i(k+1) ← p̄_max
        sinon
            si (ē_i(k) ≠ 0) alors
                β_i(k) = 1 + (2Γ̄_i(k) − Γ̄_i(k+1) + p̄_min − γ̄_i^tar) / (2ē_i(k))
            sinon
                β_i(k) = 0
            fin
            p̄_i(k+1) = p̄_i(k) + β_i(k)ē_i(k)
        fin
    fin
fin
```

Algorithme de filtrage mixte Kalman/H_∞

Le but de cette stratégie est la combinaison entre deux filtres Kalman et H_∞ pour élaborer un estimateur prédicteur optimal et robuste. La procédure de filtrage mixte, que nous appelons MKHF dans ce qui suit, est brièvement présentée par l'algorithme 4.

Algorithme 4 : Algorithme de MKHF

// Filtrage mixte Kalman/H_∞
Entrées : $A, P^{KF}(k),\ P^{HF}(k),\ \hat{x}^{KF}(k),\ \hat{x}^{HF}(k)$
Sorties : $\hat{h}(k+1),\ \hat{h}(k)$
pour chaque *utilisateur* i **faire**
  // Combinaison convexe :
  $fun = \left(\omega P^{KF^{-1}}(k) + (1-\omega)P^{HF^{-1}}(k)\right)^{-1}$
  $[\omega, P^{CI}] = fmincon(fun,\ 0,\ [\,],\ [\,],\ [\,],\ [\,],\ 0,\ 1)$
  $X^{CI}(k) = P^{CI}\left(\omega P^{KF^{-1}}(k)\hat{x}^{KF}(k) + (1-\omega)P^{HF^{-1}}(k)\hat{x}^{HF}(k)\right)$
  $\hat{h}(k) = X^{CI}(k)$
  $\hat{h}(k+1) = A\hat{h}(k)$
fin

Ainsi, nous donnons dans l'algorithme 5 et 6 respectivement la procédure de filtre de Kalman (KF) et de filtre H_∞.

Algorithme 5 : Algorithme de KF

// Filtre de Kalman discret
Entrées : $A,\ C,\ Q,\ R,\ \hat{x}^{KF},\ y(k)$
Sorties : $K^{KF},\ P^{KF},\ \hat{x}^{KF}$
pour chaque *utilisateur* i **faire**
  // Calcul de la solution de l'équation algébrique de Riccati :
  P^{KF}=$dare(A^T,\ C^T,\ Q,\ R)$
  // Calcul du gain de filtre :
  $K^{KF} = AP^{KF}C^T\left(CP^{KF}C^T + R\right)^{-1}$
  // Mise à jour de l'équation d'état :
  $\hat{x}^{KF} = A\hat{x}^{KF} + K^{KF}(y(k) - C\hat{x}^{KF})$
fin

Algorithme 6 : Algorithme de HF

// Filtre H_∞ discret
Entrées : $A,\ C,\ D,\ L,\ Q,\ R,\ \hat{x}^{HF},\ y(k)$
Sorties : $K^{HF},\ P^{HF},\ \hat{x}^{HF}$
pour chaque *utilisateur* i **faire**
  // Calcul de la solution de l'équation algébrique de Riccati :
  $\bar{D} = L^T DL$
  P^{HF}=$dare(A^T,\ I,\ Q,\ (C^T R^{-1}C - \lambda\bar{D})^{-1})$
  // Calcul du gain de filtre :
  $K^{HF} = AP^{HF}\left(I - \lambda\bar{D}P^{HF} + C^T R^{-1}CP^{HF}\right)^{-1}C^T R^{-1}$
  // Mise à jour de l'équation d'état :
  $\hat{x}^{HF} = A\hat{x}^{HF} + K^{HF}(y(k) - C\hat{x}^{HF})$
fin

TABLE 4.1 – Paramètres de simulation principaux

Paramèters	Notations	Unités
Numbres d'utilsateurs	$K = 10$	-
Numbres d'itérations	$M = 600$	-
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 seuil	$\bar{\gamma}^{tar} = -6$	dB
Bande passante du canal	$W = 5$	MHz
Order du Modèle AR	$l = 2$	-
Vitesse du mobile	$v = 10$	Km/h

4.2.2 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 basée sur un pas de temps fixe égal à la durée d'adaptation de puissance, $T_p = \frac{1}{f_P} = 0.667\ ms$. 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.

Par souci de simplicité, nous avons considéré le même modèle d'état pour les deux filtres. Les paramètres de HF sont similaires à [41], [42], avec :

$$R = 1, \quad Q = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}, \quad D = \begin{bmatrix} 20 & 0 \\ 0 & 20 \end{bmatrix}, \quad L = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

4.2.3 Résultats de simulation

Plusieurs simulations sous différents scénarios et paramètres sont effectuées pour étudier le comportement des algorithmes proposés. Dans cette partie, nous résumons les résultats les plus concluants.

Comparaison avec d'autres algorithmes de DPC

Afin d'évaluer l'algorithme proposé, nous simulons et comparons, tout d'abord, les performances de l'algorithme CODPC proposé à deux algorithmes, de contrôle de puissance distribué, couramment utilisés dans la littérature ; à savoir, l'algorithme DCPC (*distributed constrained power control*) [88], [89] et l'algorithme de contrôle de puissance par jeu de Nash (NGPC : *Nash game power control*) [90].
Les fonctions de mise à jour de DCPC et NGPC sont respectivement données par les équations suivantes :

$$p_i(k+1) = \min\left\{\frac{\gamma_i^{tar}}{\gamma_i(k)}p_i(k), p_{max}\right\}, \quad i = 1\dots K \tag{4.2}$$

$$p_i(k+1) = \begin{cases} \gamma_i^{tar}\left(\frac{p_i(k)}{\gamma_i(k)}\right) - \frac{b_i}{2c_i}\left(\frac{p_i(k)}{\gamma_i(k)}\right)^2 & \text{si positive} \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{4.3}$$

Dans l'équation (4.3), le rapport $\frac{b_i}{c_i}$ doit être choisi pour satisfaire l'inégalité suivante :

$$\frac{b_i}{c_i} \leq \frac{(\gamma_i^{tar})^2}{2p_{max}} \tag{4.4}$$

En simulation, tous les utilisateurs transmettant, initialement, avec une puissance minimale $\bar{p}_i(0) = \bar{p}_{min} = -49$ dBm et tous les utilisateurs ont le même seuil $\bar{\gamma}^{tar} = -6$ dB ; de plus la valeur choisie de $\frac{b_i}{2c_i}$ est 0.85.

La figure 4.1 montre la convergence de la puissance de transmission en fonction des itérations de l'algorithme CODPC par rapport à d'autres algorithmes DCPC et NGPC. Nous considérons ici un canal statique de gain égale à 0 dB. On peut constater sur la figure 4.1 que l'algorithme proposé converge plus rapidement que ceux des méthodes DCPC et NGPC, en effet, les deux méthodes prennent plus de 15 itérations pour obtenir 0.01% de ces valeurs en régime permanent ; par contre notre approche se stabilise à la dixième itération. Ceci peut être interprété par le fait que la solution optimale de l'algorithme d'optimisation converge rapidement vers l'optimum global, qui est la solution unique. Cette caractéristique de convergence sert à suivre rapidement l'évanouissement du canal, notamment dans le déplacement rapide de la station mobile (*fast fading*).

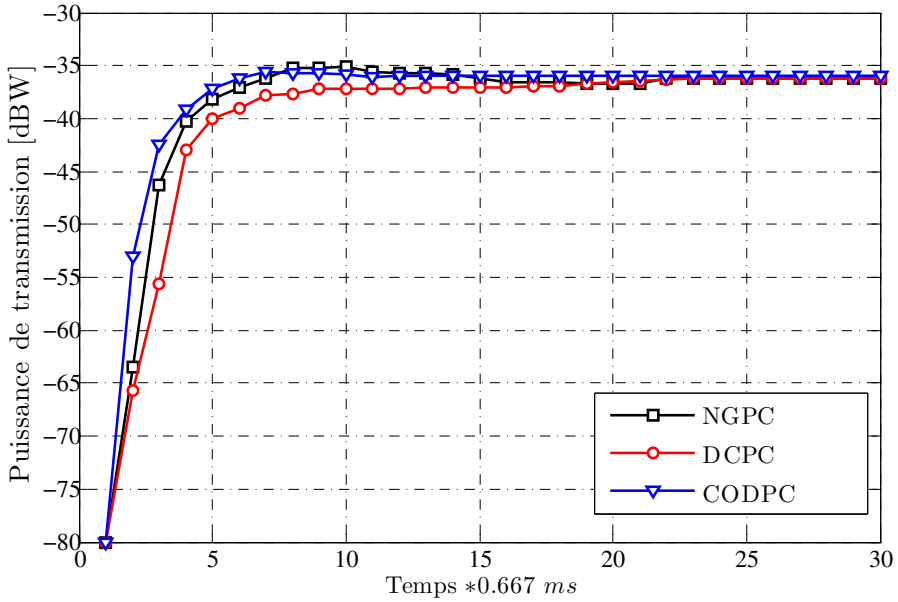


FIGURE 4.1 – Comparaison de convergence de puissance entre l'algorithme proposé et DCPC, NGPC pour un utilisateur sélectionné

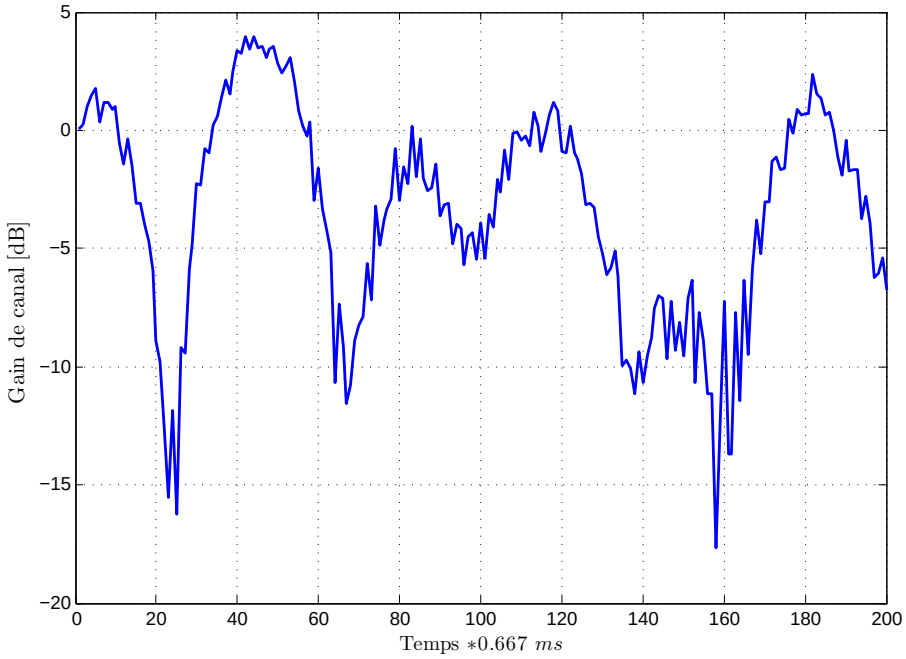
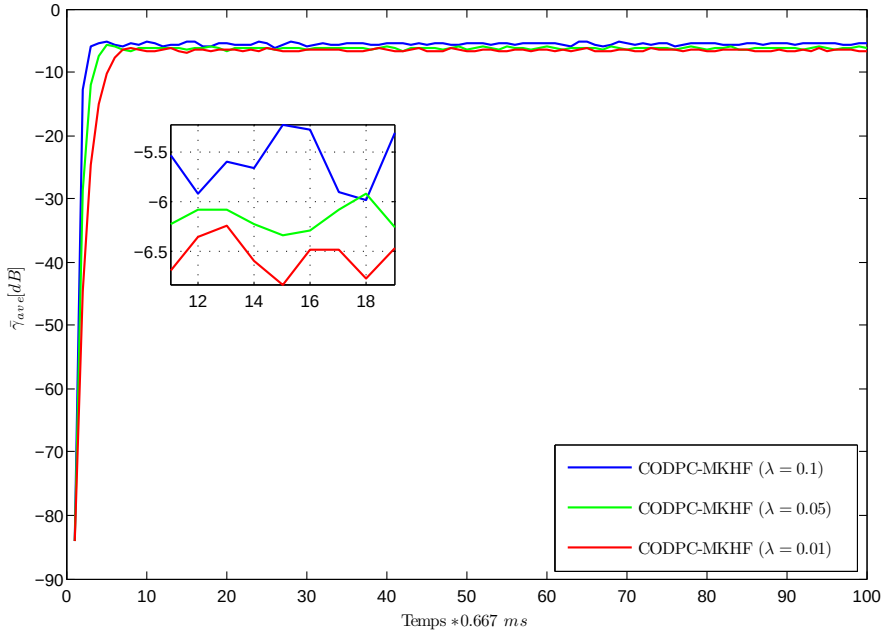


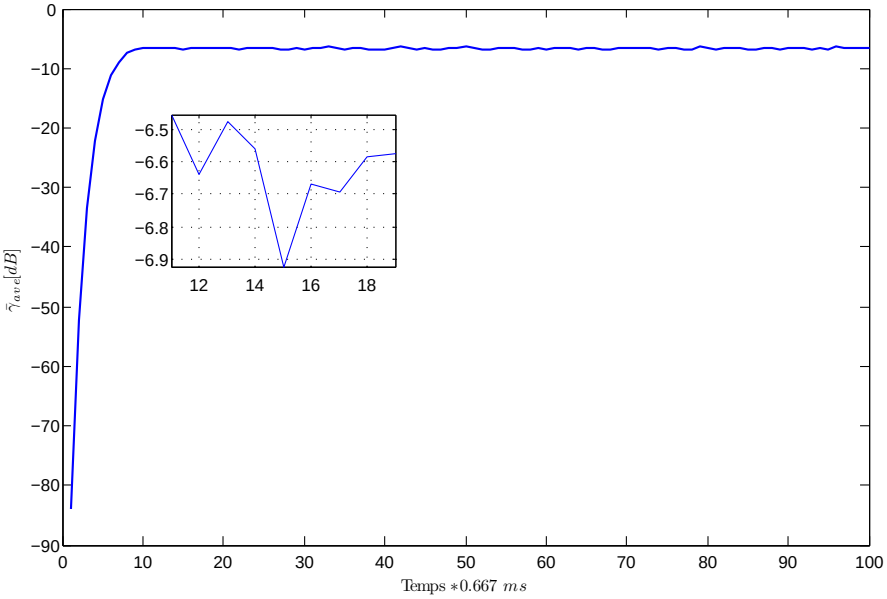
FIGURE 4.2 – Variation du gain de canal toléré par un bruit de $SNR = 20$ dB, $v = 10$ km/h

Effet du paramètre λ

Après avoir évalué la convergence de notre algorithme par rapport à d'autres algorithmes connus dans la littérature, nous effectuons dans cette partie la comparaison de l'algorithme de contrôle de puissance basé sur MKHF et celui basé sur le filtre de Kalman. Nous considérons dans la simulation un canal de Rayleigh à un trajet, toléré par un bruit blanc gaussien complexe de SNR=20 dB.



