Estimation autodidacte du résidu de porteuse dans divers systèmes de transmission

Philippe Ciblat* Luc Vandendorpe

Laboratoire des Télécommunications, Université catholique de Louvain
Place du Levant, 2 - 1348 Louvain-la-Neuve, Belgique
ciblat@tele.ucl.ac.be et vandendorpe@tele.ucl.ac.be

Résumé – Dans un contexte de communications multi-utilisateurs de type DS-CDMA pour liaison descendante ou multi-porteuses de type OFDM, nous nous concentrons sur l'estimation aveugle du résidu de porteuse pour des transmissions de symboles appartenant à des constellations non-circulaires perturbées par un canal sélectif en fréquence. Nous constatons que le double de ce résidu de porteuse est une fréquence cyclique du signal reçu ce qui nous permet de construire un estimateur basé sur la maximisation des cyclocorrelations empiriques. Nous en étudions les performances asymptotiques et en déduisons ainsi le choix de paramètres le régissant. Des simulations pratiques viennent confirmer ces choix.

Abstract – We address the frequency offset non-data aided estimation problem for non-circular transmissions over frequency-selective channels in a downlink DS-CDMA system or an OFDM communications context. One can observe that, twice the frequency offset is a cyclic frequency of the received signal. We thus introduce an estimator relying on the maximisation of the empirical cyclocorrelations. We analyse its asymptotic behavior and obtain a closed-form expression for the asymptotic covariance. This enables us to design relevant system parameters. Some simulations are provided and confirm our assertions.

1 Introduction

Depuis quelques années, nous assistons à un développement de systèmes de transmission multi-porteuses (de type OFDM) ou multi-utilisateurs (de type DS-CDMA). Ces systèmes nécessitent d'appliquer une transformation sur les symboles à émettre. On parle ainsi de systèmes munis de précodeur à l'émetteur ([5, 8]). En réception, le signal est dégradé en raison, d'une part de la dispersivité du canal, et d'autre part de la présence éventuelle d'une différence, appelée résidu de porteuse, entre la fréquence d'accord du récepteur et celle utilisée par l'émetteur et due à l'effet Doppler ou à la dérive des horloges.

Pour un système DS-CDMA, la présence d'un résidu de porteuse donne lieu à une perte d'orthogonalité des différents utilisateurs entre eux. Dans le cadre d'un système OFDM, il subsiste, après application de la transformée de Fourier discrète, de l'interférence entre les sous-porteuses ([7]). Il convient donc d'estimer et d'ôter le résidu de porteuse dès réception du signal, c'est-à-dire, avant même que le caractère dispersif du canal n'ait été compensé.

Habituellement l'envoi d'une séquence d'apprentissage permet d'identifier la valeur du résidu de porteuse et ensuite les coefficients du filtre représentant le canal. Néanmoins une telle approche réduit sensiblement le débit d'information utile et n'est pas réalisable pour certaines applications. C'est pourquoi, nous nous concentrons sur une solution autodidacte de l'estimation du résidu de porteuse.

Cette thématique a déjà donné lieu à quelques travaux. Des estimateurs basés sur des méthodes de type sous-espace ont été développés tant pour un système OFDM que DS-CDMA ([10, 4, 6]). Néanmoins leur domaine de validité est restreint puisque, pour un système OFDM, certaines sous-porteuses ne doivent pas être allouées et pour un système DS-CDMA, le facteur d'étalement doit être supérieur à une certaine borne. Dans le cadre d'un système OFDM, un estimateur basé sur la maximisation de la vraisemblance a été introduit ([11]). Cependant, il ne s'applique que sous l'hypothèse d'absence d'interférence entre symboles. Cette condition restrictive est également nécessaire pour l'estimateur introduit par [1] et qui repose sur le fait que le résidu de porteuse est la phase d'un certain produit de coefficients de corrélation.

