

Egaliseurs linéaires multi-utilisateur adaptatifs en TD-CDMA

Laurent ROS¹, Geneviève JOURDAIN¹, Marylin ARNDT²

¹Laboratoire des Images et des Signaux
rue de la Houille Blanche, Domaine Universitaire, BP 46, 38402 Saint-Martin-D'Hères Cedex, France

²France-Télécom R&D (DIH-OCF)
28, chemin du vieux chêne, BP 98, 38243 Meylan, France

laurent.ros@inpg.fr, genevieve.jourdain@inpg.fr, marylin.arndt@rd.francetelecom.fr

Résumé – Nous nous intéressons à des structures linéaires CDMA multi-utilisateur adéquates au mode TDD de l'UMTS en lien descendant, et à leurs versions adaptatives (phase de poursuite) au travers d'un canal évolutif ("véhiculaire"). Nous analysons et comparons d'abord une structure transverse fractionnée avec une structure (dérivée de la théorie) dans laquelle sont poursuivies les phases (doppler) des différents trajets, utilisées dans le filtre adapté au canal, conjointement aux coefficients d'un banc d'égaliseur travaillant au temps symbole. Nous proposons finalement une nouvelle structure intermédiaire qui rassemble de nombreux avantages.

Abstract – Multi-user CDMA linear structures for TDD mode of UMTS in downlink and their adaptive versions (tracking mode) through a time-variant channel ("vehicular") are investigated. First, we compare a transverse fractional structure and a structure (derived from theory) where the different paths phases (doppler) are tracked in a channel matched filter, jointly with the coefficients of an equalizer-bank working at symbol-time. Finally, a new medium efficient structure is proposed.

1 Introduction et Modèle de la transmission

Dans un système TD/CDMA soumis aux trajets multiples tel le mode TDD de l'UMTS en radio-mobile [6], l'estimation des symboles d'un slot se fait par des méthodes bloc ou par des traitements en ligne (filtrage figé) [5]. Cependant, ces structures supposent le canal de propagation invariant sur la durée du slot. Or en environnement "véhiculaire", l'examen des ordres de grandeur [3, 7] permet de supposer que les trajets sont résolus, avec des retards de propagation quasi-fixes et des amplitudes faiblement variables sur le slot, mais que les phases peuvent varier (d'une cinquantaine de degrés à 120 km/h) à cause des différences de doppler entre les trajets (angles d'arrivée différents). Nous nous plaçons dans le cadre d'une liaison station de base vers mobile. Durant un slot, l'équivalent en bande de base du signal reçu est modélisé par:

$$r(t) = T_s \sum_{k=1}^K \sum_m a_{k[m]} g_k(t - mT_s) + n(t) \quad (1)$$

où $T_s = QTc$ est le temps symbole, Tc le temps chip, Q le facteur d'étalement, $a_{k[m]}$ les symboles QPSK décorréés associés au code k (le code désiré est le n^0 1), $n(t)$ un bruit BBAG complexe, $g_k = c_k * h_e * h$ la convolution entre le code $c_k(\tau) = \sum_{q=0}^{Q-1} c_{k[q]} \delta(\tau - qTc)$ numéro k , le filtre 1/2 Nyquist $h_e(\tau)$ et le canal à L_t trajets $h(\tau, t) = \sum_{i=1}^{L_t} \alpha_i(t) \delta(\tau - \tau_i)$, où τ_i sont les retards et $\alpha_i(t) = \rho_i e^{j\phi_i(t)}$ les atténuations complexes des trajets. On suppose un nombre pair de trajets L_t .