(a)



(b)

FIGURE 4.3 – évolution de SINR moyen pour un canal bruité
($v = 10\ km/h,\ SNR = 20\ dB,\ \bar{\gamma}^{tar} = -6\ dB$)
(a) CODPC-MKHF avec trois différentes valeurs de λ,
(b) CODPC basé sur le filtre de Kalman uniquement,

La figure 4.2 montre la variation du gain pour un canal à un trajet avec $v = 10\ km/h$, la distorsion de bruit ajoutée est utilisée pour tester la robustesse des algorithmes contre les perturbations externes. Pour l'algorithme CODP-MKHF nous comparons ses performances en utilisant trois valeurs différentes de λ. Ainsi, par souci de lisibilité des résultats, on trace le moyen de SINR pour chaque itération, avec :

$$\bar{\gamma}_{ave}(k) = \frac{1}{K}\sum_{i=1}^{K}\bar{\gamma}_i(k) \tag{4.5}$$

La figure 4.3(a) montre l'allure de $\bar{\gamma}_{ave}(k)$ dans le cas de CODPC basé sur le filtre de Kalman uniquement, et la même allure dans la figure 4.3(b) pour différentes valeurs de λ dans le cas de CODPC-MKHF. En effet, dans la figure 4.3(b), la courbe d'évolution $\bar{\gamma}_{ave}(k)$ est plus sensible aux bruits lorsque $\lambda = 0.1$, mais les performances en termes de temps de réponse sont agréables. Par contre, avec $\lambda \leqslant 0.01$ l'algorithme a suivi lentement la trajectoire $\bar{\gamma}^{tar}$ mais reste relativement insensible aux bruits. Ainsi, on trouve les mêmes interprétations dans le cas de CODPC basé sur le filtre de Kalman, ce qui explique l'équivalence entre le MKHF et le filtre de Kalman lorsque $\lambda \to 0$. Alors, nous choisissons dans ce qui suit le paramètre λ entre 0.01 et 0.1.

Effet de l'évanouissement de canal

Dans cette partie, l'évaluation de notre filtre proposé est présentée. Pour cela, nous utilisons un canal à évanouissement rapide de type Rayleigh selon le modèle de Jakes, et nous comparons l'estimation du canal par notre algorithme (MKHF) par rapport à d'autres techniques d'estimation (KF et HF). La figure 4.4 représente le tracé du gain généré par la fonction Matlab *rayleighch ( )* et le gain estimé par les trois méthodes.

Nous pouvons remarquer que l'erreur d'estimation, dans le cas de MKHF, est moins significative par rapport aux autres méthodes KF et HF et surtout lorsque le canal subit un évanouissement profond.

Effet de l'erreur d'estimation du SINR et de la vitesse du mobile

Dans les systèmes réels, il existe des erreurs dans l'estimation du SINR, qui n'ont pas été pris en compte dans les simulations précédentes. Ces erreurs sont constituées par exemple, par des incertitudes du modèle, des dynamiques négligées et des paramètres à valeur mal connue, entraînant ainsi des oscillations du SINR estimé dans la station de base et provoquent par conséquent une instabilité du système de contrôle de puissance.
On note ici que dans la simulation aucune méthode d'estimation du SINR n'a été utilisée, mais l'implémentation de cette méthode dans la boucle de contrôle est un sujet de recherche en soi.

Pour examiner la robustesse de l'algorithme proposé basé sur MKHF, nous simulons l'impact de l'erreur d'estimation du SINR en ajoutant une incertitude à la mesure du SINR, par différents pourcentages, et l'on effectue la simulation à différentes vitesses, allant de 10 Km/h à 200 Km/h.

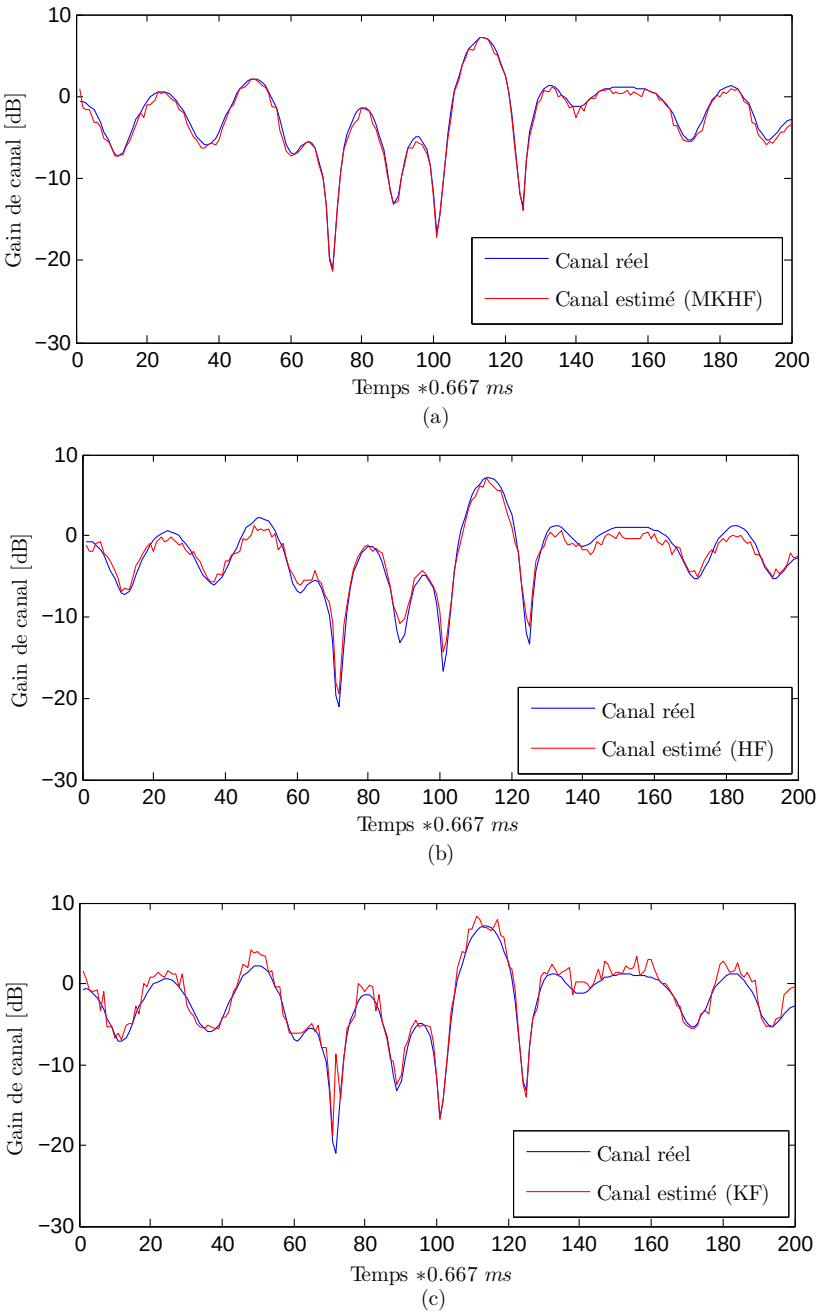


FIGURE 4.4 – Comparaison entre le gain de canal réel et estimé pour les trois méthodes ($v = 10\ km/h$) :
(a) estimation par MKHF ($\lambda = 0.05$), (b) estimation par HF ($\lambda = 0.05$), (c) estimation par KF.

La figure 4.5 représente la comparaison entre les trois méthodes d'estimation proposées (MKHF, KF et HF) dans un plan de surface 3D qui présente l'erreur de contrôle de puissance (PCE) en fonction de la vitesse du mobile et de l'erreur d'estimation.

