

Contrôle de puissance décentralisé et opportuniste d'un réseau de communication sans fil

F. de S. CHAVES^{1,2}, M. ABBAS-TURKI¹, H. ABOU-KANDIL¹, J. M. T. ROMANO²

¹SATIE - Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie
UMR 8029 – ENS-Cachan, CNRS
61, Avenue du Président Wilson. 94235 Cachan, France.
mohamed.abbas-turki@satie.ens-cachan.fr, hisham.abou-kandil@satie.ens-cachan.fr

²DSPCom - Laboratoire de Traitement du Signal appliqué aux Communications
FEEC, Université de Campinas
C.P. 6101, 13083-970 Campinas, Brésil.
fabiano@decom.fee.unicamp.br, romano@dmo.fee.unicamp.br

Résumé— Dans ce travail, nous présentons une approche de contrôle distribué de puissance d'émission pour un réseau de communication sans fil en attribuant à chaque utilisateur une qualité de service (QoS, du terme en anglais *Quality of Service*) d'une façon opportuniste. Après une formulation appropriée, l'ajustement de la QoS désirée et de la puissance d'émission de chaque utilisateur est traité comme un problème de commande H_2 . L'efficacité de notre proposition ainsi que l'influence des paramètres-clés (pondération de la synthèse, gain du canal,...) sur le point de fonctionnement du système sont analysées. La performance de la stratégie de contrôle de puissance est évaluée à l'aide de simulations.

Mots-clés— Contrôle distribué de puissance, QoS adaptative, communication sans fil, commande H_2 .

I. INTRODUCTION

En général, un réseau de communication sans fil est considéré comme un ensemble de nœuds ou de terminaux de communication dont le spectre de fréquences de leur fonctionnement est limité. Les systèmes sans fil utilisent des techniques d'accès multiples afin d'offrir aux terminaux une utilisation efficace du canal de communication. Par conséquent, les terminaux partagent les ressources du réseau dans les domaines fréquentiel et temporel, de sorte qu'ils soient soumis à l'interférence mutuelle. Le contrôle de puissance d'émission est une technique essentielle à la régulation des réseaux sans fil, car il permet l'atténuation des effets indésirables dus à la propagation des signaux et à l'interférence [1].

En disposant de toute l'information sur les conditions de transmission, la puissance d'émission de chaque utilisateur pourrait être calculée d'une façon centralisée. Cependant, la solution centralisée n'est pas réalisable dans le cas réel à cause de la difficulté d'obtenir toute l'information nécessaire en temps réel, sans oublier la grande complexité de calcul [2]. Alors, dès le début des années 90 [3–5], des travaux ont été réalisés sur le développement d'algorithmes distribués ou décentralisés de contrôle de puissance où chaque nœud utilise seulement des informations locales, comme le rapport signal à interférence plus bruit (SINR, du

terme en anglais *Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio*), pour décider de la puissance d'émission.

Les algorithmes de contrôle de puissance conventionnels, comme le *Distributed Power Control* (DPC) [4], ont été développés dans le but de répondre seulement aux exigences de la qualité de service (QoS, du terme en anglais *Quality of Service*). Ces types d'algorithmes sont appropriés pour des applications comme la communication par voix, caractérisée par des contraintes strictes sur le débit d'information et le taux d'erreur de bit. Les réseaux sans fil émergents, par contre, doivent offrir plusieurs services avec de multiples applications. Outre le service traditionnel de communication par voix, il y a la communication des données, comme le téléchargement de fichiers par exemple, qui tolère des variations sur la qualité du lien émetteur-récepteur. Cette diversité de services exige des approches plus élaborées concernant le contrôle de puissance où l'efficacité de l'allocation des ressources est améliorée par l'attribution d'une QoS flexible pour les services qui la tolèrent, en fonction des conditions de transmission.

Plusieurs solutions ont été proposées pour l'allocation de puissance décentralisée avec une QoS flexible déterminée selon une stratégie de communication opportuniste où les terminaux qui se trouvent en meilleures conditions, c'est-à-dire ceux ayant des gains effectifs de canal les plus importants, sont autorisés à émettre plus d'information. Dans l'approche proposée en [6], les terminaux incrémentent leurs puissances d'émission, et la quantité d'information, lorsque leurs gains effectifs de canal croît. Cette stratégie ne contrôle pas la QoS et est ainsi reconnue comme injuste, car seuls quelques terminaux obtiennent des QoS satisfaisantes.

La théorie des jeux non-coopératifs est aussi largement utilisée pour ce problème [7, 8]. Des algorithmes introduisant une QoS désirée adaptative sont proposés [9, 10], toujours selon les concepts opportunistes. En introduisant quelques paramètres d'ajustement [9], on donne à l'algorithme un bon degré de flexibilité opérationnelle, c'est à dire une capacité à évoluer des profils moins agressifs à ceux plus agressifs en termes de niveau de QoS et vice-versa), alors qu'une relation directe entre les paramètres d'ajustement et les niveaux de QoS n'existe pas. Cependant, la QoS désirée est bien présente dans les algorithmes [10], sans

Les auteurs remercient CAPES du Brésil et CPU de France d'avoir soutenu l'encadrement de la thèse de Fabiano de Sousa Chaves, dans le cadre du programme Collège Doctoral Franco-Brazilien, ainsi que la région d'Ile-de-France pour son aide SETCI.

offrir de flexibilité opérationnelle, mais elle est déterminée par des fonctions spécifiques.