Un nouvel estimateur du résidu de porteuse a été récemment introduit dans le contexte d'une communication mono-utilisateur et mono-porteuse ([3]). Celui-ci repose sur le fait que, lorsque la constellation utilisée est non-circulaire (ce qui signifie que l'espérance du carré des symboles, est non nulle), le double du résidu de porteuse est l'unique fréquence cyclique du signal reçu échantillonné à la cadence des symboles relativement à sa fonction d'autocorrélation conjuguée. Cet estimateur est alors obtenu en maximisant, dans le domaine des fréquences cycliques, une somme de coefficients de cyclocorrélations conjuguées. Son comportement asymptotique a été analysé et il a été montré que ses performances étaient quasiment insensibles à la présence du canal dispersif si l'on considére suffisamment de coefficients de cyclocorrélations conjuguées.

Le but de cet article est d'étendre ce type d'estimateur au contexte des transmissions multi-porteuses (OFDM) et multi-utilisateurs (DS-CDMA pour liaison descendante).

*Travail financé par une bourse postdoctorale de l'INRIA

Cet article est organisé comme suit : dans la section 2, nous procédons à des rappels sur les systèmes de communication munis de précodeur à l'émetteur. Nous évoquons notamment l'existence d'un seul cadre permettant d'englober sous un seul formalisme des techniques aussi diverses que l'OFDM et le DS-CDMA pour liaison descendante. Dans la section 3, nous introduisons le nouvel estimateur adapté au cadre général des systèmes munis de précodeur. La section 4 est dédiée à l'analyse asymptotique de cet estimateur. Nous obtenons une forme analytique simple de la covariance asymptotique. Nous en déduisons, en particulier, que, dans le cadre d'un système DS-CDMA dont le code est à valeurs réelles, l'interférence entre symboles ne dégrade pas les performances de l'estimateur proposé si on choisit judicieusement certains paramètres et si la constellation utilisée est à valeurs réelles. La section 5 est consacrée aux simulations.

2 Formulation du problème

Dans le cadre d'une transmission mono-utilisateur et mono-porteuse, nous supposons émettre, par le biais d'une modulation linéaire, une suite de symboles $\{s_n\}_{n\in\mathbb{Z}}$, centrée, i.i.d., non-circulaire et de variance 1. Après passage sur le canal de propagation, le signal reçu à temps continu $y_a(t)$, ramené en bande de base, s'écrit sous la forme :

$$y_a(t) = \left(\sum_{n\in\mathbb{Z}} s_n h_a(t-nT_s)\right) e^{2i\pi\delta f_0 t} + w_a(t) \qquad (1)$$

où T_s et δf_0 désignent respectivement la période-symbole et le résidu de porteuse. Le filtre $h_a(t)$ est inconnu et résulte de l'effet conjugué du filtre de mise en forme et d'un canal à trajets multiples. Il est raisonnable de supposer la fonction $t \mapsto h_a(t)$ à support compact et causale. $w_a(t)$ représente un bruit additif gaussien centré.

Dans un système avec précodeur à l'émetteur, on transmet en lieu et place des symboles usuels $\{s_n\}_{n\in\mathbb{Z}}$ (à la cadence $1/T_s$) des « pseudo-symboles » $\{v_n\}_{n\in\mathbb{Z}}$ (à la cadence $1/T_v = Q/PT_s$ avec P et Q des entiers tels que $P \leq Q$) définis par

$$V_Q(n) = \mathbf{K} S_P(n), \qquad (2)$$

où $V_Q(n) = [v_{nQ}, \cdots, v_{nQ+Q-1}]^{\mathrm{T}}$ et $S_P(n)$ construit de manière analogue ([8]). $\mathbf{K}$ désigne une matrice de rang complet. Ce formalisme englobe les systèmes OFDM munis d'un préfixe cyclique ($\mathbf{K}$ est alors une matrice Vandermonde particulière) ainsi que les systèmes DS-CDMA dans la voie descendante (les colonnes de $\mathbf{K}$ représentant les codes d'étalement attribués aux différents utilisateurs et chaque élément de $S_P(n)$ correspondant à un utilisateur). Le système mono-utilisateur et mono-porteuse correspond au cas particulier $P = Q = 1$ et $\mathbf{K} = 1$.