PCE est calculé [35] dans chaque itération comme suit :

$$PCE_i = \left(\frac{1}{M} \sum_{k=1}^{M} \left[\bar{\gamma}_i^{tar} - \bar{\gamma}_i(k) \right]^2 \right)^{\frac{1}{2}} \tag{4.6}$$

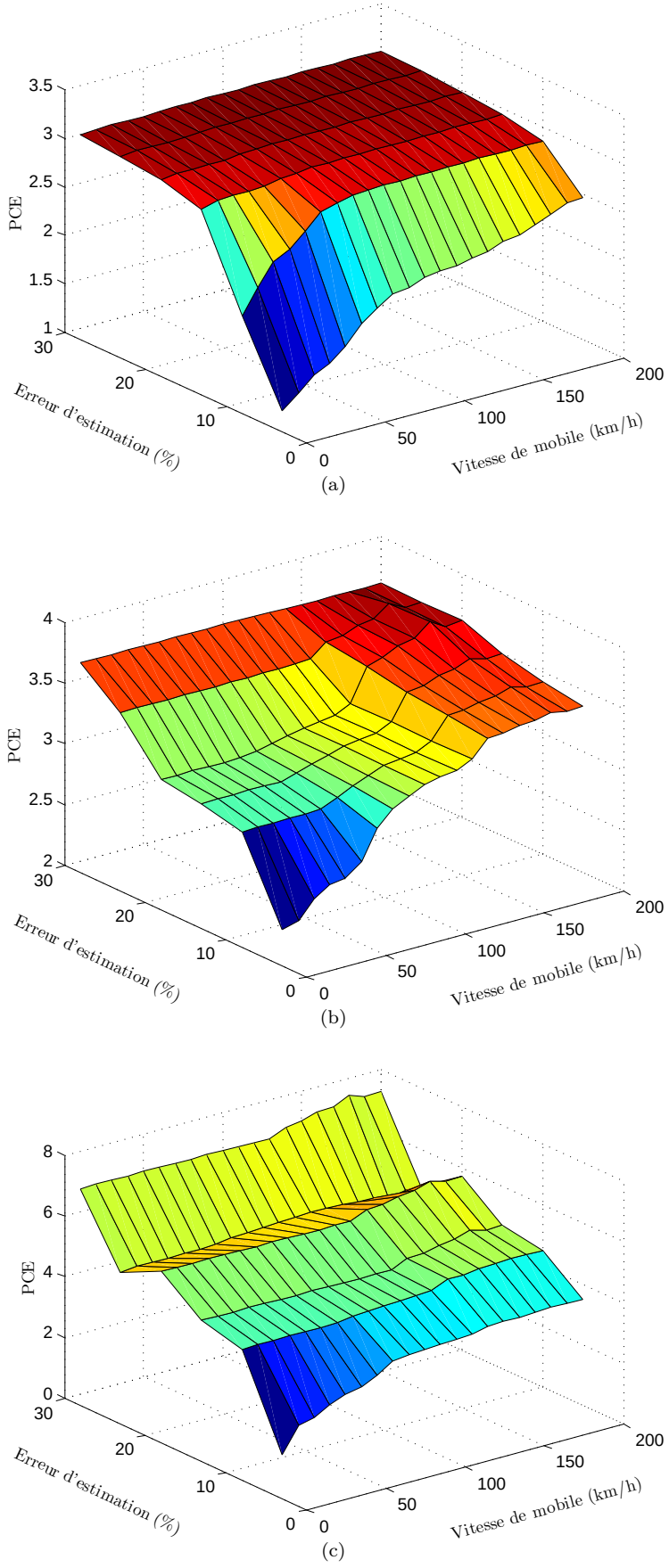


FIGURE 4.5 – Comparaison de l'erreur de contrôle de puissance pour les trois méthodes : (a) Algorithme basé sur MKHF, (b) Algorithme basé sur HF, (c) Algorithme basé sur KF.

D'après la comparaison entre les figures 4.5 (a), (b) et (c), on peut voir l'efficacité de l'algorithme proposé (MKHF) en terme de PCE, qui est relativement meilleur que les autres algorithmes basés uniquement sur KF et HF. En effet, dans MKHF, nous avons considéré le même modèle d'état que nous avons utilisé dans KF et HF, et par conséquent, le MKHF peut combiner effectivement les avantages de KF et de HF par l'utilisation de l'algorithme de CI (cf. chapitre 2 - section 2.4.3) et réduire l'écart de l'erreur. De plus, les résultats montrent la robustesse de notre algorithme devant l'erreur d'estimation ; pour les incertitudes supérieures à 15% de la valeur nominale, l'écart de l'erreur reste constant pour toutes les vitesses. Ceci indique que la valeur optimale du gain de puissance se situe dans les limites inférieures ou supérieures, et que la station mobile transmettra par la puissance $\bar{p}_{min}$ ou $\bar{p}_{max}$, (cf. Algorithme 3).

Enfin, dans cette simulation, l'algorithme basé sur MKHF présente un meilleur comportement que celui basé sur HF et KF. Toutefois, pour les modèles **AR** d'ordre supérieur, la complexité de calcul de l'algorithme basé sur MKHF est plus importante que celle d'autres algorithmes (HF ou KF).

4.3 Conclusion

Dans cette partie, nous avons évalué les performances des algorithmes proposés. Dans un premier temps, nous avons comparé la convergence de l'algorithme CODPC avec deux algorithmes de contrôle de puissance distribué, et les résultats de simulation indiquent une performance satisfaisante du CODPC par rapport au DCPC et NGPC en régime transitoire. Et par conséquent, cette méthode de contrôle a assuré une bonne réponse lors de changements rapides du canal. Ensuite, l'algorithme de contrôle de puissance avec MKHF est implémenté, où nous avons cherché, par simulation, la valeur la plus favorable de λ qui assure la moins sensibilité au bruit. Cette valeur de λ a montré une erreur d'estimation plus faible que le filtre de Kalman ou de H_∞. Ainsi, la comparaison de l'erreur de contrôle de puissance de l'algorithme CODPC-MKHF par rapport à l'algorithme CODPC basé seulement sur KF ou HF a bien expliqué la robustesse de l'algorithme proposé et son efficacité dans le cas de déplacement de station mobile à grande vitesse.

Partie 2 : Simulation et analyse comparative des lois de commande LQR, H_2 et H_2/H_∞ basées sur la logique floue

4.4 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. Nous développons dans cette partie, une stratégie d'adaptation, basée sur la logique floue, de la pondération du critère quadratique de performance. Cette stratégie nous permet de calculer la loi de commande optimale qui maximise la QoS avec une consommation minimale d'énergie. Ainsi, nous discutons dans cette partie, quelques analyses comparatives des algorithmes proposés, pour essayer de parvenir à un algorithme de commande optimale et robuste.

La suite de cette partie est organisée comme suit : Nous allons tout d'abord rappeler le modèle de simulation. Nous étudions, dans la section 4.6, le comportement transitoire des algorithmes proposés. Ensuite, nous déterminons, dans la section 4.7, la valeur optimale de β qui permet de minimiser l'écart-type de l'erreur de poursuite. Dans la section 4.8, nous proposons une solution, basée sur la logique floue, pour l'adaptation de pondération R du critère quadratique de performance afin de l'utiliser dans la boucle de contrôle. La section 4.9 présente une étude comparative des algorithmes proposés. L'évaluation des performances, sous l'effet d'incertitude de mesure, est présentée dans la section 4.10. Enfin, la section 4.11 conclut cette partie.

4.5 Modèle de simulation

Les simulations effectuées durant cette partie sont basées sur le modèle présenté dans la section 4.2.2. Les paramètres de simulation sont donnés dans le tableau 4.2.

4.6 Étude de la convergence

Nous avons déjà discuté la convergence de l' CODPC dans section 4.2.3, cet algorithme sera considéré comme 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 $\bar{\gamma}^{tar}$.

TABLE 4.2 – Paramètres de simulation principaux

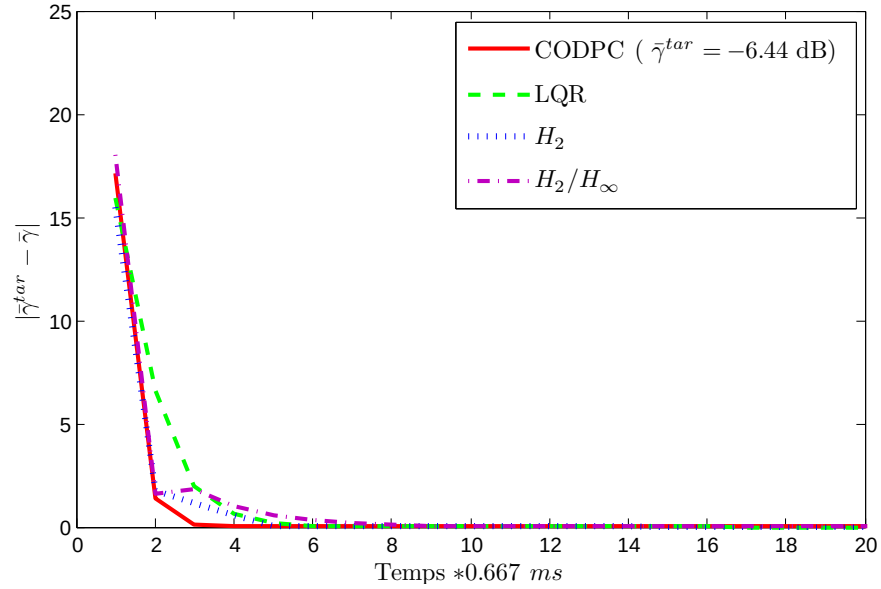
Paramèters	Notations	Unités
Numbres d'utilssatuers	$K = 10 \cdots 200$	-
Numbres d'itérations	$M = 200$	-
Fréquence de contrôle de puissance	$f_P = 1.5$	kHz
Puissance de bruit thermique	$\sigma^2 = -103$	dBm
Puissance de transmission minimale	$\bar{p}_{min} = -49$	dBm
Puissance de transmission maximale	$\bar{p}_{max} = 21$	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	$v = 10 \ldots 150$	Km/h

La figure 4.6 montre les courbes de convergence de $\bar{\gamma}(k)$ vers $\bar{\gamma}^{tar}(k)$, ($\bar{\gamma}^{tar} = \bar{\gamma}_{max}$ 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 4.6a et $\beta = 0.7$ dans la figure 4.6b. 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.

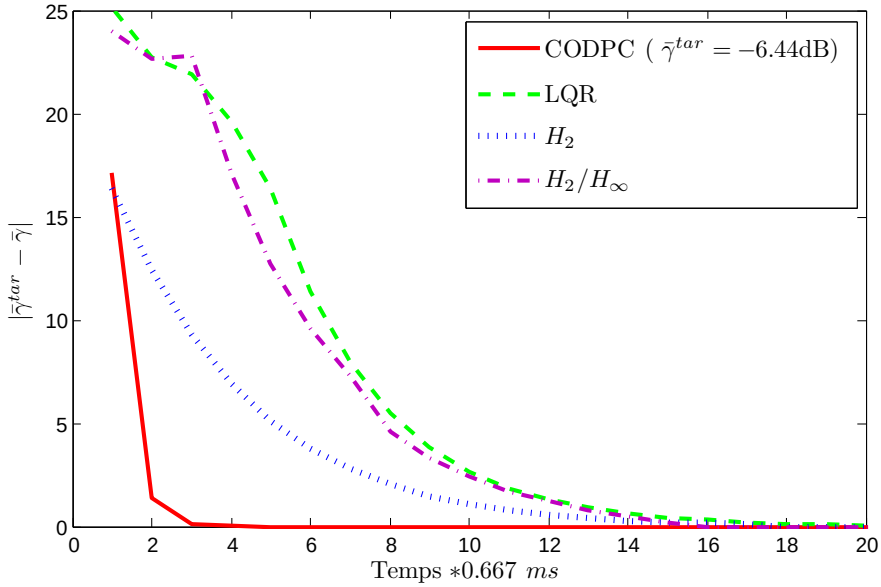
4.7 Optimisation du paramètre β

Malheureusement, la méthode proposée (CODPC) d'optimisation de β est non applicable dans les commandes examinées dans cette partie ; 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, 50 km/h et 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 $\sigma_{\bar{\gamma}}$:

$$\sigma_{\bar{\gamma}} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}[\bar{\gamma}_i(k) - \bar{\gamma}^{tar}(k)]^2}, \tag{4.7}$$



(a)



(b)

FIGURE 4.6 – 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 4.7 représente les variations de l'écart-type de l'erreur de suivi en fonction de β pour les trois algorithmes de commande LQR, H_2 et H_2/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 H_2/H_∞ offre la meilleure performance par rapport aux commandes H_2 et LQR. Donc, dans les simulations suivantes, nous utilisons β dans l'intervalle [0.1 0.3].