Comme une alternative aux approches citées ci-dessus, le problème de contrôle de puissance peut être formulé proprement par des outils de l'automatique. En [11], par exemple, des stratégies distribuées sont proposées en conjuguant le contrôle de puissance et de débit d'information dans un réseau de communication sans fil générique. Dans ce cas, un algorithme de contrôle de congestion du réseau est utilisé comme base du modèle dynamique de la QoS désirée. Les solutions viennent de la commande linéaire quadratique gaussienne (LQG, du terme en anglais *Linear Quadratic Gaussian*) et de la commande H_∞ .

Notre contribution utilise une approche basée sur la commande linéaire quadratique pour le contrôle distribué et opportuniste de puissance d'émission dans les réseaux de communication sans fil. Dans [12], le problème a été proprement formulé dans l'espace d'état et l'ajustement de la QoS désirée et de la puissance d'émission de chaque utilisateur a été réalisé par une commande linéaire quadratique (LQR, du terme en anglais *Linear Quadratic Regulator*), permettant l'attribution opportuniste de la QoS. Le présent travail est destiné à analyser l'efficacité de l'approche, en recherchant en particulier l'équivalence entre la commande LQR et la commande H_2 par retour d'état associée à notre formulation, ainsi qu'à comparer la solution LQR donnée en [12] avec celle de la commande H_2 , en prenant en compte l'entrée exogène du modèle (commande H_2 avec information complète) [13]. L'influence des conditions d'émission, des paramètres du modèle et des pondérations de la synthèse LQR sur le point de fonctionnement du système est analysée.

L'article est organisé comme suit. La section II présente le modèle du système, suivie de la formulation du problème de contrôle de puissance décrite dans la section III. Par la suite, dans la section IV, les solutions par la commande H_2 sont présentées et analytiquement confrontées. Les performances des algorithmes sont évaluées à la section V. Enfin, nous concluons par la section VI.

II. MODÉLISATION

Il existe différentes technologies d'accès en communication sans fil (RAT, du terme en anglais *Radio Access Technologies*), comme c'est le cas des systèmes cellulaires GSM pour *Global System for Mobile Communications* et WCDMA pour *Wideband Code Division Multiple Access* qui utilisent différentes techniques d'accès multiples qui sont respectivement le *Time Division Multiple Access* (TDMA) et le *Code Division Multiple Access* (CDMA). Par conséquence, les caractéristiques d'émission et le profil d'interférence varient d'une RAT à l'autre. Néanmoins, du point de vue du contrôle de puissance distribué, un modèle simple et représentatif est applicable quel que soit le réseau de communication sans fil. Il caractérise l'interférence mutuelle entre les utilisateurs : Le réseau est représenté comme des ensembles de paires émetteur-récepteur qui causent l'interférence des uns sur les autres, cet-à-dire des ensembles d'utilisateurs co-canaux. Nous considérons alors un réseau de communication sans fil générique, constitué de M paires émetteur-récepteur ou liens co-canaux, $\mathbf{M} = \{1, 2, \dots, M\}$. Pour chaque $i, j \in \mathbf{M}$,

p_i exprime la puissance utilisée par l'émetteur du lien i et G_{ij} est le gain du canal entre l'émetteur du lien j et le récepteur du lien i . La puissance du bruit au niveau du récepteur du lien i est notée par η_i . Donc, le SINR $\gamma_i(k)$, perçu par le récepteur du lien i à l'instant k , est donné par :

$$\gamma_i(k) = \mu_i(k)p_i(k), \quad (1)$$

où

$$\mu_i(k) = \frac{G_{ii}(k)}{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M G_{ij}(k)p_j(k) + \eta_i} \quad (2)$$

est le gain effectif du canal du lien i à l'instant¹ k . Nous prenons en compte les contraintes physiques sur la puissance d'émission en considérant $p_i(k) \in [p_{\min}, p_{\max}]$ quels que soient l'instant k et le lien $i \in \mathbf{M}$.

L'évaluation de la qualité de service, comme le débit d'information et le taux d'erreur de bit dépend de la qualité de transmission du lien émetteur-récepteur. Le SINR est généralement utilisé comme mesure de la qualité de la communication et, par conséquent, aussi employé comme mesure de la QoS. Les exigences sur la QoS sont donc traduites en contraintes sur le SINR où avoir un niveau élevé de QoS correspond à une valeur importante du SINR.