Pour traiter du problème de l'estimation du résidu de porteuse, nous nous plaçons dorénavant dans ce cadre unificateur. Nous considérons que le récepteur connaît exactement le précodeur. Nous souhaitons estimer le résidu de porteuse à partir de la version échantillonnée du signal $y_a(t)$ à la cadence des « pseudo-symboles » $y(n) = y_a(nT_v)$. D'après l'équation (1), le signal $y(n)$ s'écrit sous la forme

$$y(n) = a(n)e^{2i\pi\Delta f_0 n} + w(n) \qquad (3)$$

avec $a(n) = [h(z)].v_n$ et $w(n) = w_a(nT_v)$. $h(z)$ est la version échantillonnée à T_v du filtre analogique $h_a(t)$ et est à réponse impulsionnelle finie, causale et de degré M. Nous avons également posé $\Delta f_0 = (\delta f_0 T_v \bmod 1)$ [1].

L'équation (3) nous convainc qu'estimer le résidu de porteuse revient à estimer la fréquence de sinusoïde noyée dans un bruit multiplicatif et additif. Pour un système mono-utilisateur et mono-porteuse, ce bruit multiplicatif est stationnaire tandis que, pour des systèmes multi-porteuses ou multi-utilisateurs, il devient cyclostationnaire, en raison de la structure que confère l'équation (2) aux « pseudo-symboles ». En effet la suite des « pseudo-symboles », et donc le processus $a(n)$, est cyclostationnaire (relativement à ses fonctions d'autocorrélation et d'autocorrélation conjuguée) avec pour ensemble de fréquences cycliques $\{k/Q \mid 0 \leq k \leq Q-1\}$. Par processus cyclostationnaire, nous entendons un processus aléatoire $p(n)$ à temps discret centré dont la suite $\{\mathbb{E}[p(m+n)\overline{p(n)}]\}_{m\in\mathbb{Z}}$ [2] des coefficients d'autocorrélation (ou $\{\mathbb{E}[p(m+n)p(n)]\}_{m\in\mathbb{Z}}$ des coefficients d'autocorrélation conjuguée) est « presque-périodique », ce qui signifie que

$$\mathbb{E}[p(m+n)\overline{p(n)}] = \sum_{k=0}^{\infty} r^{(\alpha_k)}(m) e^{2i\pi\alpha_k n}$$

où $\{\alpha_k\}_{k\geq 0}$ sont appelées les fréquences cycliques de $p(n)$ et où la suite $\{r^{(\alpha_k)}(m)\}_{m\in\mathbb{Z}}$ est appelée la fonction de cyclocorrélation de $p(n)$ à la fréquence cyclique α_k. La série de Fourier de la suite $\{r^{(\alpha_k)}(m)\}_{m\in\mathbb{Z}}$ est appelée le cyclospectre de $p(n)$ à la fréquence cyclique α_k.

La propriété de cyclostationnarité du bruit multiplicatif nous empêche de ré-employer, sans modification, l'estimateur introduit par [3] pour le système mono-utilisateur et mono-porteuse. La section suivante est consacrée à la présentation des modifications et extensions appropriées.

3 Estimateur proposé

Soit $r_c(n,\tau) = \mathbb{E}[y(n+\tau)y(n)]$ la corrélation conjuguée de retard τ de $y(n)$. Ce signal $y(n)$ est cyclostationnaire relativement à ses corrélations conjuguées puisque

$$r_c(n,\tau) = \sum_{l=0}^{Q-1} r_c^{(\alpha_0+l/Q)}(\tau) e^{2i\pi(\alpha_0+l/Q)n} \qquad (4)$$

avec $\alpha_0 = (2\Delta f_0 \bmod 1)$. Par conséquent, comme Q est connu, si $|\Delta f_0| < \min(1/4, 1/2Q)$, la donnée des fréquences cycliques de $y(n)$ permet de déterminer α_0. En effet, si $\mathcal{A}_0$ est un compact de $]0, \min(1/2, 1/Q)[$, alors

$$\forall \alpha \in \mathcal{A}_0, \alpha \neq \alpha_0, \forall\tau, \forall l, \quad r_c^{(\alpha+l/Q)}(\tau) = 0.$$