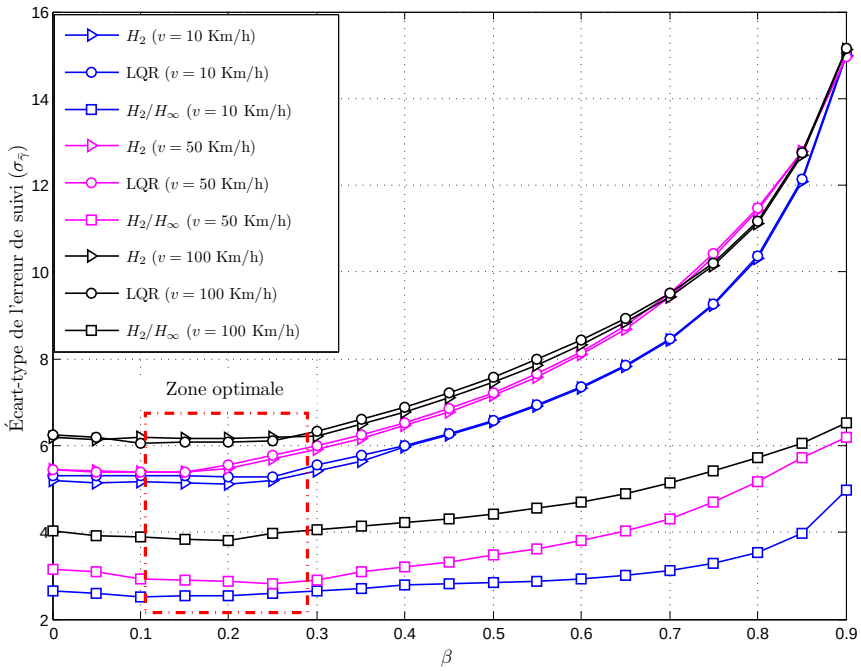


FIGURE 4.7 – Écart-type de l'erreur de suivi en fonction de β.

4.8 Adaptation de pondération R par la logique floue

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 selon l'expression :

$$R_i(k) = \max\left\{\phi[\bar{\gamma}_{max} - \bar{\gamma}_i(k)], \epsilon\right\} \tag{4.8}$$

D'ailleurs, notre contribution s'est principalement portée sur l'adaptation de $R_i(k)$ par régulateur flou. Pour évaluer cette contribution, nous proposons dans cette section de comparer les performances des lois de commande basées sur un régulateur flou par rapport aux celles qui sont basées sur l'expression (4.8).

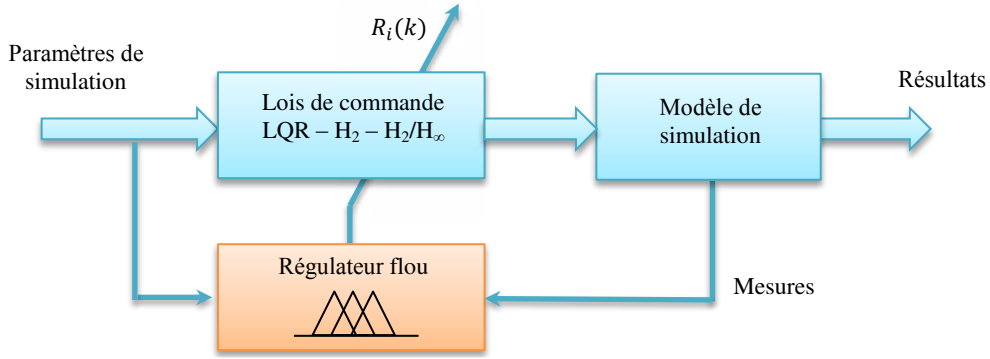


FIGURE 4.8 – Schéma bloc de simulation.

Le schéma bloc général de simulation est présenté par la figure 4.8. Le gain des lois de commande dans ce schéma est varié dans le temps suivant l'adaptation de R_i à chaque

instant k, alors le régulateur flou adapte cette pondération conformément aux exigences de QoS et l'atténuation de puissance.

4.8.1 Synthèse du régulateur flou

Pour synthétiser le régulateur flou, il faut premièrement déterminer la description linguistique du problème par des règles floue de la forme : **si** q **et** g **alors** F. Puisque le paramètre clef à commander est le niveau $\bar{\gamma}^{tar}(k)$ qui doit être, de point de vue QoS, plus proche de la valeur $\bar{\gamma}_{max}$, on trace les variations $|\bar{\gamma}_i(k) - \bar{\gamma}_{max}|$ avec les variations de $\bar{p}_i(k)$ et du gain effectif du canal $\bar{\Gamma}_i(k)$ par la commande toute modeste (LQR). La figure 4.9 représente ces variations, ainsi que le degré de l'erreur ($|\bar{\gamma}_i(k) - \bar{\gamma}_{max}|$) que nous avons quantifié par des termes linguistiques.

Rappelons ici, que notre objectif est de concevoir un régulateur flou qui permet d'ajuster la loi de commande $u_i(k)$ par l'adaptation de $R_i(k)$ de telle manière que la QoS soit meilleure,

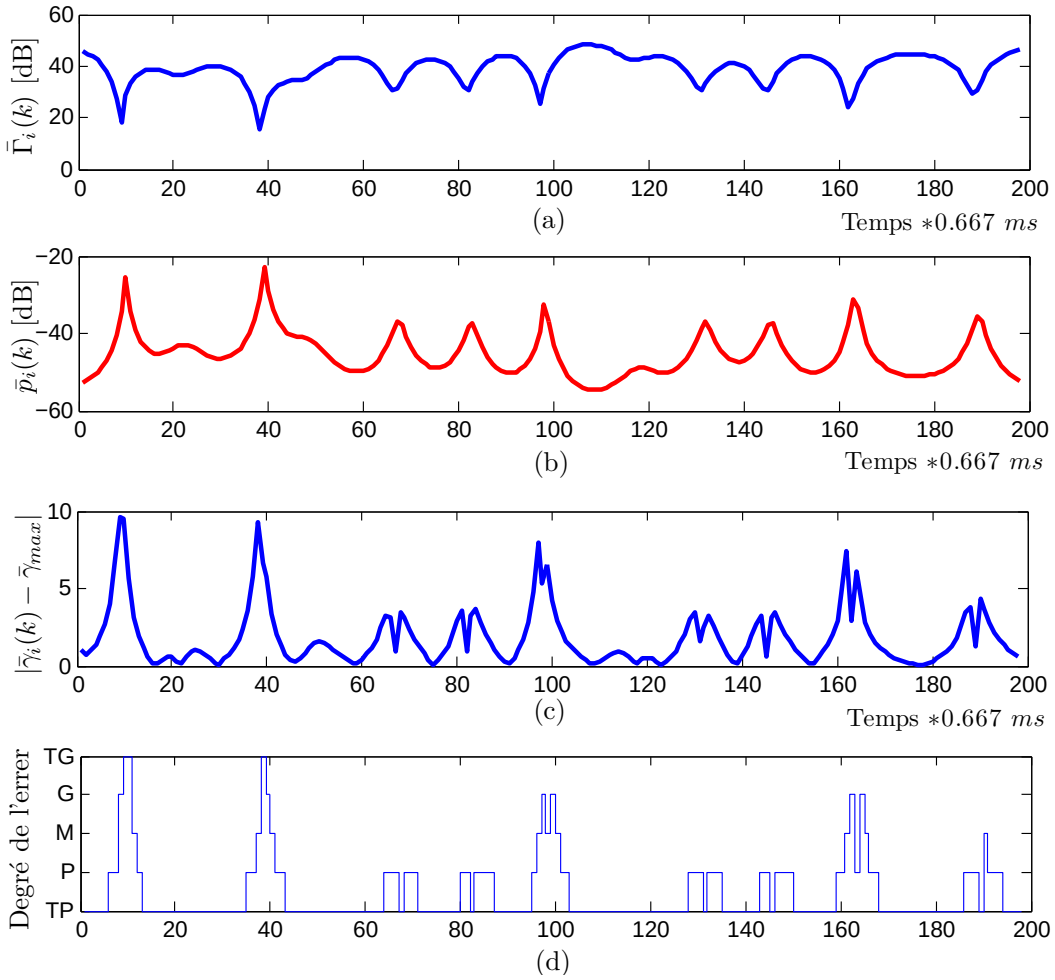


FIGURE 4.9 – Résultats de simulation par la commande LQR avec $R(k) = 1$, $v = 50$km/h, (a) Variation du canal effectif, (b) Variation de puissance, (c) Variation de l'erreur $|\bar{\gamma}_i(k) - \bar{\gamma}_{max}|$, (d) Degré de l'erreur par des termes linguistiques.

c-à-d, $\bar{\gamma}^{tar}(k) = \bar{\gamma}_{max} + u_i(k)$ tend vers $\bar{\gamma}_{max}$. Donc, d'après la figure 4.9, on peut déduire la description linguistique de notre contrôleur :

- **Si** le gain effectif du canal est grand **et** la puissance de transmission faible **et** la QoS mauvais **alors** on minimise la loi de commande par $R_i(k)$ très grand.
- **Si** le gain effectif du canal est moyen **et** la puissance de transmission moyenne **et** la QoS moyenne **alors** on minimise la loi de commande par $R_i(k)$ moyenne.
- **Si** le gain effectif du canal est faible **et** la puissance de transmission grand **et** la QoS excellente **alors** on minimise la loi de commande par $R_i(k)$ très faible.

En effet, trois variables linguistiques sont utilisées pour déterminer la quantité de $R_i(k)$, et chaque variable est caractérisée par des valeurs linguistiques comme indiquée dans le tableau 4.3. Les valeurs de p_{min}, p_{max}, $\bar{\gamma}_{min}$ sont définies dans le tableau 4.2, et $\bar{\Gamma}_{max}$, $\bar{\Gamma}_{min}$ sont calculées selon l'expression :

$$\bar{\gamma}_i(k) = \bar{\Gamma}_i(k) + \bar{p}_i(k) \tag{4.9}$$

pour $\bar{\gamma}_i(k) = \bar{\gamma}_{max}$ et $\bar{p}_i(k) = \bar{p}_{min}$:

$$\bar{\Gamma}_{max} = \bar{\gamma}_{max} - \bar{p}_{min} \tag{4.10}$$

ainsi pour $\bar{\gamma}_i(k) = \bar{\gamma}_{min}$ et $\bar{p}_i(k) = \bar{p}_{max}$:

$$\bar{\Gamma}_{min} = \bar{\gamma}_{min} - \bar{p}_{max} \tag{4.11}$$

Et puisqu'il y a un contrôle de puissance, la puissance de transmission maximale ne sera jamais attendue p_{max} et $\bar{\gamma}_i(k) \gg \bar{\gamma}_{min}$, donc l'équation (4.11) sera approximée à 0. Pour la pondération $R_i(k)$, nous choisissons la plage entre 0.1 et 100. La base de règles floues est récapitulée sur la matrice d'inférence dans le tableau 4.4.

TABLE 4.3 – Variables et valeurs linguistiques.

	Variable linguistique	Valeurs linguistiques	Plage de variable
$\bar{\Gamma}_i(k)$	Gain effectif	Max, Min, Moy	$[\bar{\Gamma}_{min}\ \bar{\Gamma}_{max}]$
$\bar{p}_i(k)$	Puissance	Max, Min, Moy	$[\bar{p}_{min}\ \bar{p}_{max}]$
$\lvert\bar{\gamma}_i(k) - \bar{\gamma}_{max}\rvert$	QoS	Exe, Acc, Mov	$[0\ -\bar{\gamma}_{min}]$
$R_i(k)$	Pondération	TG, G, M, P, TP	$[R_{min}\ R_{max}]$

Exe : Excellente, Acc : Acceptable, Mov : Mauvaise,
TG : Très grande, G : Grand, M : Moyenne, P : Petite, TP : Très petite.

TABLE 4.4 – Matrice d'inférence floue de pondération $R_i(k)$.