En télécommunication, la formule de Shannon définit le maximum du débit de transmission à travers un canal et dépend du SINR, en supposant que les stratégies d'émission/réception, schémas de modulation et de codage, sont idéales. Concrètement, les limitations sur ces dernières produisent une perte de la capacité du canal définie par Shannon. De plus, il y a une valeur minimale du SINR au récepteur pour que la communication soit acceptable. Donc, nous adoptons l'expression suivante comme débit de transmission en fonction du SINR [14] :

$$T_i = \begin{cases} 0, & \gamma_i < \gamma_{\min} \\ W \log_2(1 + \kappa\gamma_i), & \gamma_{\min} \leq \gamma_i \leq \gamma_{\max} \\ W \log_2(1 + \kappa\gamma_{\max}), & \gamma_i > \gamma_{\max} \end{cases}, \quad (3)$$

où T_i est le débit de transmission, W est la bande passante du canal, κ représente le facteur de perte moyenne, γ_{\min} donne le niveau minimal tolérable du SINR et γ_{\max} est la valeur maximale du SINR au delà de laquelle le débit de transmission ne s'améliore pas.

III. FORMULATION DU PROBLÈME DE CONTRÔLE DE PUISSANCE D'ÉMISSION OPPORTUNISTE

Le contrôle de puissance pour des applications exigeant une QoS invariante est caractérisé, dans le cas idéal, par la sélection d'une séquence de puissances $\{p_i(k)\}$ produisant une séquence de SINR $\{\gamma_i(k)\}$ au niveau du récepteur qui tendra vers le SINR désiré, γ_i^t , pour chaque lien $i \in \mathbf{M}$. Ce type d'algorithme est dit "*target tracking*" car, malgré les effets induits par la variation temporelle des canaux,

¹En effet, l'instant k représente le $k^{\text{ème}}$ intervalle de temps d'émission qui correspond à la période comprise entre deux commandes consécutives du contrôle de puissance qui n'est que la période d'échantillonnage où les gains des canaux sont supposés constants.

ils préserveront le SINR du récepteur autour de la valeur désirée. En adoptant la notation \bar{s} pour représenter la valeur en décibel de la variable s , soit $\bar{s} = 10 \log_{10}(s)$, nous pouvons exprimer un algorithme “*target tracking*” général avec une QoS constante par :

$$\bar{p}_i(k+1) = \bar{p}_i(k) + (1 - a_i)[\bar{\gamma}_i^t - \bar{\gamma}_i(k)], \quad (4)$$

où a_i est un coefficient d’adaptation qui doit vérifier $0 \leq a_i < 1$ pour assurer la convergence de l’algorithme.

Le but de ce travail est de proposer une approche flexible et opportuniste de contrôle de puissance où le SINR désiré initialement constant est ajusté selon un critère de performance. Donc, nous associons au SINR un modèle dynamique, ayant comme référence $\bar{\gamma}_{\max}$, présenté à la section II comme le seuil maximal au delà duquel aucune amélioration sur la QoS n’est apporté. Cette dynamique est dictée par le signal de commande $u_i(k)$:

$$\bar{\gamma}_i^t(k+1) = \bar{\gamma}_{\max} + u_i(k). \quad (5)$$

De plus, nous utilisons l’algorithme conventionnel (4), mais avec le SINR désiré variable dans le temps, d’où :

$$\bar{p}_i(k+1) = \bar{p}_i(k) + (1 - a_i)[\bar{\gamma}_i^t(k) - \bar{\gamma}_i(k)]. \quad (6)$$

Le modèle de contrôle de puissance avec QoS flexible est bien représenté par (5) et (6). Il reste à définir un critère de performance induisant l’opportunisme.

L’opportunisme correspond à l’exploration de la variabilité de la qualité des liens de communication pour une utilisation efficace des ressources du réseau. Autrement dit, on doit attribuer la valeur de la QoS des liens selon leurs conditions de transmission. Par exemple, les liens ayant des gains effectifs du canal plus importants sont autorisés à atteindre des niveaux élevés de SINR, alors que les liens moins favorisés sont contraints de réduire les valeurs de leurs SINR. Ce comportement est bien exprimé par un problème de commande linéaire quadratique où le critère de performance est constitué de deux objectifs contradictoires : L’obtention d’une valeur élevée du SINR et l’atténuation de la puissance de transmission [12].

Pour exprimer l’objectif d’atténuation de la puissance, une nouvelle variable est introduite, $\bar{\varepsilon}_i^p(k) = \bar{p}_i(k) - \bar{p}_{\min}$, donnant l’écart entre la puissance d’émission et sa valeur minimale. Ainsi, la dynamique de la puissance donnée par (6) est remplacée par celle de l’écart $\bar{\varepsilon}_i^p(k)$:

$$\bar{\varepsilon}_i^p(k+1) = a_i \bar{\varepsilon}_i^p(k) + (1 - a_i)[\bar{\gamma}_i^t(k) - \bar{\mu}_i(k) - \bar{p}_{\min}]. \quad (7)$$

Conformément à (5) et (7), le compromis entre les objectifs mentionnés ci-dessus est exprimé par le critère quadratique suivant pour un horizon infini :

$$\min_{u_i(k)} J_i = \sum_{k=0}^{\infty} [\bar{\varepsilon}_i^p(k) q_i \bar{\varepsilon}_i^p(k) + u_i(k) r_i u_i(k)], \quad (8)$$

où q_i et r_i sont les pondérations de la synthèse de contrôleur pour chaque $i \in \mathbf{M}$. Puisque le compromis est imposé par le rapport entre q_i et r_i , nous fixons $q_i = 1$.

