

# Contrôle de puissance et détection multicode conjointe dans une liaison descendante à haut débit de l'UMTS

Bessem SAYADI, Stefan ATAMAN, Inbar FIJALKOW

Equipes Traitement des Images et du Signal, ETIS-CNRS-UCP  
6 avenue du Ponceau, 95014, Cergy Pontoise, France  
{sayadi, ataman, fijalkow}@ensea.fr

**Résumé** – Dans ce papier, nous nous intéressons à l'optimisation conjointe des paramètres des récepteurs linéaires joints multicode, proposés récemment dans [4], et du contrôle de puissance, afin d'améliorer la qualité du lien descendant haut-débit de l'UMTS. L'approche proposée nous permet de minimiser la puissance transmise par la station de base et d'obtenir la répartition optimale des puissances des codes au niveau de la station de base.

**Abstract** – In this paper, the benefits of combining a downlink power control and a joint multicode detection, proposed recently in [4], is analyzed. It is demonstrated that by applying the proposed scheme, we have, first, the optimal code power allocation, and second, the minimization of the base station (BS) transmitted power. The integration of the power control and multicode receiver optimization is done by adapting the filter coefficients to suppress the self interference caused by the multicode transmission.

## 1 Introduction

La convergence des technologies de l'Internet et des réseaux mobiles qui se fera dans le cadre de la troisième génération des réseaux mobiles et au-delà et l'émergence des nouvelles applications temps-réel multimédias, telles que la vidéo et la visioconférence, nécessite la prise en compte de services à débit variables avec des contraintes de qualité de service diversifiées. Pour cela, deux schémas d'étalement ont été proposés. Le premier se base sur l'emploi des séquences d'étalement à longueur variable. Cependant, l'emploi des codes courts augmente le niveau de l'Interférence Inter-Symboles (IIS) en présence d'un canal à multi-trajets. Afin de remédier à ce problème, une transmission en multicode a été proposée. Le flot de données haut débit est partitionné en plusieurs sous-flots à plus faible débit étalés par des séquences d'étalement courtes. Tous les sous-flots sont ensuite transmis d'une façon synchrone. Cette technique est déjà adoptée dans le nouveau lien UMTS : le lien HSDPA [1] qui peut atteindre un débit de l'ordre de 14 Mbits/s. Cependant, la présence des multi-trajets dans les canaux de propagation détruit l'orthogonalité des codes et crée l'Interférence Inter-Code (IIC) qui augmente avec le nombre des codes parallèles employés dans le schéma de transmission en multicode [3].

Afin d'améliorer la qualité du lien descendant définie en terme de RSI (Rapport Signal à Interférence), une réception jointe multicode récemment a été proposée, dans [4], sous l'hypothèse que les différents codes sont transmis avec la même puissance. En se basant sur la description du signal reçu en présence d'un canal sélectif en fréquence où plusieurs débits de transmission sont considérés, nous avons montré dans [4] que le problème de décodage de l'utilisateur haut débit multicode peut être structuré comme un problème de détection multi-utilisateurs [2].

Indépendamment, le contrôle de puissance suppose une structure fixe du récepteur et optimise la communication entre la station de base et les mobiles en contrôlant la puissance transmise par les différents utilisateurs. Cependant, un nombre faible de travaux s'est intéressé au contrôle de puissance dans un lien descendant [6] ou sur la manière dont la station de base doit répartir la puissance sur les différents codes (du schéma multicode) afin de minimiser l'IIC et la puissance transmise par la station de base.

