

Turbo-Suppression d'interférences dans un système à étalement de spectre utilisant le codage Spatio-Temporel

MOHAMMADKHANI G. R., CANCES J.P., VERGONJANNE A. and MEGHDADI V.

GESTE-ENSIL, Université de Limoges, Parc ESTER, B.P. 6804, 87068 Limoges

E-mail: reza, cances, meghdadi@ensil.unilim.fr

Résumé : On propose dans cet article l'utilisation de codage spatio-temporel pour accroître la capacité d'un système à étalement de spectre et pour aider à la suppression des interférences d'accès multiple (IAM). On étudie les performances d'un récepteur multiutilisateurs utilisant des antennes multiples en émission et en réception. On considère ici un système haut débit donc utilisant de faibles facteurs d'étalement conjointement avec une modulation de phase à huit états (MDP-8). Ce genre de système est sujet à des niveaux d'interférences élevés et le but de cet article est de montrer que l'utilisation d'antennes multiples combiné avec l'emploi d'un codage spatio-temporel permet d'obtenir d'excellentes performances et un gain de capacité important même en présence de canaux à évanouissements corrélés et d'effets Doppler élevés. Les codes spatio-temporels employés sont de type STBC (Space-Time Block Code). Une méthode originale pour l'estimation des paramètres de canal sera également présentée.

Abstract : In this paper we propose the use of space-time coding techniques to help the removal of the multiple access interference in an asynchronous DS-SS-CDMA system using short spreading sequences and high efficient bandwidth modulation schemes for high data rate services. We consider the case of frequency selective fading channels between transmit and receive antennas in the context of Space Time Block Coding (STBC). An original method for channel parameter estimation is also given.

1. Introduction:

Récemment, les récepteurs multiutilisateurs itératif (de type turbo) pour les systèmes cellulaires CDMA sont devenus de plus en plus intéressants. Ils sont capables d'éliminer simultanément l'IAM et l'interférences entre symboles (IES). Quand chaque utilisateur envoie ses données codées sur le canal de transmission on peut considérer que le système CDMA codé est équivalent à la concaténation série de deux codes convolutifs. Donc il est clair que l'on peut appliquer les techniques de turbo-détection.

La structure du récepteur multiutilisateurs utilisé ici est basée sur les travaux de Poor V. et Wang X [1]. Cependant, nous utilisons un modèle mathématique complètement différent puisque nous définissons le système synchrone équivalent au système asynchrone étudié. Nous devons pour cela ajouter des utilisateurs fictifs au système. De plus, nous abordons ici le problème de l'estimation du canal de propagation. Une méthode qui consiste à injecter les symboles pilotes dans le processus d'annulation des interférences a été mise au point qui permet d'obtenir une estimation itérative du canal. Les performances de cette méthode sont comparées à deux algorithmes classiques: le moyennage sur plusieurs symboles consécutifs et l'estimation par filtrage de Wiener. De plus, et ceci constitue un autre point original, le cas de canaux à évanouissements corrélés est pris en compte suivant la modélisation de Hoehner P. [2]

Le plan de cet article est le suivant. Nous définissons d'abord dans la section 2 le modèle équivalent du système dans le cas d'un système mono-antenne. Nous abordons ensuite le cas de la détection multiutilisateurs en présence d'antennes multiples dans la section 3. Le problème de l'estimation du canal est abordé à la section 4. Enfin la section 5 présente les résultats de simulation obtenus. La conclusion de la section 6 résume les principaux résultats obtenus.

2. Modélisation mathématique

On considère un système à étalement de spectre avec K utilisateurs, chacun employant une séquence d'étalement normalisée $\{s_k(t)\}$. Les bits d'information du $k^{\text{ème}}$ utilisateur $\{b_k(i)\}$ sont codés à l'aide d'un codeur convolutif et les bits codés obtenus sont d'abord entrelacés puis envoyés vers un modulateur MDP-8 qui les transforme en symboles complexes $\{c_k(l)\}$ avec $c_k(l) \in \Omega_C = \{C_1, \dots, C_8\}$. Les symboles complexes obtenus sont partitionnés en blocs de N_b symboles et chaque symbole est multiplié par la séquence d'étalement $s_k(t)$. Le signal transmis par l'utilisateur k se met sous la forme:

$$x_k(t) = A_k \sum_{i=0}^{N_b} c_k(i) s_k(t - iT - T_{1k}) \quad \text{pour } k = 1, 2, \dots, K \quad (1)$$