Dans cette formulation, la pondération r_i favorise l’atténuation de la puissance, r_i faible, ou l’augmentation

du SINR, r_i élevé. Donc, quelle que soit la valeur de r_i , l’allocation de puissance se fait d’une manière opportuniste. Pour le cas où le gain effectif du canal est grand et pour une puissance de départ faible, la pondération associée au signal de commande sera plus grande que celle sur l’écart $\bar{\varepsilon}_i^p$. Ainsi, le SINR désiré se rapproche du maximum $\bar{\gamma}_{\max}$. Dans le cas contraire et avec une puissance de départ élevée, le premier terme du critère (8) est plus prononcé, il exerce ainsi une influence importante sur le critère, induisant de ce fait une synthèse tournée à l’économie d’énergie.

Etant donné que la stratégie de commande est la même pour chaque terminal, nous supprimons l’indice i pour simplifier les notations. Nous introduisons ainsi le vecteur d’état $\mathbf{x}(\mathbf{k}) = [\bar{\varepsilon}^p(k) \quad \bar{\gamma}^t(k)]^T$ et le modèle d’état décrit par les équations (5) et (7) :

$$\mathbf{x}(\mathbf{k}+1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(\mathbf{k}) + \mathbf{B}_1\mathbf{w}(\mathbf{k}) + \mathbf{B}_2\mathbf{u}(\mathbf{k}), \quad (9)$$

où

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a & (1-a) \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{w}(\mathbf{k}) = \begin{bmatrix} \bar{\gamma}_{\max} \\ \bar{\mu}(k) \\ \bar{p}_{\min} \end{bmatrix}; \quad (10)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 & -(1-a) & -(1-a) \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

Puisque le vecteur d’entrée \mathbf{B}_2 garantit la commandabilité du système (9)-(10), le problème de commande quadratique est alors exprimé par :

$$\min_{u(k)} \sum_{k=0}^{\infty} [\mathbf{x}^T(\mathbf{k})\mathbf{Q}\mathbf{x}(\mathbf{k}) + r\mathbf{u}^2(\mathbf{k})]$$

sujet à (9) – (10) (11)

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

IV. CORRECTEUR H_2

Le problème posé par (11) correspond bien au problème de commande H_2 illustré par la Figure 1, où \mathbf{K} est le correcteur H_2 et G est la forme standard du problème de commande :

$$G : \begin{cases} \mathbf{x}(\mathbf{k}+1) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(\mathbf{k}) + \mathbf{B}_1\mathbf{w}(\mathbf{k}) + \mathbf{B}_2\mathbf{u}(\mathbf{k}) \\ \mathbf{z}(\mathbf{k}) &= \mathbf{C}_1\mathbf{x}(\mathbf{k}) + \mathbf{D}_{12}(\mathbf{k})\mathbf{u}(\mathbf{k}), \end{cases} \quad (12)$$

où les matrices \mathbf{A} , \mathbf{B}_1 , \mathbf{B}_2 et l’entrée exogène $\mathbf{w}(\mathbf{k})$ sont données par (10). La matrice \mathbf{C}_1 et le vecteur \mathbf{D}_{12} ont pour expression :

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D}_{12} = \begin{bmatrix} 0 \\ r^{1/2} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Grâce à la structure particulière du problème, lorsque nous sommes limités aux solutions par retour d’état, les synthèses H_2 et LQR sont équivalentes. Aux conditions que le vecteur d’état est complètement disponible et que l’entrée exogène $\mathbf{w}(\mathbf{k})$ ne corrompt pas la mesure du vecteur d’état alors, pour tout \mathbf{B}_1 non-identiquement nul, la commande H_2 par retour d’état correspond à la commande

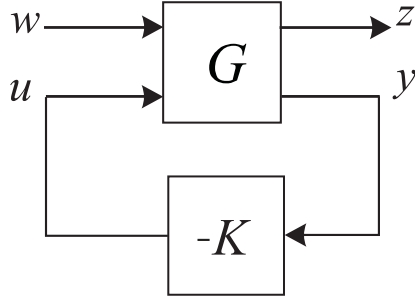


Fig. 1. Transformation linéaire fractionnelle.

LQR, c'est-à-dire que le correcteur \mathbf{K} stabilisant G et minimisant la norme H_2 de la fonction transfert entre \mathbf{w} et \mathbf{z} est celui qui minimise la norme L_2 de \mathbf{z} [13, 15].

Toutes les conditions pour cette équivalence sont satisfaites dans (11). Les variables d'état, la puissance d'émission et le SINR désiré, sont disponibles à chaque instant. On assume que l'entrée exogène $\mathbf{w}(\mathbf{k})$ constituée des constantes $\bar{\gamma}_{\max}$ et \bar{p}_{\min} et du gain effectif du canal $\bar{\mu}(k)$ est aussi disponible. Il faut remarquer que la commande H_2 n'est pas optimale, car l'entrée exogène \mathbf{w} n'est pas une variable aléatoire gaussienne. Par ailleurs, la considération d'incertitudes sur les entrées exogènes par approches stochastiques et/ou robustes ne fait pas l'objet de ce travail.