Nous rappellerons d'abord la structure fractionnée transverse, nommée ici Tc-structure, habituellement utilisée en contexte multi-utilisateur adaptatif [1]. La variabilité du canal étant principalement due à la variation des phases des trajets, nous proposons alors de poursuivre directement ces phases plutôt que le très grand nombre de coefficients au travers duquel elles se cachent dans la Tc-structure. Avec un faible nombre de trajets significatifs, on songe aux boucles à verrouillage de phase: pour le trajet numéro "i", la corrélation du signal reçu avec le code désiré (au retard τ_i) permettra de former un signal d'erreur au temps symbole pour piloter la boucle délivrant $\hat{\phi}_i$. Néanmoins, en contexte multi-utilisateur et avec des variations rapides de phase, une telle boucle aura des performances médiocres car travaillant à mauvais rapport signal à perturbateur (Interférence plus Bruit). On pense alors à poursuivre les phases des trajets via un égaliseur (qui réduit l'interférence) dont on met conjointement à jour les coefficients. Ceci généralise [2] au cas CDMA multi-trajets. La structure imposée à horizon fini, nommée Ts-structure (approximant la structure théorique linéaire à horizon infini [3]) se prête bien à cette optimisation conjointe puisqu'elle fait apparaître à la fois les phases dans un filtre adapté au canal et un banc d'égaliseur au temps Ts. Enfin, la Ts/RI-structure est une nouvelle structure, proche de la Ts-structure, mais qui conserve suffisamment de degrés de liberté pour permettre (dans la version statique) une annulation exacte de l'interférence avec une profondeur finie d'égalisation. Nous supposons les structures correctement initialisées (séquence d'apprentissage) et nous nous intéressons seulement à la phase de poursuite pilotée par les décisions à partir d'un algorithme LMS.

2 Tc-Structure adaptative

2.1 Structure

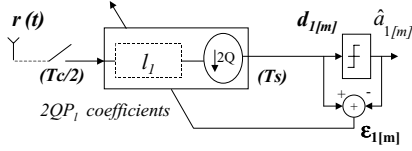


FIG. 1: Synoptique de la Tc-Structure

Cette structure effectue directement la combinaison linéaire des échantillons du signal reçu (préalablement filtré analogiquement) au moyen d'un filtre multi-cadence avec un rythme de sortie Ts et d'entrée $Tc/2$ (facteur de sur-échantillonnage $S = 2$). Afin de faciliter la comparaison avec la Ts-structure, la profondeur du détecteur \underline{l}_1 est choisie multiple de Ts , soit $P_l Ts$ où P_l est un entier positif. La variable de décision est obtenue par un produit scalaire de dimension $SQ \cdot P_l$: $d_{1[m]} = \underline{l}_{1[m]}^T \underline{r}_{[m]}$ avec:

$$\begin{aligned} \underline{l}_{1[m]} &= [l_{1[m], -SQP_{l_1}}, \dots, l_{1[m], +SQ(P_{l_2}+1)-1}]^T \\ \underline{r}_{[m]} &= [r_{((m+P_{l_1})Ts)}, \dots, r_{((m-P_{l_2}-1)Ts + \frac{Ts}{S})}]^T \\ P_l &= P_{l_1} + 1 + P_{l_2}, \text{ où } P_{l_1} \geq 0 \text{ est le nombre de symboles} \\ &\text{couvrant la partie anti-causale (délai en pratique) du filtre.} \end{aligned}$$

En contexte stationnaire, le filtre optimum MMSE satisfait: $J(\underline{l}_1) = E\{|\underline{l}_1^T \underline{r}_{[m]} - a_{1[m]}|^2\}$ minimum. La solution de Wiener est telle que: $\underline{l}_1^T \underline{R} = \underline{\zeta}$

où $\underline{R} = E\{\underline{r}_{[m]} \underline{r}_{[m]}^H\}$ est la matrice de corrélation des échantillons du signal reçu, de dimension $SQ P_l \times SQ P_l$, de structure Toeplitz par blocs de taille $SQ \times SQ$ et dont les blocs non nuls sont concentrés autour de la diagonale. $\underline{\zeta} = E\{\underline{r}_{[m]} a_{1[m]}\}$ est le vecteur d'intercorrélation entre les échantillons du signal reçu et le symbole à estimer.

En présence de bruit ($N_0 \neq 0$), \underline{R} est inversible et il y a unicité du vecteur optimum.

Sans bruit, \underline{R} n'est généralement pas inversible (en supposant que le système est de rang plein $K(P_l + W_s)$) dans la situation courante en CDMA où le nombre de degrés de liberté SQ est grand, tel que: $SQ \cdot P_l \geq K(P_l + W_s)$.