T correspond à la période symbole, A_k représente l'amplitude du signal de l'utilisateur k . T_{1k} prend en compte le retard à l'émission entre les utilisateurs 1 (référence) et k . Le signal $x_k(t)$ se propage à travers un canal multitrajets dont la réponse impulsionnelle se met sous la forme

$$g_k(t) = \sum_{l=1}^{L_k} g_{kl} \mathbf{d}(t - \mathbf{t}_{kl}) \quad (2)$$

où L_k désigne le nombre de composantes multitrajets présentes dans le canal de l'utilisateur k . On suppose pour simplifier les notations, que $T_{1k} + \mathbf{t}_{kl} \in [0, T]$, $\forall k \in [1, K]$, $\forall l \in [1, L_k]$. Ainsi, à la station de base, le signal reçu dû à l'utilisateur k s'écrit

$$r_k(t) = x_k(t) * g_k(t) = A_k \sum_{i=1}^{N_b} c_k(i) \sum_{l=1}^{L_k} g_{kl} s_k(t - iT - T_{1k} - \mathbf{t}_{kl}) \quad (3)$$

Le signal total reçu à la station de base est la superposition des différents signaux $r_k(t)$, on obtient le signal $r(t)$.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k \sum_{i=1}^{N_b} c_k(i) \sum_{l=1}^{L_k} g_{kl} s_k(t - iT - T_{1k} - \mathbf{t}_{kl}) + n(t) \quad (4)$$

Pour définir le système synchrone équivalent à (4), on définit $\mathbf{t} = \min\{T_{1k} + \mathbf{t}_{kl}\}$ avec $1 \leq k \leq K$ et $1 \leq l \leq L_k$. On peut supposer sans nuire à la généralité que $\mathbf{t} = \mathbf{t}_{11} + T_{11} = \mathbf{t}_{11}$. En définissant $\mathbf{e}_{kl} = (T_{1k} + \mathbf{t}_{kl} - \mathbf{t})/T$ on divise, d'après la nouvelle horloge de référence (utilisateur 1, trajet 1), la séquence signature $s_k(t - \mathbf{t} - iT - \mathbf{e}_{kl}T)$ en deux séquences d'étalement fictives: $\hat{s}_{2k,l}(t - \mathbf{t} - iT)$ et $\hat{s}_{2k-1,l}(t - \mathbf{t} - iT)$.

$$\begin{aligned} s_k(t - iT - T_{1k} - \mathbf{t}_{kl}) &= s_k(t - \mathbf{t} - iT - \mathbf{e}_{kl}T) \\ &= \sqrt{\mathbf{e}_{kl}} \hat{s}_{2k,l}(t - \mathbf{t} - iT) + \sqrt{1 - \mathbf{e}_{kl}} \hat{s}_{2k-1,l}(t - \mathbf{t} - iT) \end{aligned} \quad (5)$$

avec les définitions suivantes

$$\begin{aligned} \hat{s}_{2k,l}(t) &= 0, \quad \hat{s}_{2k-1,l}(t) = \frac{s_k(t - \mathbf{e}_{kl}T)}{\sqrt{1 - \mathbf{e}_{kl}}} \quad t \in [0, T - \mathbf{e}_{kl}T] \\ \hat{s}_{2k,l}(t) &= \frac{s_k(t - \mathbf{e}_{kl}T)}{\sqrt{\mathbf{e}_{kl}}}, \quad \hat{s}_{2k-1,l}(t) = 0 \quad t \in [T - \mathbf{e}_{kl}T, T] \end{aligned}$$

En utilisant ces séquences d'étalement fictives, le signal $r(t)$ relativement à cette nouvelle horloge, peut toujours se mettre sous la forme

$$r(t) = \sum_{k=1}^{2K} \sum_{l=1}^{N_k} c_k(i) \sum_{l=1}^{L_k} A_{kl} \tilde{g}_{kl} \tilde{s}_{kl}(t - \mathbf{t} - iT) + n(t) \quad (6)$$