Dans [12], la solution LQR, ou H_2 par retour d'état, a été appliquée au problème (11). La simplicité de sa mise en œuvre (correcteur statique) et la faible complexité de calcul (modèle à deux variables d'état) la rendent très attractive. Les équations du contrôle de puissance LQR sont résumées à la Table I.

TABLE I
EXPRESSION DE LA CORRECTION LQR

$$u(k) = -\mathbf{K} \begin{bmatrix} \bar{\varepsilon}^p(k) \\ \bar{\gamma}^t(k) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K} = [\mathbf{r} + \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} \mathbf{B}_2]^{-1} \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} \mathbf{A}$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{A} + \mathbf{Q} - \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{B}_2 [\mathbf{r} + \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} \mathbf{B}_2]^{-1} \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} \mathbf{A}$$

Comme alternative à la commande LQR, on peut profiter de la disponibilité de l'entrée exogène pour l'exploiter dans la synthèse de la loi de commande, ce qui nous conduit à la commande H_2 avec information complète [13] dont les équations sont résumées à la Table II.

TABLE II
EXPRESSION DE LA CORRECTION H_2 AVEC INFORMATION COMPLÈTE

$$u(k) = -\mathbf{K} \begin{bmatrix} \bar{\varepsilon}^p(k) \\ \bar{\gamma}^t(k) \end{bmatrix} - \mathbf{K}_w \begin{bmatrix} \bar{\gamma}_{\max} \\ \bar{\mu}(k) \\ \bar{p}_{\min} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K} = [\mathbf{r} + \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} \mathbf{B}_2]^{-1} \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} \mathbf{A}$$

$$\mathbf{K}_w = [\mathbf{r} + \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} \mathbf{B}_2]^{-1} \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} \mathbf{B}_1$$

$$\mathbf{P} = \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{A} + \mathbf{Q} - \mathbf{A}^T \mathbf{P} \mathbf{B}_2 [\mathbf{r} + \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} \mathbf{B}_2]^{-1} \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} \mathbf{A}$$

Même si cette solution présente un gain supplémentaire \mathbf{K}_w , associé à l'entrée exogène, il reste que ce dernier est induit par la même matrice \mathbf{P} que le gain du retour d'état \mathbf{K} . Ainsi, la complexité additionnelle de l'approche H_2 avec

information complète par rapport à l'approche LQR n'est pas très importante. Les deux solutions présentent une faible complexité de calcul car on manipule des matrices bi-dimensionnelles, la seule inversion porte sur un scalaire.

A. Analyse

Le fonctionnement du contrôle de puissance, décrit ci-dessus, dépend des caractéristiques du système et des paramètres-clés de l'algorithme. Dans notre modèle, les spécificités du système sont décrites par $\mathbf{w}(\mathbf{k})$ où les valeurs de $\bar{\gamma}_{\max}$ et \bar{p}_{\min} et un intervalle typique de valeurs de $\bar{\mu}(k)$ caractérisent un réseau. Les paramètres-clés de l'algorithme sont le coefficient d'adaptation a et la pondération $r = \mathbf{D}_{12}^T \mathbf{D}_{12}$ de la synthèse H_2 .

Pour les effets propres à chaque paramètre-clé, on observe que (6) fonctionne comme un filtre, où des faibles valeurs de a induisent une variation rapide de la puissance, alors qu'un filtre passe-bas résulte d'une valeur de a proche de 1. Cependant, la pondération r détermine le compromis entre une faible consommation de puissance et un haut débit de transmission.

Par conséquent, l'action du signal de commande $u(k)$ sert à modifier le point de fonctionnement du système en termes du SINR désiré et de la puissance d'émission. Ainsi, pour les commandes LQR et H_2 avec information complète, les points de fonctionnement du système sont respectivement $\mathbf{x}_{\text{LQR}}^*$ et $\mathbf{x}_{\text{H}_2}^*$ donnés par :

$$\mathbf{x}_{\text{LQR}}^* = (\mathbf{I}_{2 \times 2} - \mathbf{A} + \mathbf{B}_2 \mathbf{K})^{-1} \mathbf{B}_1 \mathbf{w}(\infty) \text{ et}$$

$$\mathbf{x}_{\text{H}_2}^* = (\mathbf{I}_{2 \times 2} - \mathbf{A} + \mathbf{B}_2 \mathbf{K})^{-1} (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 \mathbf{K}_w) \mathbf{w}(\infty), \quad (14)$$

où $\mathbf{I}_{2 \times 2}$ est la matrice identité bi-dimensionnelle. Du moment que les valeurs des gains \mathbf{K} et \mathbf{K}_w sont induites par le choix des paramètres a et r , le contrôle de puissance peut balayer une gamme importante de points de fonctionnement à travers ces choix de paramètres.

L'influence conjointe des paramètres a et r sur le SINR désiré au point de fonctionnement du système $\bar{\gamma}^{t*}$ est illustrée à la Figure 2, où quelques courbes du SINR désiré au point de fonctionnement sont tracées pour différentes valeurs de a et r .