α_0 peut donc être obtenue de la manière suivante

$$\alpha_0 = \arg\max_{\alpha\in\mathcal{A}_0} J(\alpha), \quad J(\alpha) = \sum_{l=0}^{Q-1} \left|\left|\mathbf{r}_c^{(\alpha+l/Q)}\right|\right|^2_{W_l}$$

avec $\mathbf{r}_c^{(\alpha)} = [r_c^{(\alpha)}(-T), \cdots, r_c^{(\alpha)}(T)]^{\mathrm{T}}$ où T est un entier et avec $\{W_l\}_{l=0,Q-1}$ un ensemble de matrices de pondération

[1]($a \bmod b$) signifie que a est pris modulo b. Par convention, ($a \bmod b$) est compris entre 0 et b.

[2]$\overline{z}$ désigne le complexe conjugué du nombre complexe z.

hermitiennes positives[3]. En pratique, seuls N échantillons sont disponibles ce qui implique que le vecteur de cyclocorrélations $\mathbf{r}_c^{(\alpha)}$ doit être estimé. Nous considérerons l'estimateur empirique $\hat{\mathbf{r}}_{c,N}^{(\alpha)}$ donné par

$$\hat{\mathbf{r}}_{c,N}^{(\alpha)} = \frac{1}{N}\sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{y}_2(n)e^{-2i\pi\alpha n}$$

avec $\mathbf{y}_2(n) = [y(n-T)y(n), \cdots, y(n+T)y(n)]^{\mathrm{T}}$. L'estimateur $\hat{\alpha}_N$ de α_0 est alors défini par

$$\hat{\alpha}_N = \arg\max_{\alpha\in\mathcal{A}_0} J_N(\alpha), \quad J_N(\alpha) = \sum_{l=0}^{Q-1}\left|\left|\hat{\mathbf{r}}_{c,N}^{(\alpha+l/Q)}\right|\right|_{W_l}^2.$$

Cet estimateur est une extension de celui introduit dans [3] puisque le cas d'un système mono-porteuse et mono-utilisateur est obtenu en fixant $Q = 1$. Cet estimateur avait déjà été introduit partiellement pour un système muni d'un précodeur dédié à une technique particulière de cyclostationnarité induite à l'émetteur ([9]). Néanmoins aucune cyclocorrélation autre que celle de retard nul ($T = 0$) et aucune matrice de pondération autre que la matrice identité ($W_l = 1$, pour tout l) n'avaient été prises en considération. Dans la suite nous entreprenons une étude asymptotique de cet estimateur permettant d'analyser ses performances en fonction des matrices de pondération et du nombre de coefficients de cyclocorrélation considérés.

4 Etude asymptotique

Nous introduisons le processus de moyenne nulle $\mathbf{e}(n) = \mathbf{y}_2(n) - \mathbb{E}[\mathbf{y}_2(n)]$. L'équation (4) permet d'obtenir que

$$\mathbf{y}_2(n) = \sum_{l=0}^{Q-1}\mathbf{r}_c^{(\alpha_0+l/Q)}e^{2i\pi(\alpha_0+l/Q)n} + \mathbf{e}(n).$$

$\mathbf{y}_2(n)$ est donc une somme de sinusoïdes à amplitudes vectorielles bruitées additivement par $\mathbf{e}(n)$ et le critère $J_N(\alpha)$ représente une somme de périodogrammes pondérés.

Ce lien direct avec l'estimation d'harmoniques a déjà été exploité par [3] dans le cadre d'une transmission mono-porteuse et mono-utilisateur. Nous suivons ici une démarche identique à celle de [3]. Faute de place, nous n'en décrivons que les étapes essentielles. Pour plus de détails, le lecteur pourra se référer à [3] et également à [2].

Comme $h(z)$ est de degré fini, sous des hypothèses faibles sur le bruit $w(n)$, $\mathbf{e}(n)$ vérifie la condition suivante.