Les nouveaux paramètres introduits s'écrivent :

$$\begin{cases} A_{2k-1l} = A_k \sqrt{1 - \mathbf{e}_{kl}} \\ A_{2kl} = A_k \sqrt{\mathbf{e}_{kl}} \end{cases}, \quad \forall k \in [1, K], \forall l \in [1, L_k]$$

$$c_{2k-1}(i) = c_k(i), \quad c_{2k}(i) = c_k(i-1)$$

$$\begin{cases} \tilde{s}_{2k-1,l}(t) = \hat{s}_{2k-1,l}(t) \\ \tilde{s}_{2k,l}(t) = \hat{s}_{2k,l}(t+T) \end{cases}, \quad \forall k \in [2, K], \forall l \in [1, L_k]$$

Sachant qu'au récepteur la démodulation des données de l'utilisateur m , impose de corrélérer le signal $r(t)$ avec les séquences signatures fictives $\tilde{s}_{mp}^*(t - \mathbf{t} - iT)$ avec $p \in [1, L]$ dans l'intervalle symbole $[iT, (i+1)T]$, on obtient une représentation matricielle du type ci-dessous

$$\begin{aligned} \underline{Y}_m(i) &= \underline{H}_m \underline{C}(i) \underline{C}'(i) \underline{N}_m(i) \underline{L}_m; \quad m=1, \dots, 2K \\ &= \underline{R}_m \underline{A}'_{2KL \times 2KL} \underline{G}'_{2KL \times 2KL} \underline{C}'(i) \underline{N}_m(i) \end{aligned} \quad (7)$$

où $\underline{R}_m = [\underline{R}_m^1 \dots \underline{R}_m^p \dots \underline{R}_m^L]^T$, $\underline{A}' = \text{diag}(\underline{A}'_1 \dots \underline{A}'_{2K})$, $\underline{G}' = \text{diag}(\underline{g}'_1 \dots \underline{g}'_{2K})$ et $\underline{C}'(i) = [c'_1(i) \dots c'_{2K}(i)]^T$ avec $\underline{R}_m^p = [r_{11}^{mp} \dots r_{1L}^{mp} \dots r_{2K1}^{mp} \dots r_{2KL}^{mp}]^T$, $\underline{g}'_k = [\tilde{g}_{k1} \dots \tilde{g}_{kL}]_{L \times 1}^T$ et $\underline{A}'_k = \text{diag}(A'_{k1} \dots A'_{kL})$. Les coefficients de la matrice \underline{R}_m^p sont définis par $r_{kl}^{mp} = \int_{iT}^{(i+1)T} \tilde{s}_{kl}(t - iT) \tilde{s}_{mp}^*(t - iT) dt$.

3. Détection Multiutilisateurs avec codage Spatio-Temporel

A. codage STBC

Le codage STBC, introduit par Tarokh et Alamouti [3-5], est défini par une matrice de code ($P \times N$), G_k , où N désigne le

nombre d'antennes d'émission et P le nombre de créneaux temporels utilisés pour la transmission d'un mot de code STBC. Chaque ligne de G_k correspond à une transformation (permutation ou conjugaison) du vecteur de symboles $\underline{c}_k = [c_k(1), \dots, c_k(N)]^T$.

Un codeur STBC admet comme entrée le vecteur \underline{c}_k et transmet chaque ligne de la matrice G_k en utilisant P créneaux temporels consécutifs. Le code spatio-temporel le plus simple correspond au schéma d'Alamouti avec deux antennes d'émission

$$G_1 = \begin{bmatrix} c(1) & c(2) \\ -c^*(2) & c^*(1) \end{bmatrix} \quad (8)$$

La propriété fondamentale des codes STBC est l'orthogonalité des colonnes de la matrice G_k ce qui permet de récupérer les données à l'aide de recombinaisons linéaires simples en réception (MRC). Toutefois, dans le cas d'une propagation par trajets multiples, l'orthogonalité ne peut être maintenue et les méthodes de démodulation sont plus complexes. Nous considérons donc ici le cas d'une transmission par antennes multiples où la réponse impulsionnelle du canal entre une antenne d'émission i et une antenne de réception j est de la forme

$$g_k^{ij}(t) = \sum_{l=1}^{L_k} g_{kl}^{ij} \mathbf{d}(t - \mathbf{t}_{kl}^{ij}) \quad (9)$$