De la Figure 2, nous ferons quelques remarques qui sont valables pour les deux approches de commande : Les valeurs élevées de a permettent la couverture d'une gamme plus importante de SINR désiré $\bar{\gamma}^{t*}$. Cela signifie une flexibilité plus grande sur l'attribution de la QoS. Nous vérifions aussi que les affirmations sur le rôle de la pondération r sont confirmées. Ainsi, des valeurs élevées de r induisent $\bar{\gamma}^{t*} \rightarrow \bar{\gamma}_{\max}$, ce qui traduit un effort dans l'amélioration du débit de transmission.

A partir de la Figure 2, la comparaison entre les approches LQR et H_2 avec information complète révèle que, pour une configuration donnée $(a, r, \bar{\mu}(\infty))$, le SINR désiré calculé par la seconde approche est plus faible que celui trouvé à partir de la première. Par contre, avec un bon choix des paramètres a et r , on peut toujours obtenir la même performance soit avec la commande par retour d'état (LQR), soit avec la commande H_2 avec information complète. L'avantage d'appliquer la seconde se trouve dans

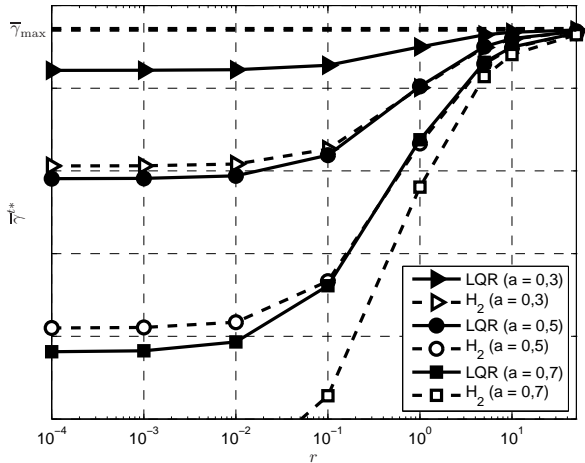


Fig. 2. SINR désiré au point de fonctionnement $\bar{\gamma}^{t*}$, induit par le contrôle de puissance par correction LQR et H_2 avec information complète, pour différentes valeurs du paramètre a et de la pondération r .

la possibilité de fonctionner autour d'un point de fonctionnement avec une valeur de a plus faible que celle de la commande LQR. Une bonne part des valeurs de $\bar{\gamma}^{t*}$ qui sont accessibles par $H_2(a = 0,5)$, par exemple, ne sont accessible par l'approche LQR qu'avec $a \approx 0,7$. Des valeurs plus faibles de a correspondent aux algorithmes d'adaptation de puissance plus rapides.

V. SIMULATION

Dans cette section, nous présentons quelques résultats de simulations numériques. Un système générique de communication sans fil est décrit par un nœud central et plusieurs terminaux d'émission co-canal, dont les positions sont distribuées uniformément sur une surface de 200 mètres de rayon. Chaque émetteur ajuste sa puissance d'une façon décentralisée.

Les phénomènes de propagation des signaux sont bien représentés dans le modèle du gain de canal. Pour chaque terminal, la perte de puissance du signal est donnée par $\overline{PL}(d) = 129 + 35 \log_{10}(d) + \chi$ [dB], où d est la distance (en kilomètres) entre le terminal émetteur et le nœud central, et χ dénote le composant de fading lent : Une variable aléatoire de moyenne nulle et d'écart type de 7 dB. Le fading rapide, du type Rayleigh, est mis en œuvre selon le modèle de Jakes [16], avec l'étalement Doppler de 20 Hz. Les valeurs typiques des réseaux cellulaires WCDMA sont adoptées pour la fréquence du contrôle de puissance, 1,5 KHz, et pour les puissances d'émission minimale, -49 dBm, et maximale, 21 dBm. La relation entre le débit de transmission et le SINR donné par (3) est calculée pour $W = 5$ MHz et $\kappa = 0,08$. La région d'opération du SINR est déterminée par $[\bar{\gamma}_{\min}, \bar{\gamma}_{\max}] = [-17, 7; -6, 4]$ dB.

A. Caractère opportuniste

Pour illustrer le comportement opportuniste du contrôle de puissance proposé, nous traçons sur la Figure 3 les courbes donnant l'évolution temporelle du gain effectif du canal, de la puissance et du SINR désiré pour un utilisateur du réseau qui lui comporte dix utilisateurs. L'évaluation est faite sur le même profil de variation des gains des canaux

pour deux configurations de l'algorithme LQR : $r = 1$ et $r = 5$, les deux avec $a = 0,7$. Le comportement de l'algorithme H_2 avec information complète est similaire.