Condition 1 *Soient* $\mathbf{e}^{(0)}(n) = \mathbf{e}(n)$ *et* $\mathbf{e}^{(1)}(n) = \overline{\mathbf{e}(n)}$.

$$\forall L, \exists B_L < \infty, \forall(\nu_1,\ldots,\nu_L) \in \{0,1\}^L, \forall(N,N')$$

$$\sup_{n_1\in\mathbb{Z}}\sum_{n_2,\ldots,n_L=N'}^{N}||cum_L(\mathbf{e}^{(\nu_1)}(n_1),\cdots,\mathbf{e}^{(\nu_L)}(n_L))|| \leq B_L$$

Il est possible alors de démontrer le lemme suivant.

Lemme 1 *Sous la condition 1, pour tout $K \in \mathbb{N}$, on a*

$$\lim_{N\to\infty}\sup_{\alpha\in[0,1]}||\frac{1}{N^{K+1}}\sum_{n=0}^{N-1}n^K\mathbf{e}(n)e^{2i\pi\alpha n}|| \overset{p.s.}{=} 0$$

avec p.s. désignant une convergence presque sûre.

[3]Soient $\mathbf{x}$ un vecteur, $\mathbf{x}^{\mathrm{H}}$ son trans-conjugué et W une matrice hermitienne positive. Alors $||\mathbf{x}||_W^2 = \mathbf{x}^{\mathrm{H}}W\mathbf{x}$.

De ce lemme, nous pouvons en déduire la consistance et la normalité asymptotique de l'estimateur.

Théorème 1 *Quand $N \to \infty$, nous avons*

$$N(\hat{\alpha}-\alpha_0) \xrightarrow{p.s.} 0 \quad et \quad N^{3/2}(\hat{\alpha}-\alpha_0) \xrightarrow{\mathcal{L}} \mathcal{N}(0,\gamma)$$

$\mathcal{L}$ et $\mathcal{N}(0,\gamma)$ désignent respectivement une convergence en loi et une loi gaussienne centrée de covariance γ.

Comme classiquement pour un problème d'estimation de fréquence, la vitesse de convergence de l'estimateur est en $N^{3/2}$. A partir d'un développement en série de Taylor au premier ordre de la dérivée du critère $J_N(\alpha)$ autour du vrai point α_0, nous obtenons l'expression suivante pour la covariance asymptotique :

$$\gamma = \frac{3}{\pi^2}\frac{\sum_{l,l'=0}^{Q-1}\mathbf{R}_l^{\mathrm{H}}\mathbf{W}_l\mathbf{G}_{l,l'}\mathbf{W}_{l'}\mathbf{R}_{l'}}{(\sum_{l=0}^{Q-1}\mathbf{R}_l^{\mathrm{H}}\mathbf{W}_l\mathbf{R}_l)^2}$$

avec

$$\mathbf{R}_l = \begin{bmatrix}\mathbf{r}_c^{(\alpha_0+l/Q)}\\ \overline{\mathbf{r}_c^{(\alpha_0+l/Q)}}\end{bmatrix}, \mathbf{W}_l = \begin{bmatrix}W_l & 0\\ 0 & \overline{W_l}\end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{G}_{l,l'} = \begin{bmatrix}\Gamma_{l,l'} & -\Gamma_{l,l'}^c\\ -\overline{\Gamma_{l,l'}^c} & \overline{\Gamma_{l,l'}}\end{bmatrix}$$

où

$$\Gamma_{l,l'} = \lim_{N\to\infty} N\mathbb{E}[(\hat{\mathbf{r}}_{c,N}^{(\alpha_0+l/Q)} - \mathbf{r}_c^{(\alpha_0+l/Q)})(\hat{\mathbf{r}}_{c,N}^{(\alpha_0+l'/Q)} - \mathbf{r}_c^{(\alpha_0+l'/Q)})^{\mathrm{H}}]$$

$$\Gamma_{l,l'}^c = \lim_{N\to\infty} N\mathbb{E}[(\hat{\mathbf{r}}_{c,N}^{(\alpha_0+l/Q)} - \mathbf{r}_c^{(\alpha_0+l/Q)})(\hat{\mathbf{r}}_{c,N}^{(\alpha_0+l'/Q)} - \mathbf{r}_c^{(\alpha_0+l'/Q)})^{\mathrm{T}}].$$

γ se décompose en fait de la manière suivante :

$$\gamma = \gamma_0 + \mathcal{O}(\sigma^2)$$

où σ^2 représente la variance du bruit $w(n)$ (qui n'est pas nécessairement blanc) et où γ_0 est un terme indépendant du bruit $w(n)$. Après quelques calculs simples mais fastidieux, nous obtenons le résultat suivant.