Il y a alors une infinité de filtres optimum qui correspondent tous à l'annulation de l'EQM ($J(\underline{l}_1) = 0$), c'est à dire à l'annulation de l'interférence (IAM et IES).

2.2 Mise à jour des coefficients

La mise à jour de manière itérative, aux instants mTs , est faite à partir de l'erreur instantannée $\epsilon_{1[m]} = d_{1[m]} - \hat{a}_{1[m]}$ formée à partir des décisions sur les symboles $\hat{a}_{1[m]}$, au moyen d'un algorithme LMS. L'algorithme du gradient stochastique fait évoluer les coefficients à chaque période symbole " mTs " de la manière suivante:

$$\underline{l}_{1[m+1]} = \underline{l}_{1[m]} - \frac{\mu}{2} \cdot (\nabla_{\underline{l}_1} \{|\epsilon_{1[m]}|^2\})$$

Le coefficient μ désigne le pas d'adaptation de l'algorithme. Les équations d'évolution sont finalement:

$$\begin{aligned} d_{1[m]} &= \underline{l}_{1[m]}^T \underline{r}_{[m]} \\ \hat{a}_{1[m]} &= \text{signe}\{Re\{d_{1[m]}\}\} + j \text{signe}\{Im\{d_{1[m]}\}\} \\ \underline{l}_{1[m+1]} &= \underline{l}_{1[m]} - \mu((d_{1[m]} - \hat{a}_{1[m]}) \cdot \underline{r}_{[m]}^*) \end{aligned}$$

3 Ts-structure adaptative

3.1 Structure

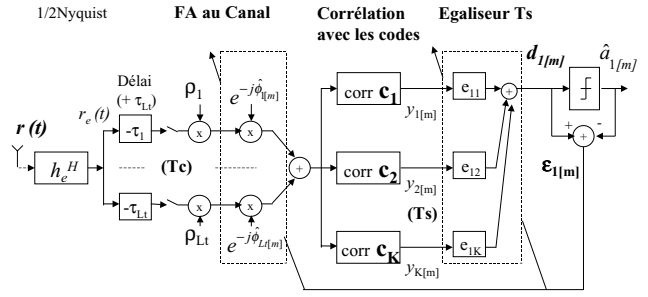


FIG. 2: Synoptique équivalent de la Ts-Structure

En notation vectorielle, la variable de décision $d_{1[m]}$ est le résultat d'un produit scalaire entre les échantillons $\underline{y}_{[m]}$ au temps symbole issu du banc de filtre adapté aux K formes d'onde g_k et le jeu de coefficients d'un banc de K filtres transverses discrets $\{e_{1k}\}$, $k = 1..K$: $d_{1[m]} = \underline{e}_{1[m]}^T \cdot \underline{y}_{[m]}$ où: $P = P_1 + 1 + P_2$ est la profondeur temporelle et P_1 le retard (en symboles) de l'égaliseur synchrone,

$$\begin{aligned} \underline{e}_{1[m]} &= [e_{11[m], -P_1}, \dots, e_{1K[m], -P_1}, \dots, e_{11[m], +P_2}, \dots, e_{1K[m], +P_2}]^T, \\ \underline{y}_{[m]} &= [y_{1[m+P_1]}, \dots, y_{K[m+P_1]}, \dots, y_{1[m-P_2]}, \dots, y_{K[m-P_2]}]^T \end{aligned}$$

On pourrait aussi imposer: $P_1 = P_2$ si P est impair ($P_1 = P_2 - 1$ sinon) compte-tenu de la symétrie hermitienne théorique des coefficients.