Considérant le schéma d'Alamouti G_1 et une station de base avec M antennes de réception, nous pouvons écrire le signal reçu à l'antenne q pour l'utilisateur m suivant l'équation (10).

$$\begin{bmatrix} Y_m^q(1) \\ Y_m^q(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{c}(1) & \underline{c}(2) \\ -\underline{c}^*(2) & \underline{c}^*(1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{H}_m^{q1} \\ \underline{H}_m^{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_m^q(1) \\ N_m^q(2) \end{bmatrix} \quad m=1, \dots, 2K \quad (10)$$

ou encore, en conjuguant $\underline{Y}_m^q(2)$

$$\underline{Y}_m^q = \begin{bmatrix} Y_m^q(1) \\ Y_m^{q*}(2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{H}_m^{q1} & \underline{H}_m^{q2} \\ \underline{H}_m^{*q2} & -\underline{H}_m^{*q1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{c}(1) \\ \underline{c}(2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_m^q(1) \\ N_m^{*q}(2) \end{bmatrix} \quad (11)$$

avec $\underline{c}(i) = [c'_1(i), \dots, c'_{2K}(i)]^T$ pour $i=1,2$ et

$\underline{H}_m^{q1} = \underline{R}_m^m \underline{A}'_{L \times 2KL} \underline{A}'_{q1 \times 2KL \times 2KL} \underline{G}'_{2KL \times 2K}$ avec les notations de

l'équation (7). Les composantes multitrajets de référence pour la synchronisation peuvent être différentes pour les antennes d'émission 1 et 2, mais on peut toujours trouver deux matrices équivalentes $\underline{H}_m^{q1}, \underline{H}_m^{q2}$ pour décrire le système comme dans l'équation (7). Si on considère maintenant le vecteur \underline{Y}_m obtenu en empilant pour $1 \leq q \leq M$ les différents composants \underline{Y}_m^q , nous avons :

$$\begin{bmatrix} Y_m^1 \\ \vdots \\ Y_m^M \end{bmatrix}_{2LM \times 1} = \begin{bmatrix} F_m^1 \\ \vdots \\ F_m^M \end{bmatrix}_{2LM \times 4K} \begin{bmatrix} \underline{c}(1) \\ \underline{c}(2) \end{bmatrix}_{4K \times 1} + \begin{bmatrix} N_m^1 \\ \vdots \\ N_m^M \end{bmatrix}_{2LM \times 1} \quad (12)$$

avec $F_m^q = \begin{bmatrix} \underline{H}_m^{q1} & \underline{H}_m^{q2} \\ \underline{H}_m^{*q2} & -\underline{H}_m^{*q1} \end{bmatrix}_{2L \times 4K}$. Dans le cas plus général d'un codage STBC avec K utilisateurs utilisant N antennes

d'émission et P créneaux temporels avec M antennes de réception, nous obtenons

$$\begin{aligned} \underline{Y}_m &= \begin{bmatrix} \underline{Y}_m^1 \\ \vdots \\ \underline{Y}_m^M \end{bmatrix}_{PLM \times 1} = \begin{bmatrix} \underline{F}_m^1 \\ \vdots \\ \underline{F}_m^M \end{bmatrix}_{PLM \times 2KN} \begin{bmatrix} \underline{c}(1) \\ \vdots \\ \underline{c}(N) \end{bmatrix}_{2KN \times 1} + \begin{bmatrix} \underline{N}_m^1 \\ \vdots \\ \underline{N}_m^M \end{bmatrix}_{PLM \times 1} \\ &= \underline{H}_m \underline{C}' + \underline{N}_m \end{aligned} \quad (13)$$

avec $\underline{Y}_m^q = [\underline{Y}_m^q(1), \underline{Y}_m^q(2), \dots, \underline{Y}_m^q(P)]^T$. Malgré l'absence d'orthogonalité au niveau des colonnes, la redondance temporelle présente dans \underline{H}_m peut être exploitée pour obtenir un maximum de diversité afin d'éliminer les interférences.