Dans ce papier, nous proposons d'optimiser conjointement, au niveau du mobile, les paramètres du récepteur joint multicode et du contrôle de puissance. Cette approche nous permet d'améliorer les performances du lien en augmentant sa capacité et de réduire l'IIC. La station de base adaptera ses puissances suivant les conditions de la propagation. Afin de mettre en oeuvre l'algorithme, les paramètres du récepteur joint multicode et le rapport RSI à la sortie du récepteur sont calculés. La puissance de chaque code est alors mise à jour d'une façon récursive à partir des RSI. Le mobile transmet alors à la station de base la nouvelle répartition des puissances sur les codes par le biais d'une voie de retour. Cette voie est prévue, par exemple dans le lien HSDPA. L'algorithme converge si on atteint un RSI *cible* sur chaque code. Nous rappelons que notre mesure de la qualité de service est le RSI *cible* qui est fixé par les couches hautes du système. L'implémentation de cette approche nécessite la mesure du rapport RSI au niveau de chaque code. Dans cette étude, nous analysons les détecteurs MMSE et ZF (Zero Forcing) en comparant leurs performances à celles obtenues par un banc de récepteurs RAKE.

## 2 Modèle algébrique du lien UMTS haut débit

Supposons la présence de  $K$  utilisateurs dans une cellule transmettant chacun à un débit différent. Chaque utilisateur reçoit une trame de  $N_{chip}$  chips. La station de base attribue, en se basant sur la qualité de service requise par l'utilisateur  $k$ , un facteur d'étalement noté  $G_k$  et  $M_k$  codes d'étalement sous la condition que  $N_{chip} = G_k N_{bit}^{(k)}$  où  $N_{bit}^{(k)}$  représente le nombre des symboles transmis par chaque utilisateur  $k$ . Sous la contrainte que le débit chip est constant,  $1/T_c$ , la période symbole, notée par  $T_{s,k} = G_k T_c$ , varie en fonction de débit requis par l'utilisateur  $k$ .

L'atténuation entre la BS (Base-Station) et le  $k^{\text{ème}}$  utilisateur est modélisée en présence d'un effet de *shadowing* par [5] :

$$z_k = d_k^{-\beta} 10^{\frac{\xi_k}{10}}, \quad \xi_k \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\xi^2) \quad (1)$$

où  $d_k$  représente la distance entre l'utilisateur et la BS.  $\beta$  représente le coefficient d'atténuation.  $\mathcal{N}(0, \sigma_\xi^2)$  représente une densité Gaussienne de moyenne 0 et de variance  $\sigma_\xi^2$ .

Nous supposons la présence d'un canal multi-trajets caractérisé par  $L$  trajets, noté  $\mathbf{h} = [\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_{L-1}]^T$ . Ainsi le canal peut être modélisé comme suit :

$$\mathbf{h}_k = z_k \mathbf{h} \quad (2)$$

La puissance attribuée au  $m^{\text{ème}}$  code de l'utilisateur  $k$  est notée par  $p_m^{(k)}$ . Le signal transmis par l'utilisateur  $k^{\text{ème}}$  s'écrit,

$$y_k(t) = \sum_{n=0}^{N_{bit,k}-1} \sum_{m=1}^{M_k} \sqrt{p_m^{(k)}} b_m^{(k)}(n) c_m^{(k)}(t - nT_{s,k}), \quad (3)$$

$$\text{où } c_m^{(k)}(t) = \sum_{q=0}^{G_k-1} c_m^{(k),(q)} \psi(t - qT_c)$$

$b_m^{(k)}(n)$  représente le symbole de l'utilisateur  $k$  véhiculé sur  $m^{\text{ème}}$  code transmis à l'instant  $n$ .  $\psi$  est la fenêtre de mise en forme de durée  $T_c$ . Le signal en bande de base s'écrit, ainsi,

$$r(t) = \sum_{k=1}^K z_k \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \sum_{n=0}^{N_{bit,k}-1} \sum_{m=1}^{M_k} \sqrt{p_m^{(k)}} b_m^{(k)}(n) c_m^{(k)}(t - nT_{s,k} - \tau_l) + n(t) \quad (4)$$

où  $n(t)$  est un bruit blanc gaussien.