3.2 Mises à jour: phases et égaliseur

On réordonne la structure en utilisant la commutativité des différentes opérations pour faire apparaître les composantes $d_{1[i,m]}$ associées à chacun des $i = 1..L_t$ trajets de propagation dans la variable de décision $d_{1[m]}$ (4). On a alors besoin de dupliquer, pour chacun des trajets, le banc d'égalisation qui n'opère heureusement qu'au temps symbole. Dans (3) le vecteur $\underline{x}_{[i,m]}$ contient le résultat de la corrélation (2) du signal $r_e(t)$ (signal reçu préalablement filtré par le 1/2 Nyquist) avec les différents codes au retard τ_i . Ainsi, le vecteur $\underline{y}_{[m]}$ contenant les échantillons traités par le banc de filtre adapté complet s'écrit: $\underline{y}_{[m]} = \sum_{i=1}^{L_t} \underline{x}_{[i,m]} \cdot \rho_i e^{-j\hat{\phi}_{i[m]}}$. On cherche alors à minimiser l'erreur quadratique moyenne $J(\underline{e}_1, \hat{\phi}_1, \dots, \hat{\phi}_{L_t}) = E\{|\underline{e}_{1[m]}^T \cdot \underline{y}_{[m]} - a_{1[m]}|^2\}$ par rapport aux phases estimées et aux coefficients. On forme un signal d'erreur instantannée $\epsilon_{1[m]}$ calculé à partir des décisions $\hat{a}_{1[m]}$ (6). En supposant les coefficients \underline{e}_1 faiblement dépendants des phases, on obtient les gradients stochastiques suivants:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \nabla_{\underline{e}_1} \{|\epsilon_{1[m]}|^2\} &= \epsilon_{1[m]} \cdot \underline{y}_{[m]}^* \\ \frac{1}{2} \nabla_{\hat{\phi}_i} \{|\epsilon_{1[m]}|^2\} &= +Im\{\epsilon_{1[m]}^* \cdot d_{1[i,m]}\} \text{ pour } i=1..L_t \end{aligned}$$

On reconnaît dans le cas d'un seul trajet le signal d'erreur ($Im\{\hat{a}_{1[m]}^* \cdot d_{1[m]}\}$) d'une boucle à remodulation, utilisant les décisions pour supprimer la modulation. L'égaliseur est mis à jour classiquement avec un pas d'adaptation μ . Les boucles de phase utilisent des filtres intégrateurs \mathcal{F} (de TZ: $\{\beta_1 + \frac{\beta_2}{1-z^{-1}}\}$) à 2 coefficients β_1 (Lead) et β_2

(Lag) afin de réaliser des boucles numériques du 2^{nd} ordre. L'ensemble des équations de mise à jour est finalement, à l'itération $[m]$, pour $k=1..K$, $i=1..L_t$:

$$x_{k[i,m]} = \sum_{q=0}^{Q-1} c_{k[q]}^* r e^{(mTs + qTc + \tau_i)} \quad (2)$$

$$\underline{x}_{[i,m]} = [x_{1[i,m+P_1]}, \dots, x_{K[i,m+P_1]}, \dots, x_{1[i,m-P_2]}, \dots, x_{K[i,m-P_2]}]^T$$

$$d_{1[i,m]} = \underline{e}_{1[i,m]}^T \cdot \underline{x}_{[i,m]} \cdot \rho_i \cdot e^{-j\hat{\phi}_{i[m]}} \quad (3)$$

$$d_{1[m]} = \sum_{i=1}^{L_t} d_{1[i,m]} \quad (4)$$

$$\hat{a}_{1[m]} = \text{signe}\{Re\{d_{1[m]}\}\} + j \text{signe}\{Im\{d_{1[m]}\}\} \quad (5)$$

$$\underline{e}_{1[m]} = (d_{1[m]} - \hat{a}_{1[m]}) \quad (6)$$

$$\hat{\phi}_{i[m+1]} = \hat{\phi}_{i[m]} - \mathcal{F}\{Im\{\epsilon_{1[m]}^* \cdot d_{1[i,m]}\}\} \quad (7)$$

$$\underline{e}_{1[m+1]} = \underline{e}_{1[m]} - \mu \cdot \epsilon_{1[m]} \cdot \left(\sum_{i=1}^{L_t} \underline{x}_{[i,m]}^* \cdot \rho_i \cdot e^{+j\hat{\phi}_{i[m]}} \right) \quad (8)$$

4 Ts-structure à recombinaison indirecte (Ts/RI-structure)

4.1 Discussion

Inconvénients de la Tc-structure (vs Ts):