Théorème 2 *On suppose que les symboles $\{s_n\}_{n\in\mathbb{Z}}$ appartiennent à une constellation à valeurs réelles et que* $\mathbf{K}$ *est à valeurs réelles. Soient δ, l'indice de Kronecker et Id, la matrice identité.*
Si $T \geq M+Q$, $W_l = \delta_{0,l}Id$, alors $\gamma_0 = 0$.

L'hypothèse concernant la nature de la constellation est peu restrictive puisque la constellation non circulaire la plus répandue, la MDP-2, la vérifie. L'autre hypothèse concernant la matrice de précodage est davantage restrictive. En effet ce théorème ne s'applique pas pour les systèmes OFDM puisqu'ils admettent une matrice de précodage à valeurs complexes. En revanche, il s'applique aux systèmes DS-CDMA puisque ceux-ci admettent en général une matrice de précodage à valeurs réelles (cf. code de Walsh-Hadamard ou de Gold).

Ce théorème signifie que, si on considère suffisamment de coefficients de cyclocorrélations, l'estimateur associé au critère, dit *réduit*, basé uniquement sur la maximisation du vecteur des cyclocorrélations autour de α_0, admet une covariance asymptotique nulle en l'absence de bruit le rendant quasiment insensible à l'interférence entre symboles présente. Ce théorème indique également qu'il est préférable de considérer le critère réduit plutôt que le critère basé sur la maximisation de la somme des vecteurs des cyclocorrélations à toutes les fréquences cycliques. Ceci s'explique par le fait que la valeur des cyclocorrélations aux fréquences cycliques autres que α_0 est faible rendant ainsi l'estimation de la fréquence cyclique plus délicate.

5 Simulations

L'estimateur proposé offrant ses meilleures performances pour des systèmes DS-CDMA, nous ne considérons dorénavant que ceux-ci. La matrice de précodage $\mathbf{K}$ est construite à partir d'un code de Walsh-Hadamard où le facteur d'étalement et un nombre d'utilisateurs sont fixés à $Q = 4$ et $P = 3$ respectivement. Les symboles $\{s_n\}_{n \in \mathbb{Z}}$ appartiennent à une constellation MDP-2. Le filtre de mise en forme est construit relativement à la cadence $1/T_v$ des « pseudo-symboles » et est en racine de cosinus surélevé de facteur d'excès de bande $\rho = 0,2$. Le canal de propagation admet cinq trajets mutiples de retard maximal $3T_s$. Le nombre de tirages de Monte-Carlo sur la suite des symboles est de 50. Enfin, nous avons fixé $T = M + Q$.

La figure 1 représente les erreurs quadratiques moyennes (EQM) théoriques et pratiques de l'estimateur étudié, pour différentes configurations, en fonction du Rapport Signal-à-Bruit (RSB). $N_s = N/Q$, qui correspond au nombre de symboles s_n émis, est fixé à 200. Comme attendu, les erreurs sont plus faibles lorsque le critère ne prend en compte que la cyclocorrélation autour de α_0. Pour ce critère réduit, les erreurs théoriques approchent les erreurs obtenues pour un système sans interférence entre symboles. Néanmoins un écart existe avec les erreurs pratiques pour des RSB élevés. Ceci est dû à la difficulté d'estimer les coefficients de cyclocorrélations de retards élevés ([3]).

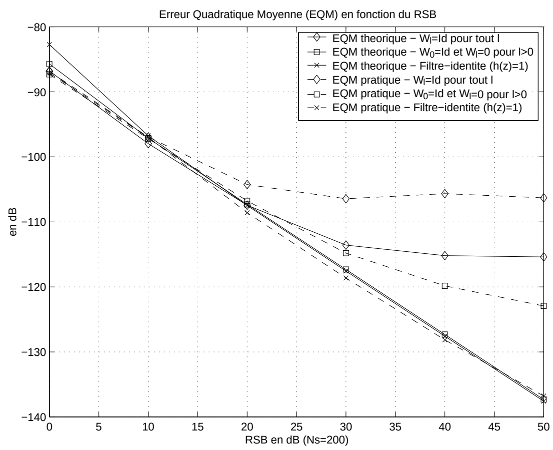

FIG. 1 – EQM théorique et pratique en fonction du RSB

La figure 2 montre que l'écart s'estompe quand N_s croît.