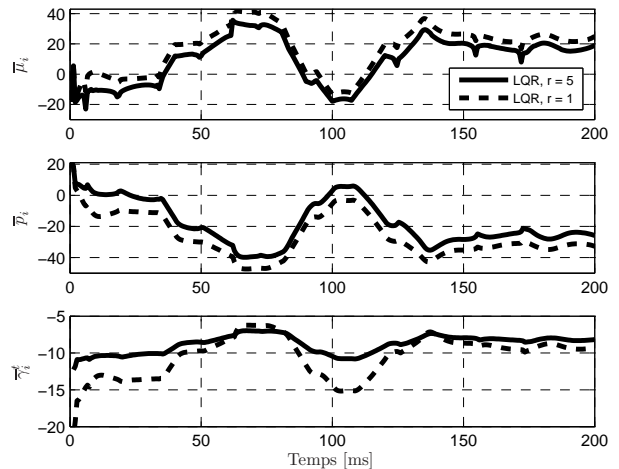


Fig. 3. Echantillon de l'évolution du gain effectif du canal ($\bar{\gamma}_i$), de la puissance d'émission (\bar{p}_i), et du SINR désiré ($\bar{\gamma}_i^{t*}$) pour un utilisateur du réseau qui lui comporte dix utilisateurs.

En conformité avec les discussions antérieures sur l'opportunisme, dans les situations plus favorables (gain effectif du canal élevé), le SINR désiré croit en même temps que la puissance d'émission décroît. De plus, le rôle du paramètre r est bien notable : r élevé implique des niveaux aussi élevés du SINR et de la puissance. L'utilisation de moins de puissance par des configurations avec r faible explique les niveaux plus élevés du gain effectif de canal, ce qui veut dire les niveaux plus faibles d'interférence dans le réseau.

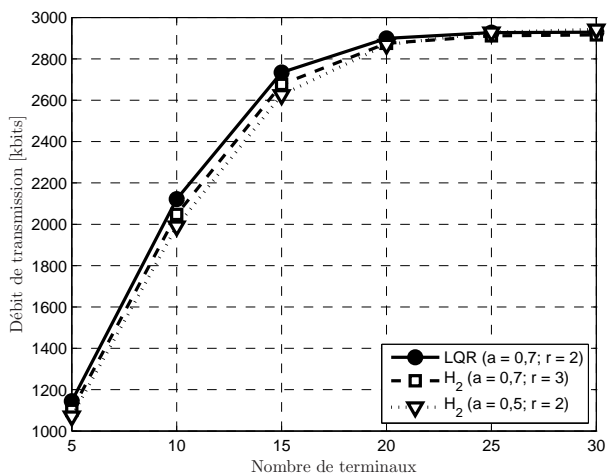
B. Performance

Trois aspects sont considérés dans l'évaluation de la performance des algorithmes : le débit global de transmission dans le réseau, la probabilité d'interruption de service et la mesure d'erreur de transmission. La probabilité d'interruption de service, en anglais "outage", est donnée par $\Pr\{\gamma < \gamma_{\min}\}$, où γ_{\min} est le SINR minimal pour une communication acceptable. La mesure d'erreur $\bar{\epsilon}_{\text{SINR}}$ est relative à la poursuite du SINR désiré et est calculée par :

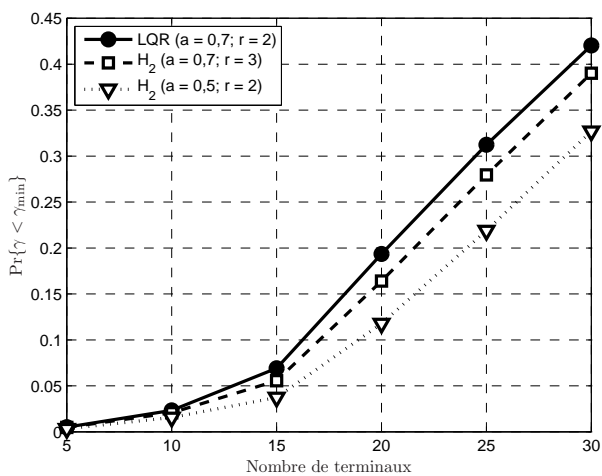
$$\bar{\epsilon}_{\text{SINR}} = \frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \left\{ \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |\bar{\gamma}_j^t(k) - \bar{\gamma}_j^t(k)| \right\}, \quad (15)$$

où M est le nombre de terminaux et N le nombre d'échantillon. Les résultats concernant ces trois mesures de performance sont donnés à la Figure 4. Ils sont obtenus comme la moyenne de dix réalisations de 5 secondes de fonctionnement du réseau. Les différents algorithmes sont soumis aux mêmes gains des canaux.

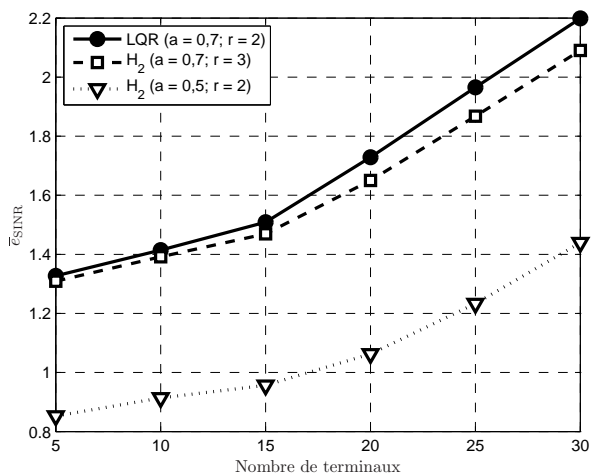
Nous évaluons trois configurations avec approximativement les mêmes performances en termes de débit global de transmission (Figure 4(a)) : LQR ($a = 0,7; r = 2$), H_2 ($a = 0,7; r = 3$) et H_2 ($a = 0,5; r = 2$). Ayant LQR ($a = 0,7; r = 2$) comme référence, on observe que l'utilisation de plus d'information dans la loi de commande par H_2 ($a = 0,7; r = 3$) améliore, même modestement, les performances en termes d'"outage" (Figure 4(b)) et d'erreur



(a) Débit global de transmission.