Le signal reçu discrétisé au rythme  $1/T_c$ , s'exprime comme suit :

$$r_l = r(lT_c) = \sum_{k=1}^K z_k \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l$$

$$\sum_{n=0}^{N_{bit,k}-1} \sum_{m=1}^{M_k} \sqrt{p_m^{(k)}} b_m^{(k)}(n) c_m^{(k)}((l - nG_k - t_l) T_c) + n(lT_c) \quad (5)$$

où  $t_l$  désigne le retard de trajet discrétisé.

La transmission de la séquence peut s'exprimer vectoriellement par  $\mathbf{r} = [r_1, \dots, r_{N_{chip}+L-1}]^T$  :

$$\mathbf{r} = \sum_{k=1}^K \mathbf{C}^{(k)} \tilde{\mathbf{H}}^{(k)} \mathbf{W}^{(k)} \mathbf{b}^{(k)} + \mathbf{n} \quad (6)$$

$$\mathbf{b}^{(k)} = [b_1^{(k)}(0), \dots, b_{M_k}^{(k)}(0), \dots, b_{M_k}^{(k)}(N_{bit}^{(k)} - 1)]^T$$

où  $\tilde{\mathbf{H}}^{(k)} = \text{diag}(\mathbf{h}_k, \dots, \mathbf{h}_k)$  de dimension  $(N_{bit}^{(k)} M_k L, N_{bit}^{(k)} M_k)$  et  $\mathbf{W}^{(k)} = \text{diag}(\mathbf{P}^{(k)}, \mathbf{P}^{(k)}, \dots, \mathbf{P}^{(k)})$  de dimension  $N_{bit}^{(k)} M_k$  où  $\mathbf{P}^{(k)} = \text{diag}(\sqrt{p_1^{(k)}}, \sqrt{p_2^{(k)}}, \dots, \sqrt{p_{M_k}^{(k)}})$  et  $\text{diag}(\mathbf{X})$  représente la matrice diagonale composée des éléments diagonaux de la matrice  $\mathbf{X}$ .

La matrice  $\mathbf{C}^{(k)}$  représente la matrice des codes de dimension  $((N_{chip} + L - 1), N_{bit}^{(k)} M_k L)$  construite comme suit [4],

$$\mathbf{C}^{(k)} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{0,0,0}^k, \dots, \mathbf{v}_{N_{bit,k}-1, M_k-1, L-1}^k \\ \mathbf{v}_{n,m,l}^k = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{nG_k}^T, \mathbf{u}_{m,l}^{kT}, \mathbf{0}_{(N_{bit,k}-n-1)G_k}^T \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{u}_{m,l}^k = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{t_l}^T, \mathbf{c}_m^{kT}, \mathbf{0}_{L-t_l-1}^T \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{c}_m^{kT} = [c_m^k(1), \dots, c_m^k(G_k)]^T \end{bmatrix}$$

$n = 0, \dots, N_{bit,k} - 1$ ,  $m = 0, \dots, M_k - 1$  et  $l = 0, \dots, L - 1$ .  $\mathbf{0}_n$  désigne le vecteur nul de dimension  $n$ . Le vecteur  $\mathbf{n}$ , de longueur  $N_{chip} + L - 1$ , représente le vecteur de bruit ayant  $N_0$  comme densité spectrale de puissance.

## 3 Structures des détecteurs joints multi-codes

Dans cette section, nous dérivons les rapports RSI à la sortie des récepteurs : RAKE, ZF et MMSE [5, 4]. Notons que les expressions des RSI seront intégrés dans notre algorithme présenté dans la section 4.