- 1^o inconvénient: la Tc-structure effectue tous ces traitements sur les échantillons à la cadence la plus rapide Tc/S au lieu d'en effectuer une partie sur des échantillons au temps symbole obtenus après corrélation avec les codes (ne nécessitant que des additions et des soustractions avec des codes binaires complexes). Ainsi, elle n'exploite pas la nature à trajets discrets du canal de propagation ni les propriétés de corrélation des signaux CDMA, ce qui lui permettrait de diminuer la complexité. Pour une profondeur globale de détecteur $P_t = P + W_s$ donnée, le filtre transverse de la Tc-structure requiert $(P + W_s) \cdot SQ$ coefficients au lieu de PK dans la Ts-structure.

- 2^o inconvénient: l'obtention des coefficients dans la Tc-structure repose sur l'"inversion" (complète ou partielle) d'un système linéaire de transfert très large décrit au temps sous-chip. Dans la version non-adaptative [4] qui peut servir pour l'initialisation de l'algorithme adaptatif, la complexité est prohibitive par rapport au calcul des coefficients pour la Ts-structure. Dans la version adaptative des filtres transverses, les performances en poursuite avec l'algorithme LMS dépendent du conditionnement de la matrice de corrélation. Pour la Tc-structure, la matrice de corrélation a une large dimension $SQ(P + W_s) \times SQ(P + W_s)$ et n'est pas très bien conditionnée lorsque le nombre de codes actifs K est important. Dans la Ts-structure, la matrice de corrélation $E\{\underline{y}_{[m]} \cdot \underline{y}_{[m]}^H\}$ traduit un système compacté au temps symbole, Toeplitz par bloc, de petite dimension $KP \times KP$, généralement très bien conditionné comme vérifié facilement en simulation. De plus, on compense directement les éléments variables que sont les phases alors que la compensation se fait au travers d'un très grand nombre de coefficients pour la Tc-structure, ce qui pénalise le comportement en poursuite.

- 3^o inconvénient: en situation multi-code (plusieurs des K codes actifs sont associés à l'utilisateur désiré), la Tc-structure doit être dupliquée autant de fois qu'il y a de codes désirés à décoder, alors que seule la partie au temps symbole doit être dupliquée dans la Ts-structure.

Point faible de la Ts-structure: impossibilité théorique d'annuler complètement l'interférence (en absence de bruit) pour une profondeur finie P de l'égaliseur transverse, contrairement à la Tc-structure. Cet inconvénient découle directement des avantages précédemment cités: le banc d'égaliseur au temps symbole travaille sur une information complètement compactée (une statistique suffisante du signal reçu pour l'estimation des symboles...) qui ne comporte plus assez de degrés de liberté pour que l'"inversion" exacte du système soit possible.

Autrement dit en l'absence de bruit, la solution de Wiener délivre un jeu de coefficients \underline{e}_1 unique qui minimise l'EQM mais sans l'annuler (excepté en contexte mono-trajet). On peut vérifier facilement (Cf [4]) que l'estimation d'un symbole est régi par un système linéaire (généralement de rang plein) de $K(2W_s + P)$ équations (conditions d'annulation d'interférence) pour seulement KP inconnues (coefficients), qui n'admet pas de solution exacte lorsque P est fini. En pratique, l'annulation complète de l'interférence n'est pas utile du moment que le résidu est faible par rapport à la contribution de l'utile ou du bruit. Cette situation apparaît généralement pour une profondeur P deux ou trois fois supérieure à la durée du canal et la Ts-structure demeure attractive. Néanmoins, rien n'est garanti théoriquement et on ne peut pas savoir à l'avance la profondeur nécessaire qui dépend du canal, du nombre de codes actifs...

Le but de la nouvelle structure est de préserver les deux caractéristiques qui s'excluent dans la Ts- et Tc-structure: la potentialité d'annuler exactement l'interférence (version statique) et l'utilisation de corrélations avec les codes pour effectuer une partie des traitements au temps symbole.