(b) Outage.



(c) Magnitude moyenne d'erreur de poursuite du SINR.

Fig. 4. Débit global de transmission, *outage* et magnitude moyenne d'erreur d'asservissement du SINR pour 5 secondes de fonctionnement du réseau pour les algorithmes LQR et H_2 avec information complète.

d'asservissement du SINR (Figure 4(c)). La configuration H_2 ($a = 0,5; r = 2$), où le coefficient d'adaptation de la puissance a est faible, reste plus performante que les deux premières. Les meilleurs niveaux d'*outage* et d'erreur de

poursuite du SINR de l'approche H_2 sont obtenus grâce à l'information additionnelle apportée par \mathbf{w} , et aussi à la réponse plus rapide aux variations temporelles des canaux.

VI. CONCLUSIONS

Dans cette contribution, nous avons enrichi le travail déjà réalisé dans [12] sur une approche de contrôle distribué de puissance d'émission dans les réseaux de communication sans fil. L'approche est dite opportuniste parce qu'elle associe des niveaux de QoS élevés à des terminaux qui se trouvent en situations favorables. Le problème est formulé dans le cadre de la commande linéaire quadratique. Grâce à la structure du problème, la solution par la commande LQR proposée en [12] est équivalente à celle de la commande H_2 par retour d'état, ce qui nous a conduit à profiter de l'information additionnelle disponible des entrées exogènes pour réaliser une synthèse H_2 avec information complète et analyser son efficacité par rapport à une commande LQR.

RÉFÉRENCES

- [1] Zander J. Distributed cochannel interference control in cellular radio systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 41, n° 3, pp. 305–311, août 1992.
- [2] Gunnarsson F. Fundamental limitations of power control and radio resource management in wireless networks. *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 4, pp. 579–591, septembre 2004.
- [3] Zander J. Performance of optimum transmitter power control in cellular radio systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 41, n° 1, pp. 57–62, février 1992.
- [4] Foschini G. J. et Miljanic Z. A simple distributed autonomous power control algorithm and its convergence. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 42, n° 4, pp. 641–646, novembre 1993.
- [5] Yates R. D. A framework for uplink power control in cellular radio systems. *IEEE Journal on Selected Areas on Communications*, vol. 13, n° 7, pp. 1341–1347, septembre 1995.
- [6] Sung C. W. et Leung K. K. A generalized framework for distributed power control in wireless networks. *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, n° 7, pp. 2625–2635, juillet 2005.
- [7] MacKenzie A. B. et Wicker S. B. Game theory and the design of self-configuring, adaptive wireless networks. *IEEE Communications Magazine*, vol. 39, n° 11, pp. 126–131, novembre 2001.
- [8] de S. Chaves F., Cavalcanti F. R. P., de Oliveira Neto R. A. et Santos R. B. *Optimizing Wireless Communication Systems*. New York : Springer, 2009, ch. Power Control for Wireless Networks : Conventional and QoS-Flexible Approaches, pp. 3–49.
- [9] Xiao M., Shroff N. B. et Chong E. K. P. A utility-based power-control scheme in wireless cellular systems. *IEEE/ACM Transactions on Networking*, vol. 11, n° 2, pp. 210–221, avril 2003.
- [10] de S. Chaves F., Cavalcanti F. R. P., de Oliveira Neto R. A. et Santos R. B. Opportunistic distributed power control with adaptive QoS and fairness for wireless networks. *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 10, n° 2, pp. 200–213, février 2010.
- [11] Subramanian A. et Sayed A. H. Joint rate and power control algorithm for wireless networks. *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, n° 11, pp. 4204–4214, novembre 2005.
- [12] de S. Chaves F., Abbas-Turki M., Abou-Kandil H. et Romano J. M. T. Distributed power control for QoS-flexible services in wireless communication networks. 17th Mediterranean Conference on Control and Automation, MED'09, Thessalonique, Grèce, 24–26 juin 2009.
- [13] Zhou K., Doyle J. C. et Glover K. *Robust and Optimal Control*. New Jersey : Prentice Hall, 1996.
- [14] Qiu X. et Chawla K. On the performance of adaptive modulation in cellular systems. *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, n° 6, pp. 884–895, juin 1999.
- [15] de Oliveira M. C., Geromel J. C. et Bernussou J. An LMI optimization approach to multiobjective controller design for discrete-time systems. 38th IEEE Conference on Decision and Control, CDC, Phoenix, Etats-Unis, 7–10 décembre 1999.
- [16] Jakes W. C. *Microwave Mobile Communications*. New York : John Wiley & Sons, Inc., 1974.