L'utilisateur 1 est considéré comme l'utilisateur d'intérêt. En posant  $\mathbf{A}^{(k)} = \mathbf{C}^{(k)} \tilde{\mathbf{H}}^{(k)}$ , le signal reçu s'exprime comme suit :

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}^{(1)} \mathbf{W}^{(1)} \mathbf{b}^{(1)} + \sum_{k=2}^K \mathbf{A}^{(k)} \mathbf{W}^{(k)} \mathbf{b}^{(k)} + \mathbf{n} \quad (7)$$

$$= \underbrace{\mathbf{A} \mathbf{W} \mathbf{b}}_{\text{signal utile}} + \underbrace{\quad}_{\text{MAI+ISI+bruit}} \quad (8)$$

Ainsi, à la sortie du récepteur linéaire, le rapport RSI s'écrit en général,

$$RSI(m, n) = \frac{E \left( \left| \hat{b}_m^{(1)}(n) \right| \right)^2}{E \left( |ICI + ISI + MAI + \text{bruit}|^2 \right)} \quad (9)$$

pour  $m = 1 \dots M_1$  et  $n = 1 \dots N_{bit,1}$ .

### 3.1 Récepteur RAKE

La sortie d'un banc de récepteur RAKE s'écrit :

$$\mathbf{y}_{RAKE} = \mathbf{A}^H \mathbf{r} = \mathbf{M} \mathbf{W} \mathbf{b} + \mathbf{A}^H \quad (10)$$

où  $\mathbf{M} = \mathbf{A}^H \mathbf{A}$ .

Nous séparons le terme utile, l'interférence ICI générée par la transmission en multi-codes et le terme MAI+ISI+bruit généré par le bruit et les autres utilisateurs actifs,

$$\mathbf{y}_{RAKE} = \text{diag}\{\mathbf{M} \mathbf{W}\} \mathbf{b} + \overline{\text{diag}\{\mathbf{M} \mathbf{W}\}} \mathbf{b} + \mathbf{A}^H \quad (11)$$

où  $\overline{\text{diag}\{\mathbf{X}\}} = \mathbf{X} - \text{diag}\{\mathbf{X}\}$  représente la matrice  $\mathbf{X}$  ayant une diagonale nulle.

Le rapport RSI à la sortie du récepteur relatif au  $n^{me}$  symbole transmis sur le  $m^{me}$  code s'exprime par l'équation (12).  $\mathbf{M}' = \mathbf{M}\mathbf{W}$  et  $\mathbf{R} = E[\mathbf{T}]$  représente la matrice de covariance du MAI, ISI et de bruit [5].

$$RSI_{RAKE}(m, n) = \frac{([\mathbf{M}']_{j,j})^2}{[(\mathbf{M}')^2]_{j,j} - ([\mathbf{M}']_{j,j})^2 + [\mathbf{M}'\mathbf{R}\mathbf{M}']_{j,j}} \quad (12)$$

pour  $j = m + (n-1)M_1$  où  $m = 1 \dots M_1$  et  $n = 1 \dots N_{bit,1}$ .  $[\mathbf{X}]_{j,j}$  désigne l'élément du  $j^{th}$  ligne et du  $j^{th}$  colonne de la matrice.

### 3.2 Récepteur ZF

La sortie du récepteur ZF s'exprime comme suit :

$$\mathbf{y}_{ZF} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{y}_{RAKE} = \mathbf{W}\mathbf{b} + (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \quad (13)$$

Le rapport RSI relatif au  $n^{me}$  symbole transmis sur le  $m^{me}$  code s'exprime comme suit :

$$RSI_{ZF}(m, n) = \frac{[\mathbf{W}]_{j,j}^2}{[\mathbf{M}^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{R} \mathbf{A} \mathbf{M}^{-H}]_{j,j}} \quad (14)$$

pour  $j = m + (n-1)M_1$  où  $m = 1 \dots M_1$  et  $n = 1 \dots N_{bit,1}$ .