Ces courbes confirment l'analyse théorique réalisée ainsi que les choix de paramètres qui en découlaient.

6 Conclusion

Un estimateur du résidu de porteuse dans un contexte de communications OFDM ou DS-CDMA (pour la voie descendante) a été proposé lorsque les symboles à émettre appartiennent à une constellation non-circulaire. Son analyse asymptotique montre que, pour un système DS-CDMA dont le code est à valeurs réelles, cet estimateur judicieusement dimensionné est insensible à la présence d'un canal dispersif, si la constellation est à valeurs réelles.

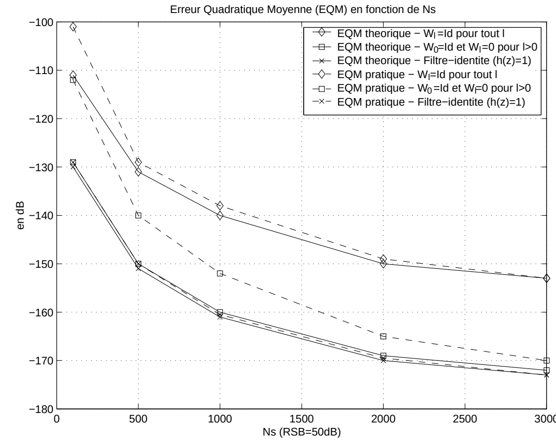

FIG. 2 – EQM théorique et pratique en fonction de N_s

Références

[1] H. BÖLCSKEI, « Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in pulse shaping OFDM systems », *ICASSP*, p. 2749–2752, 1999.

[2] PH. CIBLAT, PH. LOUBATON, E. SERPEDIN et G.B. GIANNAKIS, « Asymptotic analysis of blind cyclic correlation based symbol rate estimation », *IEEE Trans. on Information Theory*, Soumis (voir les actes d'EUSIPCO 2000, vol. 3, p.1581-1584).

[3] PH. CIBLAT, PH. LOUBATON, E. SERPEDIN et G.B. GIANNAKIS, « Performance of blind carrier offset estimation for non-circular transmissions through frequency-selective channels », *IEEE Trans. on Signal Processing*, Soumis (voir les actes d'ICASSP 2000, vol. 5, p.2525-2528).

[4] H. GE et K. WANG, « Efficient method for carrier offset correction in OFDM system », *ICASSP*, p. 2467–2470, 1999.

[5] G.B. GIANNAKIS, « Filterbanks for blind channel identification and equalization », *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 4, n° 6, p. 184–187, Juin 1997.

[6] K. LI et H. LIU, « Joint channel and carrier offset estimation in CDMA communications », *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 47, n° 7, p. 1811–1821, Juillet 1999.

[7] T. POLLET, M. VAN BLADEL et M. MOENECLAEY, « BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise », *IEEE Trans. on Communications*, vol. 43, p. 191–193, Février 1995.

[8] A. SCAGLIONE, G.B. GIANNAKIS et S. BARBAROSSA, « Redundant Filterbanks and Equalizers », *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 47, p. 1988–2022, Juillet 1999.

[9] E. SERPEDIN, A. CHEVREUIL, G.B. GIANNAKIS et PH. LOUBATON, « Blind joint estimation of carrier frequency offset and channel using non-redundant periodic modulation precoders », *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 48, n° 8, p. 2389–2405, Août 2000.

[10] U. TURELI et H. LIU, « Blind carrier synchronization and channel identification for OFDM communications », *ICASSP*, p. 3509–3512, 1998.

[11] J.J. VAN DE BEEK, M. SANDELL et P.O. BÖRJESSON, « ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems », *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 45, n° 7, p. 1800–1805, Juillet 1997.