QoS	**Puissance**	**Gain effectif**		
		Min	Moy	Max
Mov	Min	X	TG	X
	Moy	TG	TG	G
	Max	TG	G	X
Acc	Min	X	G	M
	Moy	G	M	P
	Max	M	P	X
Exe	Min	X	P	TP
	Moy	P	TP	TP
	Max	X	TP	X

On remarque sur le tableau 4.4, que nous avons éliminé quelques règles, qui ne sont pas mesurées (règles inactives). La figure 4.10 présente le schéma de principe du régulateur flou. Ainsi, dans la figure 4.11, nous présentons les fonctions d'appartenances relatives à chaque variable entrée/sortie ; la forme gaussienne de la fonction d'appartenance est choisie arbitrairement en suivant les variations dans la figure 4.9.

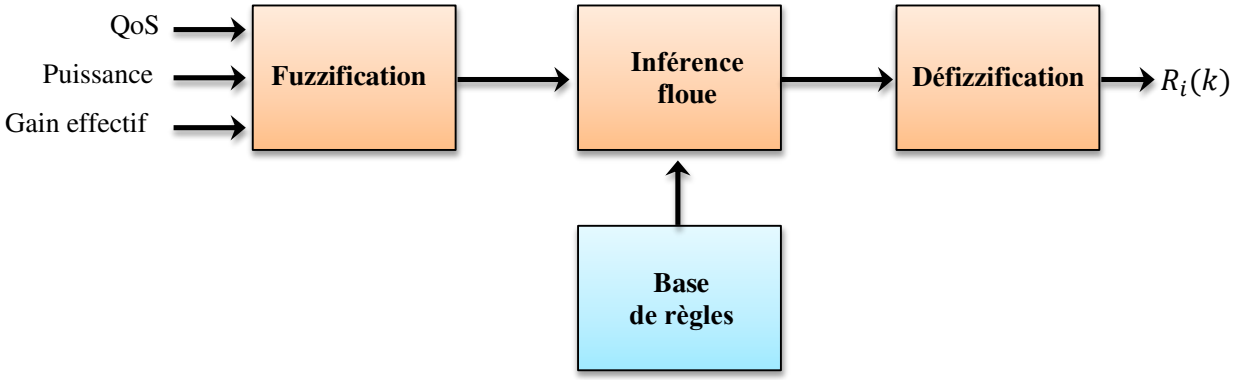


FIGURE 4.10 – Structure du régulateur flou de pondération $R_i(k)$,

4.8.2 Évaluation de performance du régulateur flou

Dans cette partie, nous procédons à une évaluation des performances de notre régulateur flou par rapport au régulateur basé sur l'expression (4.8). La figure 4.12 présente les résultats de simulation pendant 133.4 ms pour les trois lois de commande avec adaptation de $R_i(k)$ par la logique floue (FL-loi de commande), et par l'expression (4.8) (A-loi de commande).

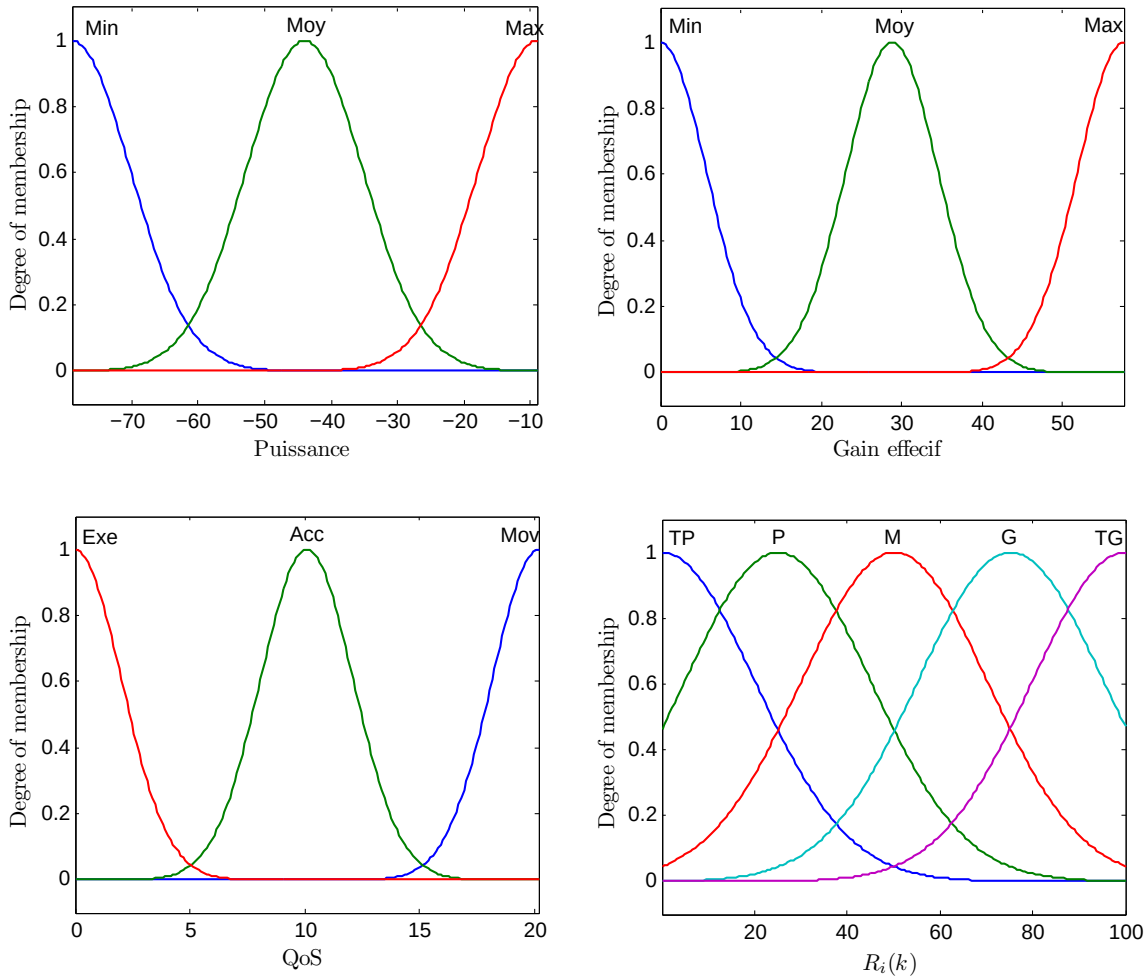


FIGURE 4.11 – Fonctions d'appartenances des variables entrées/sortie,

Nous constatons, d'après l'analyse des résultats, que l'adaptation de $R_i(k)$ par la logique floue présente les meilleures performances (en terme de l'erreur $|\bar{\gamma}^{tar}(k) - \bar{\gamma}_{max}|$). Ceci peut être expliqué que la méthode floue, intégrée dans la boucle de contrôle, adapte bien la pondération $R_i(k)$ en fonction d'exigence de QoS plus la puissance de transmission et l'interférence qui apparaît dans le terme $\Gamma_i(k)$. 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.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons à d'autres mesures de performance afin de spécifier la loi de commande optimale et robuste.

4.9 Comparaison de performance

Plusieurs quantificateurs de performance peuvent être utilisés pour évaluer des algorithmes améliorant les performances. Nous nous intéresserons, dans cette section, aux deux quantificateurs de performance : le débit global avec la probabilité de coupure et l'efficacité

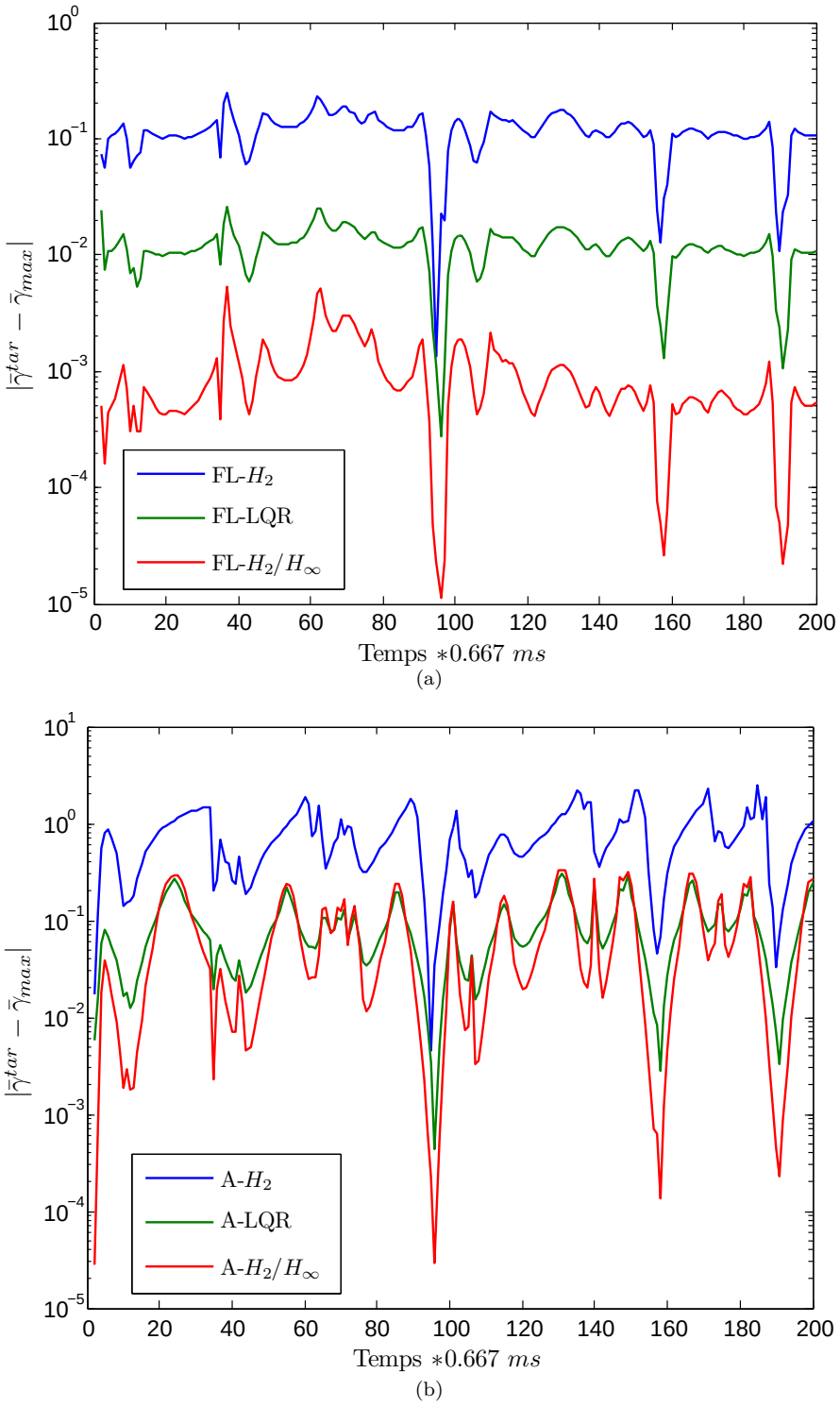


FIGURE 4.12 – Variation de l'erreur $|\bar{\gamma}^{tar} - \bar{\gamma}_{max}|$, pour un utilisateur spécifique avec $v = 10$km/h, (a) Lois de commande par la logique floue, (b) Lois de commande par la méthode adaptative.

énergétique (voir chapitre 1). Toutes ces mesures sont calculées par la moyenne sur 200 itérations ; ainsi nous avons utilisé les mêmes conditions du canal dans les trois algorithmes pour bien comparer leurs performances.