B. Démodulateur Multiutilisateurs à entrées et sorties pondérées

Le schéma de démodulation est basé sur l'annulation d'interférences douce à partir de l'estimation des bits obtenue à la sortie des décodeurs de canal à sorties pondérées de chaque utilisateur [1]. Utilisant la sortie des décodeurs de canal, nous pouvons estimer le $l^{\text{ème}}$ symbole codé de l'utilisateur m . L'estimation douce est donnée par

$$\tilde{c}_m'(l) \stackrel{\Delta}{=} E[c_m'(l)] = \sum_{C_i \in \Omega_c} C_i P[c_m'(l) = C_i] \quad (14)$$

Nous définissons ensuite le vecteur

$$\underline{\tilde{C}}' \stackrel{\Delta}{=} [\tilde{c}_1'(1), \dots, \tilde{c}_{2K}'(1), \tilde{c}_1'(2), \dots, \tilde{c}_{2K}'(2), \dots, \tilde{c}_1'(N), \dots, \tilde{c}_{2K}'(N)]^T \quad (15)$$

Dans le but d'obtenir l'ensemble des symboles interférents, nous utilisons

$$\hat{\underline{c}}_m(l) \stackrel{\Delta}{=} \underline{\tilde{C}}' - \tilde{c}_m'(l) \underline{e}_m(l) \quad (16)$$

Dans (16) $\underline{e}_m(l)$ est un vecteur de zéros de taille $2KN$, le seul élément non nul égal à 1 correspond à l'entrée du $l^{\text{ème}}$ symbole codé de l'utilisateur m , c'est à dire l'élément en position $(2K(l-1)+m)$. Quand on soustrait le vecteur $\underline{H}_m \hat{\underline{c}}_m(l)$ du vecteur \underline{Y}_m , on obtient une annulation douce d'interférence semblable à la structure de l'annuleur PIC sous la forme

$$\hat{\underline{Y}}_m(l) \stackrel{\Delta}{=} \underline{Y}_m(l) - \underline{H}_m \hat{\underline{c}}_m(l) = \underline{H}_m \left[\underline{C}' - \hat{\underline{c}}_m(l) \right] + \underline{N}_m \quad (17)$$

Pour améliorer encore la qualité de l'annulation d'interférence, nous appliquons un filtrage des moindres carrés MMSE sur le vecteur $\hat{\underline{Y}}_m(l)$. Le vecteur $\underline{w}_m(l)$ qui minimise l'écart quadratique entre le symbole transmis $c_m'(l)$ et la sortie du filtre $\bar{c}_m'(l) = \underline{w}_m^H(l) \hat{\underline{Y}}_m(l)$ est donné par la formule

$$\begin{aligned} \underline{w}_m(l) &= \arg \min_{\underline{w} \in \mathbb{C}^N} E \left[\left\| c_m'(l) - \underline{w}_m^H(l) \hat{\underline{Y}}_m(l) \right\|^2 \right] \\ &= E \left[\hat{\underline{Y}}_m(l) \hat{\underline{Y}}_m^H(l) \right]^{-1} E \left[c_m^*(l) \hat{\underline{Y}}_m(l) \right] \end{aligned} \quad (18)$$

4. Estimation du canal

L'estimation du canal est réalisée par démodulation des symboles pilotes. Considérant le lien entre une antenne d'émission p et une antenne de réception q , nous pouvons écrire au niveau de l'utilisateur k

$$g_k^{(p,q)}(t) = \sum_{l=1}^{L_k} g_{kl}^{(p,q)} \mathbf{d}(t - \mathbf{t}_{kl}^{(p,q)}) \quad (19)$$

Le signal $r(t)$ pour ce lien (cf (6)) se met sous la forme

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k \sum_{i=1}^{N_b} c_k(i) \sum_{l=1}^{L_k} g_{kl}^{(p,q)} s_k(t - iT - T_{1k} - \mathbf{t}_{kl}^{(p,q)}) \quad (20)$$

L'estimation des coefficients $g_{kl}^{(p,q)}$ est obtenue par désétalement des symboles pilotes $C_{m,p}$ sur chaque composante de trajet multiple du lien considéré. On peut alors écrire

$$\begin{aligned} y_{m,1}^{(p,q)}(i) &= \int_{i.T + T_{1k} + \mathbf{t}_{m,1}^{(p,q)}}^{(i+1).T + T_{1k} + \mathbf{t}_{m,1}^{(p,q)}} r(t) s_{m,1}^*(t - T_{1m} - \mathbf{t}_{m,1}^{(p,q)}) dt \\ &= A_m C_{m,p} g_{m,1}^{(p,q)} + n_{m,1}^{(p,q)}(i) \end{aligned} \quad (21)$$