4.2 Structure

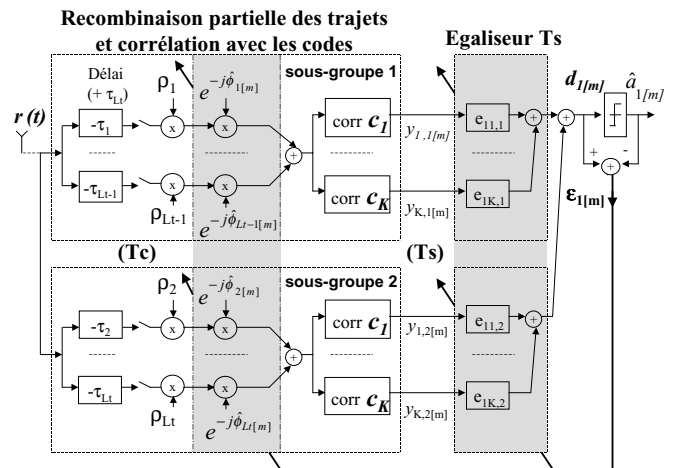


FIG. 3: Synoptique équivalent de la Ts/RI-Structure

La Ts/RI-structure est constituée d'une tête de réception large-bande à $2K$ branches et d'un banc d'égaliseur au

temps symbole à $2K$ filtres discrets transverses $\{e_{1k,1}\}$ et $\{e_{1k,2}\}$, $k = 1..K$ de P coefficients chacun. La tête de réception ne réalise pas un banc de filtre adapté complet comme dans la Ts-structure (opérant la recombinaison directe des L_t trajets en un seul groupe pour les K codes) mais une recombinaison des trajets en deux sous-groupes, ce qui permet d'obtenir $2K$ branches (2 branches par code actif). Ainsi, le canal à trajets multiples est décomposé en la somme de deux canaux d'indices " l " ($l = 1$ ou 2) se partageant les L_t trajets. Chaque branche " k, l " ($k = 1..K$, $l = 1, 2$) est obtenue théoriquement par un filtre adapté au code " k " et à la partie " l " du canal à trajets multiples, suivi d'un échantillonnage synchrone au temps symbole. Cette différence théorique par rapport à la Ts-structure permet de conserver assez de degrés de liberté pour annuler exactement l'interférence avec un banc d'égaliseur transverse à $2KP$ coefficients, du moins pour un canal "non-pathologique" et lorsque la profondeur P est suffisante. On a alors, comme pour la Ts-structure, un système de $K(2Ws + P)$ équations mais cette fois-ci avec $2KP$ paramètres que sont les coefficients des filtres. Il existera alors des jeux de coefficients présentant une solution exacte du moment que $P \geq 2Ws$. On notera que la Ts-structure est un cas particulier de la nouvelle structure, obtenue lorsque les couples de filtres transverses de l'égaliseur correspondant aux deux sous-groupes ($l = 1$ et 2) sont identiques. Cette dernière remarque garantit des performances statiques aussi bonnes sinon meilleures qu'avec la Ts-structure pour un critère de calcul des coefficients et une profondeur P donnés.

Note: Pour obtenir un nombre suffisant de degrés de liberté, on aurait aussi pu réaliser un banc d'égaliseur fractionné à 2 points/Ts en sortie du banc de filtre adapté complet. La structure proposée a l'avantage d'utiliser pleinement les caractéristiques des formes d'ondes CDMA qui font apparaître des pics de corrélation aux retards des trajets. Ainsi, la Ts/RI-structure peut être vue comme procédant à un échantillonnage (L_t fois supérieur à Ts) à pas irrégulier en sortie du filtre adapté au code, calé sur les pics de corrélation correspondant à chaque trajet. On pourrait alors procéder à une égalisation au temps symbole avec $L_t \times K$ branches mais le groupement en $2K$ branches après pondération par les amplitudes conjuguées des trajets assure assez de degrés de liberté, ainsi qu'une statistique suffisante et une maximisation du SNR en sortie.