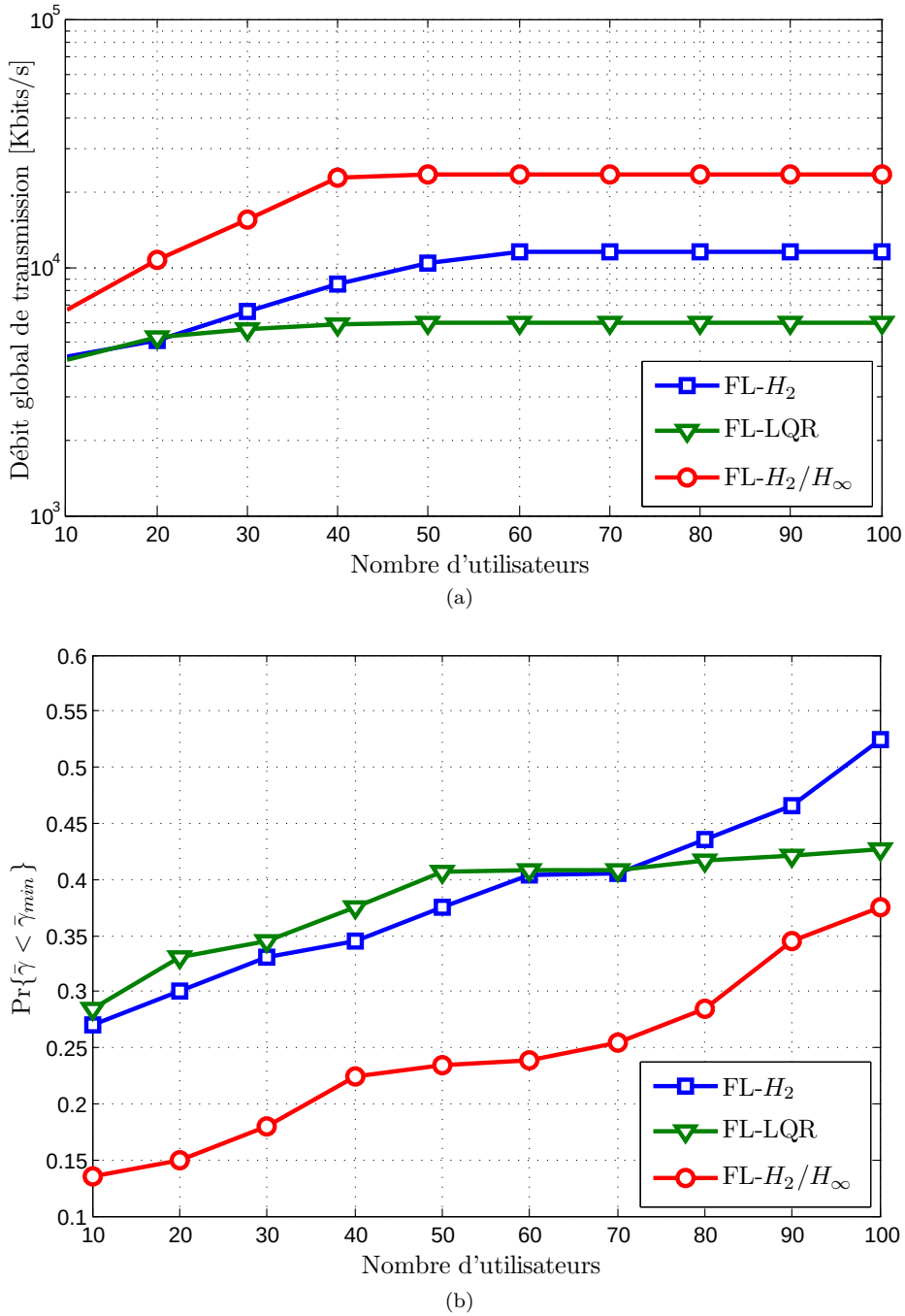


FIGURE 4.13 – Performance des algorithmes FL-LQR, FL-H_2, FL-H_2/H_∞, (a) Débit global de transmission, (b) Probabilité de coupure.

La figure 4.13 présente le débit global de transmission et la probabilité de coupure ($\Pr = \text{prob}\{\bar{\gamma} < \bar{\gamma}_{min}\}$) pour les trois algorithmes : FL-LQR, FL-H_2 et FL-H_2/H_∞, en fonction du nombre d'utilisateurs. On remarque que l'algorithme de commande FL-H_2/H_∞ atteint un niveau de débit de transmission plus haut, mais présente une saturation dès l'augmentation du nombre d'utilisateurs dans le réseau. L'algorithme de commande FL-H_2 est plus performant que FL-LQR en termes de débit, mais, présente une augmentation presque

linéaire de probabilité de coupure qui résulte de l'interruption de connexion de quelques utilisateurs ayant des faibles puissances de transmission. L'algorithme FL-LQR avec son faible débit de transmission garde le même taux de coupure quand le nombre d'utilisateurs augmente. Donc l'algorithme FL-LQR est plus performant par rapport à FL-H_2 et FL-H_2/H_∞ en termes de probabilité de coupure lorsque le réseau est peu chargé.

Afin d'ajouter une crédibilité sur la discussion précédente, il est intéressant de comparer l'efficacité énergétique des algorithmes proposés. La figure 4.14 illustre l'efficacité énergétique en fonction du nombre d'utilisateurs mobiles dans la cellule. Pour chaque nombre K d'utilisateurs, 200 réalisations sont simulées et les valeurs tracées sur la figure sont moyennées sur ces réalisations. Les résultats montrent que lorsqu'on augmente la densité de cellule, l'efficacité énergétique diminue ; ceci reste vrai pour les trois algorithmes de commande. Ainsi, nous observons une amélioration de l'efficacité utilisant l'algorithme mixte FL-H_2/H_∞ par rapport aux algorithmes FL-H_2 et FL-LQR. En effet, une conclusion issue de ces résultats peut être décrite :

Les propriétés de l'efficacité énergétique (resp. débit global) de la cellule découlent des propriétés de l'efficacité énergétique (resp. débit) de chaque utilisateur ; de ce fait, les améliorations obtenues en termes de débit ou d'efficacité ont montré l'efficacité des lois de commande proposées et ses distributions à chaque utilisateur. Précisément, la commande mixte FL-H_2/H_∞ apporte des améliorations de performance par la minimisation de puissance et l'augmentation de QoS pour chaque utilisateur selon ses propres mesures.

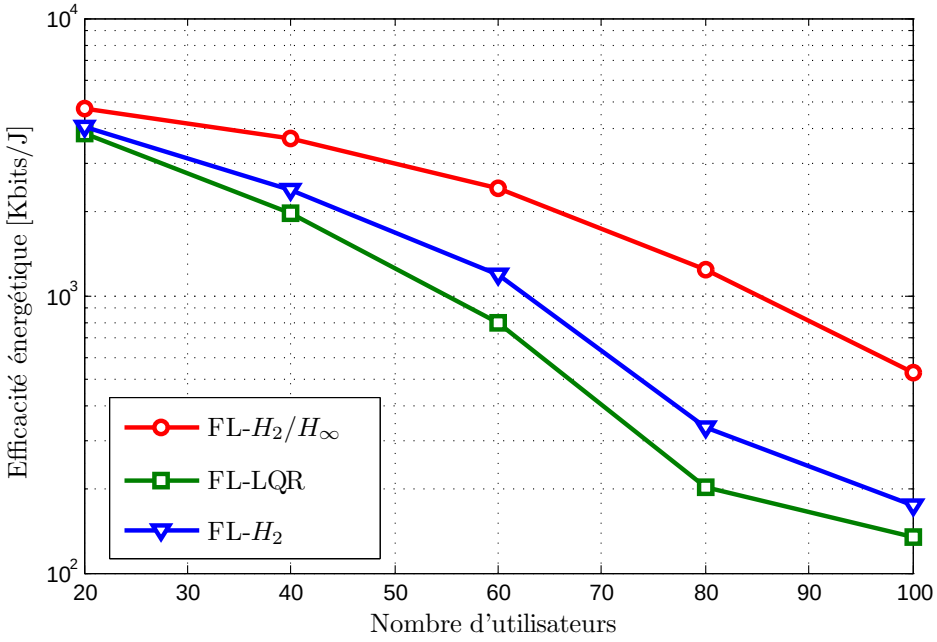


FIGURE 4.14 – Performance en efficacité énergétique des algorithmes FL-LQR, FL-H_2, FL-H_2/H_∞.

4.10 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 :

$$\bar{\gamma}_i(k) = \bar{\Gamma}_i(k) + \bar{p}_i(k) \tag{4.12}$$

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 $\bar{\Gamma}$:

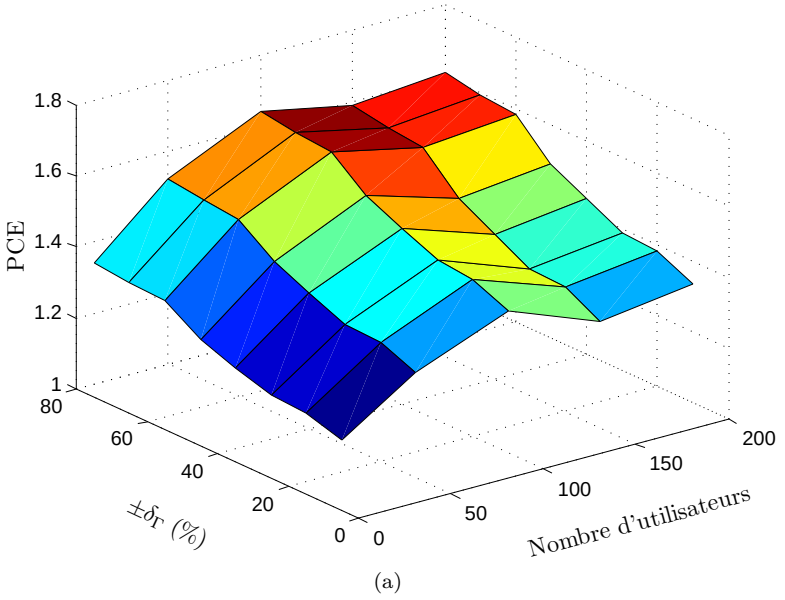
$$\hat{\bar{\Gamma}}_i(k) = \bar{\Gamma}_i(k) + \Delta_{\bar{\Gamma}_i}(k) \tag{4.13}$$

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 :

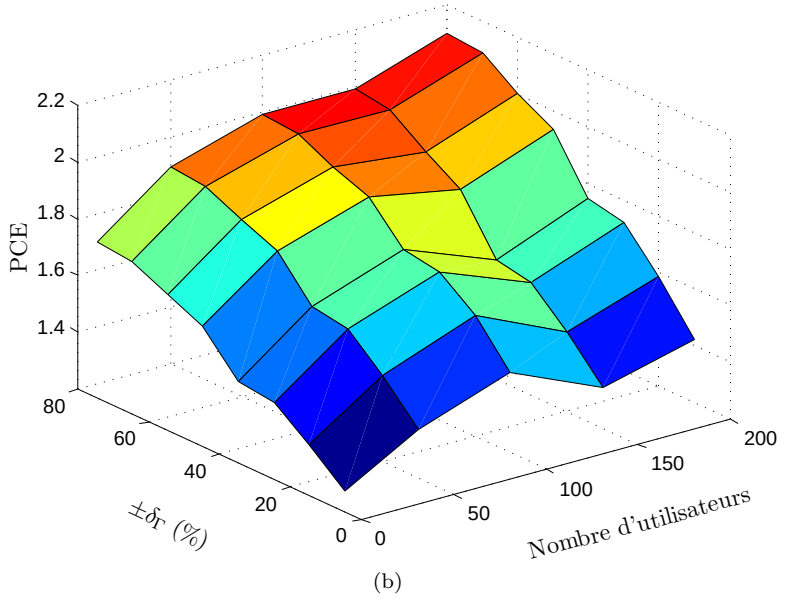
$$\sigma_{\bar{\gamma}} = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}[\bar{\gamma}_i(k) - \bar{\gamma}^{tar}(k)]^2}, \tag{4.14}$$

La figure 4.15 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.