Parmi les différentes méthodes d'estimation testées, nous décrivons la méthode basée sur l'utilisation des symboles pilotes conjointement avec l'annuleur d'interférence PIC [6]. Le principe est le suivant: une fois que les premières estimations du canal sont construites en sortie du filtre MMSE en utilisant la démodulation des symboles pilotes, les estimations sont affinées à chaque itération dans le turbo-annuleur en utilisant un nouveau filtre $h_l^{(p,q)}$ mis en cascade avec le filtre MMSE. Nous avons alors

$$\hat{g}_{m,l}^{(p,q)} = (h_l^{(p,q)})^H \bar{C}_m'(l) \quad (22)$$

où $\bar{C}_m'(l) = [\bar{c}_m'(l - (L/2)), \dots, \bar{c}_m'(l), \dots, \bar{c}_m'(l + (L/2))]$. La mise à jour des coefficients du filtre $h_l^{(p,q)}$ obéit alors à la règle

$$h_{l+1}^{(p,q)} = h_l^{(p,q)} + \mathbf{m} E \left[\bar{C}_m'(l) (e_l^{(p,q)})^* \right] \quad (23)$$

$e_l^{(p,q)} = \bar{C}_m'(l) - C_{p,m}(l)$ est l'erreur d'estimation du canal. où $C_{p,m}(l)$ est un vecteur de L symboles pilotes consécutifs qui agit ici comme une séquence d'apprentissage.

5. Résultats de simulation

Dans cette partie, nous exposons les résultats de simulation obtenus dans le contexte suivant. Les séquences d'étalement sont des codes de Gold de longueur 7. Les canaux de propagation présentent des évanouissements corrélés, leur génération est effectuée grâce à la méthode de Hoehner P. Le canal de propagation entre une antenne d'émission i et une antenne de réception j contient trois composantes multitrajets. Chaque utilisateur possède le même code spatio-temporel G_1 , mais se voit attribuer un entrelaceur pseudo-aléatoire qui lui est propre. Le système comprend 4 utilisateurs, 2 antennes d'émission et 4 antennes de réception. Le codage de canal fait appel à un code convolutif 23-35 de longueur de contrainte 5.

Le codeur revient à l'état zéro à la fin de chaque trame et chaque trame contient 128 symboles MDP-8.

La première courbe (Fig. 1) correspond au cas où la réponse du canal serait parfaitement identifiée au récepteur. La première courbe SU1-1 représente le cas d'un seul utilisateur dans le système au bout de la première itération. La courbe SU1-5 représente les performances obtenues dans les mêmes conditions au bout de la cinquième itération. On constate qu'au bout de la cinquième itération, la courbe de TEB d'un des quatre utilisateurs s'approche de la borne simple utilisateur SU1-5 à moins de 1 dB. De plus, comparé au cas mono-antenne (courbes non présentées), notre système apporte un gain important en capacité (le gain pour un TEB de 10^{-3} est de 6 dB).

Les deux autres courbes traitent le cas des algorithmes de poursuite du canal. Trois symboles pilotes sont insérés tous les 18 symboles d'information. Trois méthodes sont testées: l'estimation itérative (cf partie 4), le filtre moyenneur et le filtre de Wiener. De plus deux contextes sont traités: celui de canaux à variations rapides ($f_d = 10^{-2}$: Fig. 2) et celui de canaux quasi-stationnaires ($f_d = 10^{-3}$: Fig. 3). f_d désigne la fréquence Doppler normalisée par rapport à la période chip. Les performances sont représentées pour le système chargé au bout de la cinquième itération. Ces figures montrent clairement que seule la méthode itérative permet d'obtenir des résultats satisfaisants pour les Doppler élevés. A $f_d = 10^{-2}$ les performances sont proches de la courbe d'estimation parfaite à moins de 1 dB près.

6. Conclusion

Nous avons montré que l'utilisation d'antennes multiples permettait dans le contexte d'un système à étalement de spectre à hauts débits utilisant une modulation MDP-8 d'obtenir d'excellentes performances et des gains de capacité élevés même en tenant compte de la corrélation entre les canaux. De plus, une méthode itérative d'estimation des paramètres du canal a été mise au point qui permet de maintenir des performances élevées, même pour les Doppler importants.