### 3.3 Récepteur MMSE

Le récepteur MMSE minimise l'erreur quadratique  $E\{\|\mathbf{F}\mathbf{y}_{RAKE} - \mathbf{W}\mathbf{b}\|^2\}$ . La solution optimale est délivrée par l'expression suivante :

$$\mathbf{F} = \mathbf{W}^2 \mathbf{M}^H [\mathbf{M}\mathbf{W}^2 \mathbf{M}^H + \mathbf{A}^H \mathbf{R} \mathbf{A}]^{-1} \quad (15)$$

La sortie du récepteur MMSE s'écrit, ainsi, en notant  $\mathbf{W}_0 = \mathbf{F}\mathbf{M}$  :

$$\mathbf{y}_{MMSE} = \mathbf{F}\mathbf{y}_{RAKE} = \mathbf{W}_0 \mathbf{W}\mathbf{b} + \mathbf{W}_0 \mathbf{M}^{-1} \mathbf{A}^H \quad (16)$$

En séparant, le terme utile des interférences et du bruit, nous avons :

$$\mathbf{y}_{MMSE} = \text{diag}\{\mathbf{W}_0 \mathbf{W}\} \mathbf{b} + \overline{\text{diag}\{\mathbf{W}_0 \mathbf{W}\}} \mathbf{b} + \mathbf{W}_0 \mathbf{M}^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{A}^H \quad (17)$$

Le rapport RSI à la sortie du récepteur MMSE relatif au  $n^{me}$  symbole transmis sur le  $m^{me}$  code s'exprime en notant  $\mathbf{W}' = \mathbf{W}_0 \mathbf{W}$ ,

$$RSI_{MMSE}(m, n) = \frac{([\mathbf{W}']_{j,j})^2}{[\mathbf{W}'\mathbf{W}'^H]_{j,j} - ([\mathbf{W}']_{j,j})^2 + [\mathbf{W}_0 \mathbf{M}^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{R} \mathbf{A} \mathbf{M}^{-1} \mathbf{W}_0^H]_{j,j}} \quad (18)$$

pour  $j = m + (n-1)M_1$  où  $m = 1 \dots M_1$  et  $n = 1 \dots N_{bit,1}$ .

## 4 Contrôle de puissance et détection jointe multicodes combiné

Dans cette section, nous proposons la combinaison du contrôle de puissance descendant et l'adaptation du détecteur joint multicodes. L'objectif de l'algorithme est d'assurer un rapport RSI, à la sortie du récepteur, égale au rapport RSI cible,  $RSI_{cible}$

pour chaque code du schéma de transmission en multi-code. Pour cet effet, nous exploitons la relation linéaire entre le rapport RSI et la puissance de transmission de chaque code comme il est montré dans les équations ((12), (14) et (18)). L'algorithme proposé suit les étapes suivantes :

- 1)  $t = 0$ , initialisation des puissances de chaque code  $p_0^{(1)}, \dots, p_{M_1}^{(1)}$ .
- 2) Calcul des paramètres du récepteur et le rapport RSI,
- 3) Mise à jour des puissances des codes :  

$$p_m^{(1)}(t+1) = \frac{RSI_{cible}^{(1)}}{E_n[RSI(m,n)]} p_m^{(1)}(t), \text{ pour } m = 1 \dots M_1.$$
- 4)  $[\mathbf{W}(t+1)]_{j,j} = \sqrt{p_m^{(1)}(t+1)}$ , avec  $j = m + (n-1)M_1$  où  $m = 1 \dots M_1$  et  $n = 1 \dots N_{bit,1}$ .
- 5)  $t = t + 1$ , stop si la convergence est atteinte; sinon, aller à l'étape 2.

L'indice (1) désigne l'utilisateur multicodes dans la cellule. Si on suppose une limitation de puissance de transmission  $p_m^{max}$ , pour  $m = 1 \dots M_1$ , l'étape 3) de l'algorithme proposé est modifiée par :

$$p_m^{(1)}(t+1) = \min \left\{ \frac{RSI_{cible}^{(1)}}{E_n[RSI(m,n)]} p_m^{(1)}(t), p_m^{max} \right\} \quad (19)$$

La répartition des puissances des codes obtenue au niveau de l'étape 3 est transmise via le canal de retour à la station de base.