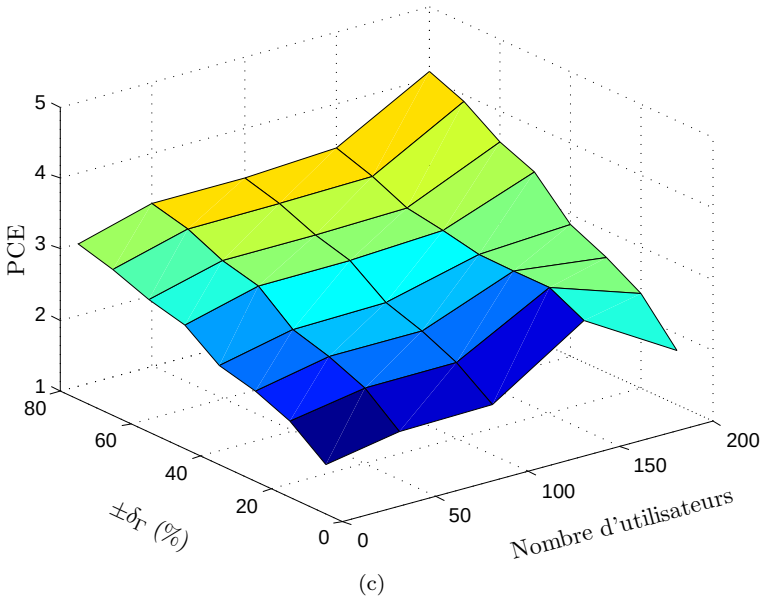
Les résultats de simulation de la figure 4.15 confirment bien la robustesse de l'algorithme basé sur la loi de commande FL-H_2/H_∞ même lorsque le nombre d'utilisateurs augmente. D'autre part, on remarque que la commande FL-H_2 est plus robuste que la commande FL-LQR, ce qui s'explique par l'utilisation du vecteur d'état exogène dans la synthèse du correcteur.



(a)



(b)



(c)

FIGURE 4.15 – Comparaison de l'erreur de contrôle de puissance pour les trois algorithmes de commande : (a) FL-H_2/H_∞, (b) FL-H_2, (c) FL-LQR.

4.11 Conclusion

Dans ce chapitre, les simulations et comparaisons, des lois de commande LQR, H_2 et H_2/H_∞à base de logique floue, appliquées au contrôle de puissance et QoS, ont été effectuées. L'évaluation des performances des algorithmes proposés a été examinée par un simulateur simplifié d'un réseau sans fil cellulaire WCDMA. Le comportement dynamique des algorithmes a été évalué par différents scénarios, et a permis de mettre en évidence les apports de l'automatique dans les réseaux mobiles.

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 flou, dans la boucle de contrôle, a montré le contexte de nos contributions majeures. Ainsi, l'évaluation et la comparaison de performance des lois de commande à base de logique floue par rapport aux lois de commande à base de pondération adaptative a prouvée l'efficacité de cette stratégie pour la maximisation de la QoS de chaque utilisateur de façon distribuée.

L'étude de performance, en termes de débit global et efficacité énergétique a montré la caractéristique de chaque loi de commande et a permis ensuite, de mettre en œuvre l'algorithme de commande le plus optimal et robuste. La commande mixte FL-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 et perspectives

L'objectif principal de cette thèse est le contrôle de puissance dans les réseaux sans fil. Les outils de l'automatique linéaire et du filtrage robuste ont été développés pour la modélisation, la commande et l'estimation dans le cadre du contrôle de puissance distribué.

Dans les réseaux sans fil cellulaires l'objectif de contrôle de puissance est de minimiser la consommation énergétique dans le réseau tout en garantissant une certaine QoS. Pour le canal radio stationnaire, la minimisation de la consommation énergétique peut être formulée comme un problème d'optimisation linéaire, sa résolution montre que la puissance de transmission d'un émetteur ne dépend que de l'effet du canal radio et l'interférence causée par les autres émetteurs. Cependant, dans les réseaux mobiles, où les comportements du canal radio varient avec le temps, ce problème ne peut être résolu par des méthodes d'optimisation classique. Ceci nous a poussé à développer et à étudier des algorithmes basés sur l'automatique moderne.

Les deux premières contributions de notre travail concernent l'utilisation conjointe de l'optimisation sous contraintes et du filtrage robuste pour résoudre le problème de la minimisation de la consommation énergétique dans les réseaux mobiles. Ainsi, nous avons proposé dans la troisième contribution d'appliquer la commande linéaire optimale et robuste avec logique floue pour l'optimisation du compromis entre la QoS et la consommation d'énergie.

Dans le premier chapitre de travail, nous avons présenté un préliminaire de réseau sans fil ainsi que la modélisation du système radio mobile. Nous avons discuté des principales notations du canal de transmission et les indicateurs de qualité du lien de communication. Nous avons mis en lumière certains aspects qui ont un impact sur les performances des algorithmes de contrôle de puissance. Cette étude préliminaire avait pour objectif de dessiner la feuille de route de nos contributions.

Le deuxième chapitre est consacré au problème de l'optimisation de la puissance de transmission avec QoS fixe. Nous avons formulé le problème de contrôle de puissance par un problème d'optimisation non linéaire sous contraintes, où la solution optimale est mise en œuvre par les conditions de KKT. Ainsi, nous avons proposé trois types de filtres d'esti-

mation et de prédiction de l'état du canal et nous avons choisi le filtre mixte Kalman/H_∞ comme le filtre le plus robuste pour l'utiliser dans l'algorithme d'optimisation. Afin d'étudier finement la robustesse de l'algorithme d'optimisation, par le filtre mixte Kalman/H_∞, une architecture CODPC basée sur MKHF a été établie. Les résultats des simulations montrent une performance satisfaisante du CODPC par rapport à DCPC et NGPC en régime transitoire. Nous avons ensuite étendu nos résultats au contexte plus général d'un canal radio mobile. La comparaison de l'erreur de contrôle de puissance de l'algorithme CODPC-MKHF par rapport à l'algorithme CODPC-KF et l'algorithme CODPC-HF a expliqué la robustesse de l'algorithme proposé et son efficacité dans le cas de déplacement d'une station mobile à grande vitesse.

Les approches de contrôle de puissance avec QoS flexible ont été développées dans le troisième chapitre par un modèle dynamique en espace d'état. Le vecteur d'état du modèle contient l'indice de puissance et la QoS désirée. La loi de commande optimale combine deux objectifs : la maximisation de QoS et la minimisation de la consommation d'énergie. Un régulateur flou a été utilisé pour l'adaptation de pondération du critère de performance selon les variations de puissance et d'interférence et via une description linguistique du problème. La synthèse des lois de commande, en boucle fermée, a été 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_∞. Les performances de ces différentes commandes ont été clairement mises en évidence par des simulations d'un réseau sans fil cellulaire WCDMA. L'implémentation d'un régulateur flou dans la boule de contrôle a prouvé l'efficacité de cette stratégie pour la maximisation de la QoS de chaque utilisateur de façon distribuée. L'étude des performances a permis de mettre en œuvre l'algorithme de commande le plus optimale et robuste, issu de la commande mixte FL-H_2/H_∞. Elle s'est avérée être robuste vis-à-vis de l'incertitude de mesure. Nous également montré que la commande FL-H_2/H_∞ permet de couvrir l'exigence de consommation et ayons d'atteindre de hauts niveaux de QoS.

Perspectives :

Ce travail a permis d'appliquer les outils de l'automatique pour le contrôle de puissance et l'optimisation de QoS. Les approches proposées ont permis de répondre à la problématique, mais elles pressentent tout de même certaines limitations qui conduisent à proposer des

perspectives.

Dans l'algorithme MKHF, nous avons supposé que la fréquence Doppler est connue à la réception. Il serait intéressant d'estimer cette fréquence pour avoir la meilleure estimation des gains du canal.

Dans la formulation du modèle d'état, au troisième chapitre, le vecteur d'état contient deux variables : la QoS et la puissance. Une perspective intéressante serait donc d'ajouter d'autres variables comme le débit de transmission, permettant ainsi d'améliorer les performances de contrôle de puissance.

Enfin, les algorithmes proposés dans ce travail ont été testés uniquement par simulation. Il serait donc intéressant d'évaluer leurs performances sur des prototypes réels comme les cartes à DSP.

Bibliographie

[1] F. Gunnarsson and F. Gustafsson, "Control theory aspects of power control in UMTS," *Control Engineering Practice*, vol. 11, no. 10, pp. 1113–1125, 2003.

[2] J. P. Hespanha, P. Naghshtabrizi, and Y. Xu, "A survey of recent results in networked control systems," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 1, pp. 138–162, 2007.

[3] J. Cortes, S. Martinez, T. Karatas, and F. Bullo, "Coverage control for mobile sensing networks," *IEEE Transactions on robotics and Automation*, vol. 20, no. 2, pp. 243–255, 2004.

[4] Y. WANG, D.-b. ZHANG, and Z.-c. JI, "Modeling and robust control of wireless networked control system [j]," *Systems Engineering and Electronics*, vol. 9, p. 038, 2009.

[5] Y. Wang, D. Wang, J. Pang, and G. Shen, "Self-optimization of downlink transmission power in 3GPP LTE-A heterogeneous network," in *Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2012 IEEE*, pp. 1–5, IEEE, 2012.

[6] S. A. Grandhi, R. Vijayan, and D. J. Goodman, "Distributed power control in cellular radio systems," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 42, no. 234, pp. 226–228, 1994.

[7] S. Sorooshyari and Z. Gajic, "Optimal SIR and interference-based distributed power control for wireless networks," in *43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC) (IEEE Cat. No.04CH37601)*, vol. 5, pp. 5128–5133, Dec 2004.

[8] S. Zhang and X. Zhao, "Distributed power allocation for cognitive radio networks with time varying channel and delay : H_∞ state feedback control approach," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 56893–56910, 2018.

[9] C. Laot, *Egalisation autodidacte et turbo-égalisation. Application aux canaux sélectifs en fréquence.* PhD thesis, Rennes 1, 1997.

[10] A. Ouni, *Optimisation de la capacité et de la consommation énergétique dans les réseaux maillés sans fil*. PhD thesis, INSA de Lyon, 2013.

[11] A. Pitsillides and C. Christophorou, "MBMS handover control : A new approach for efficient handover in MBMS enabled 3G cellular networks," *Computer Networks*, vol. 51, no. 18, pp. 4897–4918, 2007.

[12] T. S. Rappaport, *Wireless communications : Principles and practice*. Prentice Hall, New York, 2nd edition ed., 2002.

[13] P. Chaporkar, S. Magureanu, A. Proutiere, P. Chaporkar, S. Magureanu, and A. Proutiere, "Optimal distributed scheduling in wireless networks under the SINR interference model," *IEEE/ACM Transactions on Networking (TON)*, vol. 24, no. 4, pp. 2033–2045, 2016.

[14] H. Farhadi, C. Wang, and M. Skoglund, "Distributed transceiver design and power control for wireless MIMO interference networks," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 14, no. 3, pp. 1199–1212, 2015.

[15] M. Ibnkahla, *Signal Processing for Mobile Communications Handbook*. CRC press, 2004.

[16] A. Ghazal, Y. Yuan, C. X. Wang, Y. Zhang, Q. Yao, H. Zhou, and W. Duan, "A non-stationary IMT-advanced MIMO channel model for high-mobility wireless communication systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, pp. 2057–2068, April 2017.

[17] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of wireless communication*. Cambridge university press, 2005.

[18] K. E. Baddour and N. C. Beaulieu, "Autoregressive modeling for fading channel simulation," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 4, no. 4, pp. 1650–1662, 2005.

[19] D. Giancristofaro, "Correlation model for shadow fading in mobile radio channels," *Electronics Letters*, vol. 32, no. 11, pp. 958–959, 1996.

[20] W. C. Jakes and D. C. Cox, *Microwave mobile communications*. Wiley-IEEE Press, 1994.

[21] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," *Bell system technical journal*, vol. 27, no. 3, pp. 379–423, 1948.

[22] X. Qiu and K. Chawla, "On the performance of adaptive modulation in cellular systems," *IEEE transactions on Communications*, vol. 47, no. 6, pp. 884–895, 1999.