Références

[1]- X.Wang, H. V. Poor, "Iterative (Turbo) Soft Interference Cancellation and Decoding for Coded CDMA", IEEE Trans. Commun., vol. 47, n°7, pp 1046-1061, July 99.
 [2]- P. Hoeher, "A statistical discrete-time model for the WSSUS multipath channel", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 41, pp. 461-468, Nov. 92.
 [3]- S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
 [4] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, pp.744-765, Mar. 1998.
 [5]- V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: Performance

results", IEEE J. Select Areas Commun, vol. 17, pp. 451-460, Mar. 1999.

[6]- H. J. Su and E. Geraniotis, "Performance comparison of iteratively filtered and decoded MDD and PSAM systems linear complexity", in Proc. IEEE WCN'99, pp. 1553-1557, Sept. 1999.

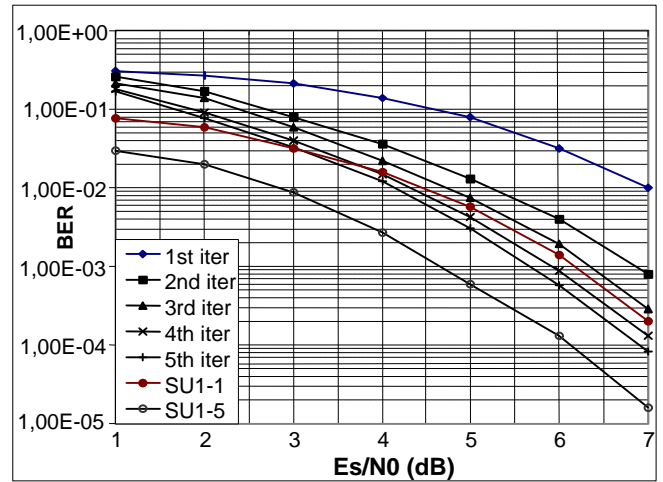


Fig. 1 : Performances système multiutilisateurs STBC

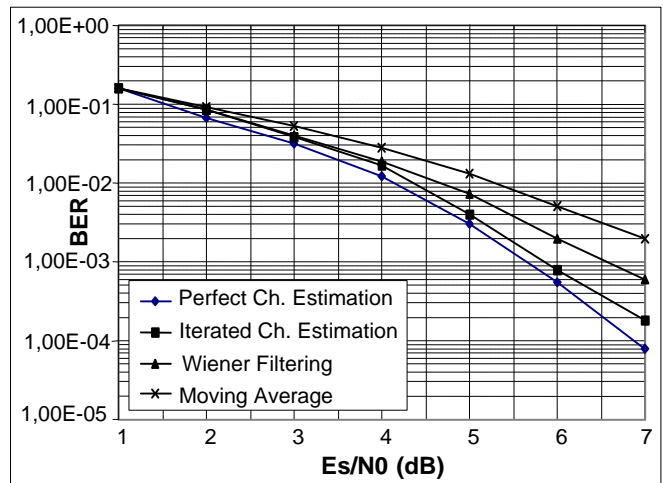


Fig. 2 : STBC + estimation canal ($f_d = 10^{-3}$)

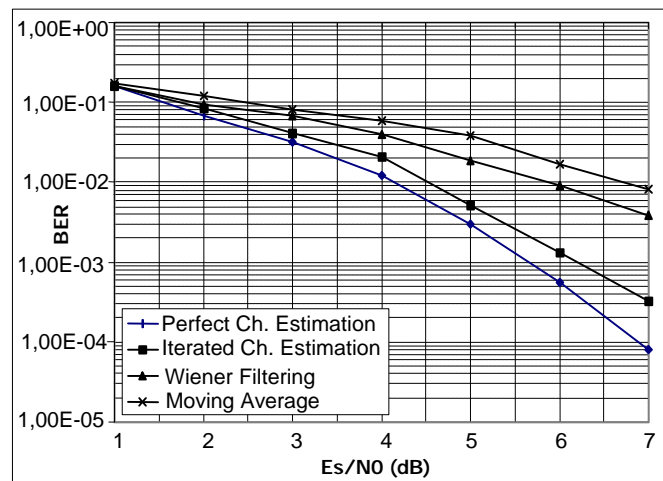


Fig. 3 : STBC + estimation canal ($f_d = 10^{-2}$)