## 5 Résultats de simulations

Les résultats de simulation analysent les performances de l'algorithme proposé en comparant la puissance totale transmise et le rapport RSI obtenu par chaque détecteur au niveau du mobile. Les utilisateurs sont répartis aléatoirement dans une cellule hexagonale de rayon  $R = 1000m$ . L'atténuation est choisi égale à  $\beta = 4$ . Le RSI cible est fixé à  $RSI_{cible} = 4$ . Nous considérons  $K=20$  utilisateurs, mono-code, et un utilisateur multi-code (utilisateur d'intérêt). Le facteur d'étalement des utilisateurs mono-codes est choisi égale à  $G_k = 128$  pour chaque  $k = 2 \dots K$ . L'utilisateur multi-code est caractérisé par un facteur d'étalement égale à  $G_1 = 64$ . Nous faisons varier le nombre des codes alloués à l'utilisateur multi-code entre  $M_1 = 4$  et  $M_1 = 64$ . Nous supposons, aussi, la présence d'un canal à 6 trajets.

La figure 1 présente la moyenne du RSI à la sortie des trois détecteurs. Nous remarquons une convergence en une itération du détecteur ZF, une convergence rapide du récepteur MMSE et une convergence lente du récepteur RAKE.

La figure 2 présente la variation de la puissance de la station de base :  $p_{ZF}/p_{RAKE}$  et  $p_{MMSE}/p_{RAKE}$  en fonction des itérations, dans le cas de  $M_1 = 64$  codes. Nous remarquons une minimisation de  $\approx 35\%$  de la puissance transmise par la station de base. Notons que le récepteur RAKE n'atteint pas le rapport RSI cible, comme le montre la figure 2. Cependant, les récepteurs (ZF et MMSE) présente des meilleures performances.

Le détecteur MMSE présente les meilleures performances en terme de minimisation de la puissance transmise et la maximisation de la capacité du système. Le détecteur ZF présente des performances moindres dans le cas d'une charge du système assez importante. Cependant, notons que dans le cas d'une charge

faible (cas de  $M_1 = 4$ ), les performances des trois détecteurs étudiés sont comparables.

Sur la figure 4, nous montrons qu'à la convergence nous n'obtenons pas une puissance égale sur chaque code puisque chaque code ne voit pas la même interférence.

## 6 Conclusion

Dans ce papier, nous avons étudié l'optimisation conjointe des paramètres des récepteurs linéaires joints multicodes et du contrôle de puissance. L'algorithme proposé nous permet de minimiser la puissance transmise par la station de base et d'obtenir la répartition optimale des puissances des codes au niveau de la station de base. Nous avons montré, à cet effet, que le récepteur joint de type MMSE diminue la puissance transmise de l'ordre de 35% par rapport à un récepteur en réseau.

## Références

- [1] 3GPP TR 25.858 V5.0.0 (2002-03), "High Speed Downlink Packet Access : Physical Layer Aspects, (Release 5)".
- [2] S. Moshavi, "Multi-user Detection for DS-CDMA Communications", *IEEE Communications Magazine*, vol. 34, issue : 10, pp. 124-136, Oct. 1996.
- [3] H. Holma and A. Toskala, Eds., "WCDMA for UMTS-Radio Access for Third Generation Mobile communications", New-York : Wiley, 2000.
- [4] B. Sayadi and I. Fijalkow, "Joint Detection for Multicode Transmission in Downlink High Speed UMTS", *IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 2004*, Los Angeles, September 2004.
- [5] S. Ataman, "Power Control and Joint Detection in CDMA Systems", PhD thesis, Université Paris-Sud, July 2004.
- [6] L. Song and J. M. Holtzman, "CDMA Dynamic Downlink Power Control", *IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 1101-1105, VTC 1998.