4.3 Mises à jour: phases et égaliseur

On répartit, de manière chronologique par exemple, un trajet sur deux dans chaque sous-groupe. On pose *pair*(i) = 1 si i impair, 2 sinon. En utilisant les mêmes notations qu'avec la Ts-structure, on obtient des équations de mise à jour similaires en remplaçant simplement les équations (3) et (8) respectivement par (9) et (10):

$$d_{1[i,m]} = \underline{\epsilon}_{1, \text{pair}(i)[m]}^T \cdot \underline{x}_{[i,m]} \cdot \rho_i \cdot e^{-j\hat{\phi}_{i[m]}} \quad (9)$$

$$\underline{\epsilon}_{1,1[m+1]} = \underline{\epsilon}_{1,1[m]} - \mu \cdot \epsilon_{1[m]} \cdot \left(\sum_{i=1,3}^{L_t-1} \underline{x}_{[i,m]}^* \cdot \rho_i \cdot e^{+j\hat{\phi}_{i[m]}} \right) \quad (10)$$

$$\underline{\epsilon}_{1,2[m+1]} = \underline{\epsilon}_{1,2[m]} - \mu \cdot \epsilon_{1[m]} \cdot \left(\sum_{i=2,4}^{L_t} \underline{x}_{[i,m]}^* \cdot \rho_i \cdot e^{+j\hat{\phi}_{i[m]}} \right)$$

On voit que dans la version adaptative, cette nouvelle structure présente une complexité tout à fait similaire à celle de la Ts-structure, nécessitant toujours de dupliquer le banc d'égalisation pour chaque trajet afin de poursuivre individuellement chaque phase. Le nombre de filtres transverses a doublé mais la profondeur nécessaire est facilement divisée par deux comme nous pouvons le vérifier par simulation. Notons cependant qu'en l'absence de bruit (ce qui est exclu dans une situation pratique) le conditionnement du système est beaucoup moins bon que pour le système complètement compacté de la Ts-structure.

5 Conclusion et perspectives

Nous avons d'abord considéré deux structures antagonistes adaptatives pour la réception linéaire multi-utilisateur en lien descendant CDMA. La première peut être qualifiée de libre alors que la deuxième est une structure imposée qui compacte au maximum l'information au temps symbole. Après avoir dégagé les caractéristiques essentielles des deux structures, nous avons présenté une structure intermédiaire prometteuse. Cette structure a la potentialité d'annuler l'interférence (dans la version statique et en l'absence de bruit) avec une profondeur finie tout en effectuant une partie du traitement au temps symbole, après correction de phase et corrélation avec les codes. Nous illustrerons les performances asymptotiques de ces 3 structures à l'aide de simulations. La simulation des performances en poursuite au travers d'un canal variable (après initialisation des structures, selon [4] qui suppose une estimation initiale du canal, ou après apprentissage adaptatif) est en cours.

Références

- [1] M.K. Tsatsanis and G.B. Giannakis. *Optimal decorrelating receivers for DS-CDMA systems: a signal processing framework*. IEEE Transactions on Signal Processing, vol 44, n°1, pp. 3044-3055, Dec 1996.
- [2] J.M. Brossier, G. Jourdain. *Algorithmes adaptatifs auto-optimisés pour l'égalisation et la récupération de porteuse*. Traitement du Signal, vol 11(4), 1994.
- [3] L. Ros, G. Jourdain, M. Arndt. *Interpretations and Performances of linear reception in downlink TD-CDMA and Multi-Sensor extension*. Annals of Telecommunications, vol 56, n°5-6, May-June 2001.
- [4] L. Ros, G. Jourdain, M. Arndt. *Comparisons of linear structures for TD-CDMA multi-user detector on the mobile*. ISCTA'01, Ambleside UK, July 2001.
- [5] Y. Pigeonnat. *Etude de complexité d'algorithmes de détection conjointe pour les radiocom mobiles cellulaires de 3ème génération*. Thèse INPG, Dec. 2000.
- [6] 3GPP. *Technical Specification: Spreading and modulation (TDD)*. TS25.223, V2.1.0, June 1999.
- [7] ETSI. *chapter B.1.4.2: Channel Impulse Response Model*. UMTS 30.03, TR101-112 V3.2.0, April 1998.