[23] T. Li, P. Fan, and K. B. Letaief, "Outage probability of energy harvesting relay-aided cooperative networks over rayleigh fading channel.," *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 65, no. 2, pp. 972–978, 2016.

[24] S. Kandukuri and S. Boyd, "Optimal power control in interference-limited fading wireless channels with outage-probability specifications," *IEEE transactions on wireless communications*, vol. 1, no. 1, pp. 46–55, 2002.

[25] H. P. Burchardt, *Interference management in wireless cellular networks*. PhD thesis, The University of Edinburgh, 2013.

[26] G. J. Foschini and Z. Miljanic, "A simple distributed autonomous power control algorithm and its convergence," *IEEE transactions on vehicular Technology*, vol. 42, no. 4, pp. 641–646, 1993.

[27] F. de Sousa Chaves, M. Abbas-Turki, H. Abou-Kandil, and J. M. T. Romano, "Transmission power control for opportunistic QoS provision in wireless networks," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 21, pp. 315–331, March 2013.

[28] C. Lin and B.-S. Chen, "Achieving pareto optimal power tracking control for interference limited wireless systems via multi-objective H_2/H_∞ optimization," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 12, no. 12, pp. 6154–6165, 2013.

[29] H. Holma and A. Toskala, *WCDMA for UMTS : HSPA evolution and LTE*. john Wiley & sons, 2007.

[30] M. J. Alnaser and S. Salamah, "Performance of vector antennas with power control in CDMA under multipath Rayleigh fading channel," *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, vol. 65, no. 6, pp. 548 – 552, 2011.

[31] B. BEKKAR, "Contrôle de puissance dans les systèmes de télécommunications mobiles," Master's thesis, Faculté des sciences et de la technologie UMKBiskra, 2011.

[32] F. Gunnarsson, "Fundamental limitations of power control and radio resource management in wireless networks," *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 4, no. 5, pp. 579–591, 2004.

[33] G. Lee and S. C. Park, "Distributed power control in fading channel," *Electronics Letters*, vol. 38, pp. 653–654, Jun 2002.

[34] N. U. Hassan, M. Assaad, and H. Tembine, "Distributed H_∞-based power control in a dynamic wireless network environment," *IEEE Communications Letters*, vol. 17, pp. 1124–1127, June 2013.

[35] C. Han, D. Sun, X. Li, L. Liu, Y. Shi, and Z. Li, "Robust H_∞ power and rate control for uncertain wireless networks with time-varying state and input delays," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 47, no. 3, pp. 9721 – 9726, 2014. 19th IFAC World Congress.

[36] A. Subramanian and A. H. Sayed, "Joint rate and power control algorithms for wireless networks," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, pp. 4204–4214, Nov 2005.

[37] F. Chiariotti, D. D. Testa, M. Polese, A. Zanella, G. M. D. Nunzio, and M. Zorzi, "Learning methods for long-term channel gain prediction in wireless networks," in *2017 International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC)*, pp. 162–166, Jan 2017.

[38] N. Zhao, Z. Wu, Y. Zhao, and T. Quan, "Robust H_∞ power control for CDMA systems in user-centric and network-centric manners," *ETRI Journal*, vol. 31, no. 4, pp. 399–407, 2009.

[39] S. Perreau, M. D. Anderson, and L. B. White, "Adaptive power control for CDMA systems using linear quadratic gaussian control," in *Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers,*, vol. 1, pp. 87–91, Nov 2002.

[40] K. Shoarinejad, J. L. Speyer, and G. J. Pottie, "Integrated predictive power control and dynamic channel assignment in mobile radio systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, pp. 976–988, Sept 2003.

[41] L. Qian and Z. Gajic, "Joint optimization of mobile transmission power and SIR error in CDMA systems," in *Proceedings of the 2001 American Control Conference. (Cat. No.01CH37148)*, vol. 5, pp. 3767–3772, 2001.

[42] S. Sorooshyari and Z. Gajic, "Autonomous dynamic power control for wireless networks : User-centric and network-centric consideration," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, pp. 1004–1015, Mar 2008.

[43] 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.

[44] H. S. Wang and P.-C. Chang, "On verifying the first-order Markovian assumption for a Rayleigh fading channel model," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 45, no. 2, pp. 353–357, 1996.

[45] A. Y. Kibangou, *Modèles de volterra à complexité réduite : estimation paramétrique et application à l'égalisation des canaux de communication.* PhD thesis, Université Nice Sophia Antipolis, 2005.

[46] W. Chen and R. Zhang, "Kalman-filter channel estimator for OFDM systems in time and frequency-selective fading environment," in *Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2004. Proceedings.(ICASSP'04). IEEE International Conference on*, vol. 4, pp. 377–380, IEEE, 2004.

[47] G. Makhoul, F. Mani, R. D'Errico, and C. Oestges, "Time correlation properties of dynamic mobile to mobile channels in indoor environments," in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp. 1–5, Apr 2016.

[48] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing : Estimation Theory.* Upper Saddle River, NJ, USA : Prentice-Hall, Inc., 1993.

[49] S. Ghandour-Haidar, L. Ros, and J.-M. Brossier, "On the use of first-order autoregressive modeling for Rayleigh flat fading channel estimation with Kalman filter," *Signal Processing*, vol. 92, no. 2, pp. 601–606, 2012.

[50] Y. S. Yameogo, *New estimation and channel equalization techniques studies adapted to SC-FDMA system.* Theses, Université de Rennes 1, Sept. 2011.

[51] M. Ezzine, *Observation et Commande des Systèmes Linéaires dans les domaines Temporel et Fréquentiel.* PhD thesis, Université Henri Poincaré-Nancy I ; Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir, 2011.

[52] X. Yu, B. Wang, and H. Dong, "A distributed algorithm based on KKT conditions for convex intersection computation," in *2017 Chinese Automation Congress (CAC)*, pp. 7676–7680, Oct 2017.

[53] W. Sun and Y.-X. Yuan, *Optimization theory and methods : nonlinear programming*, vol. 1. Springer Science & Business Media, 2006.

[54] D. P. Bertsekas, *Nonlinear programming*. Athena scientific Belmont, 1999.

[55] R. E. Kalman and R. S. Bucy, "New results in linear filtering and prediction theory," *Journal of basic engineering*, vol. 83, no. 1, pp. 95–108, 1961.

[56] D. Simon, *Optimal State Estimation : Kalman, H_∞, and Nonlinear Approaches*. Wiley-Interscience, 2006.

[57] F. L. Lewis, L. Xie, and D. Popa, *Optimal and robust estimation : with an introduction to stochastic control theory*, vol. 29. CRC press, 2007.

[58] R. E. Kalman, "A new approach to linear filtering and prediction problems," *Journal of basic Engineering*, vol. 82, no. 1, pp. 35–45, 1960.

[59] K. Chafaa, *Structures D'identification Et De Commande Des Systemes Non Lineaires Basees Sur Les Techniques Floues*. thèse doctorat, Université Hadej Lakhdar - Batna, 2006.

[60] G. Zames, "Feedback and optimal sensitivity : Model reference transformations, multiplicative seminorms, and approximate inverses," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 26, pp. 301–320, Apr 1981.

[61] P. P. K. Krishan M. Nagpal, "Filtering and smoothing in an H_∞ setting," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 36, no. 02, pp. 152–166, 1991.

[62] R. N. Banavar, *A game theoretic approach to linear dynamic estimation*. PhD thesis, Texas Univ., Austin, July 1992.

[63] M. Darouach, M. Zasadzinski, and H. S. Ali, "Robust reduced order unbiased filtering via LMI," in *Control Conference (ECC), 2001 European*, pp. 1679–1684, IEEE, 2001.

[64] U. Shaked, "H_∞-minimum error state estimation of linear stationary processes," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 35, no. 5, pp. 554–558, 1990.

[65] J. Deutscher, "Frequency domain design of reduced order observer based hinf controllers-a polynomial approach," *International Journal of Control*, vol. 75, no. 15, pp. 1196–1212, 2002.

[66] B. Hassibi and T. Kaliath, "H_∞ bounds for least-squares estimators," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 46, no. 2, pp. 309–314, 2001.

[67] X. Shen and L. Deng, "A dynamic system approach to speech enhancement using the H_∞ filtering algorithm," *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, vol. 7, pp. 391–399, Jul 1999.

[68] X.-M. Shen and L. Deng, "Game theory approach to discrete H_∞ filter design," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 45, no. 4, pp. 1092–1095, 1997.

[69] Z. Deng, P. Zhang, W. Qi, J. Liu, and Y. Gao, "Sequential covariance intersection fusion kalman filter," *Information Sciences*, vol. 189, no. Supplement C, pp. 293–309, 2012.

[70] Y. Li, M. Zhao, G. Hao, J. Li, and H. Jin, "Covariance intersection fusion state estimator for descriptor and non descriptor systems," *Adv. Sci. Technol. Lett.*, vol. 79, pp. 49–56, 2014.

[71] Z. Deng, P. Zhang, W. Qi, G. Yuan, and J. Liu, "The accuracy comparison of multisensor covariance intersection fuser and three weighting fusers," *Information Fusion*, vol. 14, no. 2, pp. 177–185, 2013.

[72] 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.

[73] 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.

[74] M. Abbas-Turki, F. d. S. Chaves, H. Abou-Kandil, and J. Romano, "Mixed H_2/H_∞ power control with adaptive QoS for wireless communication networks," in *10th European Control Conference-ECC 09*, 2009.

[75] 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.

[76] 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.

[77] L. A. Zadeh, "Outline of a new approach to the analysis of complex systems and decision processes," *IEEE Transactions on systems, Man, and Cybernetics*, vol. SMC-3, no. 1, pp. 28–44, 1973.

[78] E. H. Mamdani, "Application of fuzzy algorithms for control of simple dynamic plant," in *Proceedings of the institution of electrical engineers*, vol. 121, pp. 1585–1588, IET, 1974.

[79] Z. G. VRANESIC, "Application of fuzzy logic to approximate reasoning using linguistic synthesis," *IEEE, Transactions on computers*, vol. 26, no. 12, pp. 1182–1191, 1977.

[80] L.-X. Wang, *A Course in Fuzzy Systems and Control*. Upper Saddle River, NJ, USA : Prentice-Hall, Inc., 1997.

[81] K. Zhou, J. C. Doyle, and K. Glover, *Robust and Optimal Control*. Upper Saddle River, NJ, USA : Prentice-Hall, Inc., 1996.

[82] 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.

[83] K. Zhou, K. Glover, B. Bodenheimer, and J. Doyle, "Mixed H_2 and H_∞ performance objectives I : Robust performance analysis," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 39, no. 8, pp. 1564–1574, 1994.

[84] Y. Feng, X. Chen, and G. Gu, "Multiobjective H_2/H_∞ control design subject to multiplicative input dependent noises," *SIAM Journal on Control and Optimization*, vol. 56, no. 1, pp. 253–271, 2018.

[85] M. Jungers, *Commande robuste multicritère-une approche par la théorie des jeux*. PhD thesis, École normale supérieure de Cachan-ENS Cachan, 2006.

[86] J. M. A. SCHERPEN and M. H. G. VERHAEGEN, "H_∞ output feedback 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.

[87] C. E. de Souza and L. Xie, "On the discrete-time bounded real lemma with application in the characterization of static state feedback H_∞ controllers," *Systems and Control Letters*, vol. 18, no. 1, pp. 61 – 71, 1992.

[88] S. A. Grandhi, J. Zander, and R. Yates, "Constrained power control," *Wireless Personal Communications*, vol. 1, pp. 257–270, Dec 1994.

[89] R. D. Yates, "A framework for uplink power control in cellular radio systems," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 13, pp. 1341–1347, Sep 1995.

[90] S. Koskie and Z. Gajic, "A Nash game algorithm for SIR-based power control in 3G wireless CDMA networks," *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 13, pp. 1017–1026, Oct 2005.