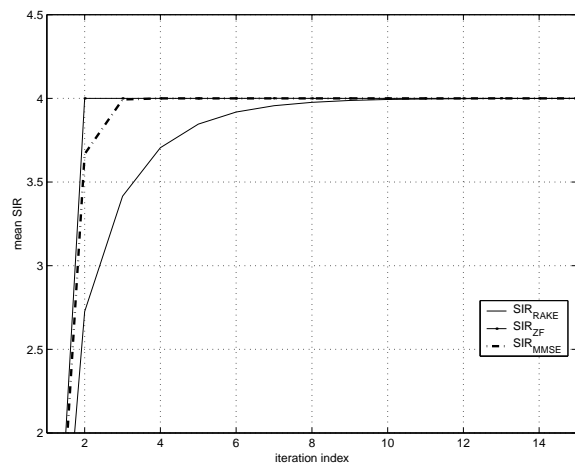


FIG. 1 – La convergence du RSI pour les détecteurs : RAKE, ZF et MMSE, dans le cas  $M_1 = 4$ .

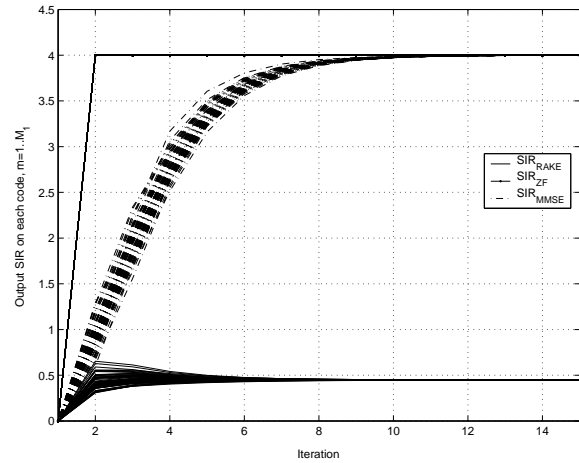


FIG. 2 – La convergence du rapport RSI à la sortie des récepteurs RAKE, ZF et MMSE dans le cas de  $M_1 = 64$ .

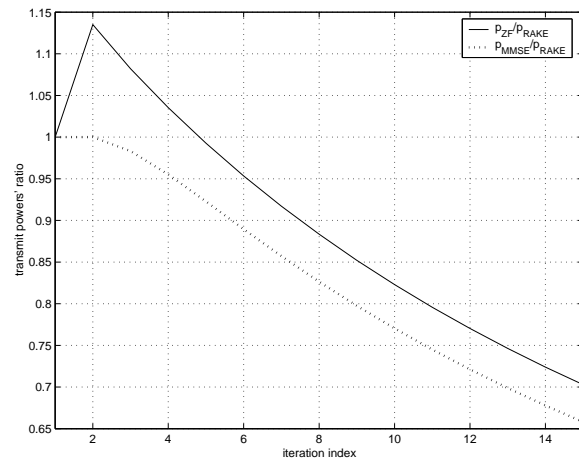


FIG. 3 – Le rapport des moyennes des puissances transmises  $p_{ZF}/p_{RAKE}$  et  $p_{MMSE}/p_{RAKE}$  en fonction des itérations pour un schéma multicodes à 64 codes.

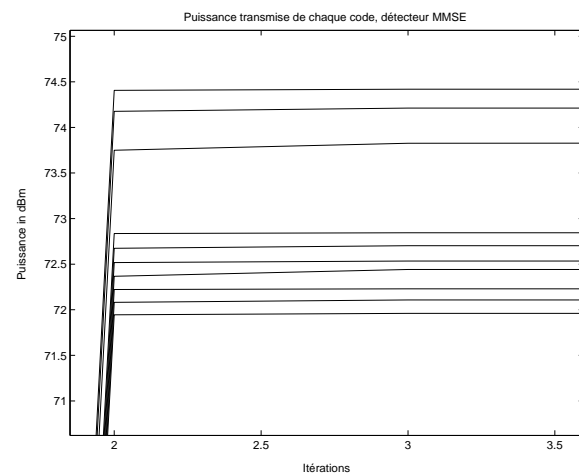


FIG. 4 – Répartition optimale des puissances sur les différents codes : cas d'un schéma à 10 codes.