

# Estima Ciega de Canal en Sistemas MIMO-OSTBC basada en *Correlation Matching*

Javier Vía, Ignacio Santamaría y Jesús Pérez

[jvia@gtas.dicom.unican.es](mailto:jvia@gtas.dicom.unican.es), [nacho@gtas.dicom.unican.es](mailto:nacho@gtas.dicom.unican.es), [jperez@gtas.dicom.unican.es](mailto:jperez@gtas.dicom.unican.es)

Departamento de Ingeniería de Comunicaciones. Universidad de Cantabria. 39005. Santander, Cantabria.

**Abstract-** In this paper, a new technique for blind channel estimation of multiple-input multiple-output (MIMO) channels under orthogonal space-time block coded (OSTBC) transmissions is proposed. The technique is based on the Correlation Matching criterion and exploits the special structure of OSTBC codes to obtain closed-form channel estimates. The proposed method can be reformulated as a principal component analysis (PCA) problem, which permits a straightforward derivation of computationally efficient batch and adaptive algorithms. Although derived in a different way, the technique generalizes previously proposed methods, establishing a parameter selection criterion which resembles the matched filter. Finally, the performance of the proposed algorithms is evaluated by means of some simulation examples.

## I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, la codificación ortogonal espacio-temporal por bloques (*orthogonal space-time block coding* u OSTBC) ha emergido como una de las técnicas más prometedoras a la hora de explotar la diversidad espacial y combatir los desvanecimientos en sistemas con múltiples antenas en transmisión y recepción (*multiple-input multiple-output* o MIMO). La especial estructura de los códigos OSTBC implica que, si el receptor conoce el canal, el decodificador de máxima verosimilitud (*maximum likelihood* o ML) se reduce a un simple detector lineal, el cual se puede ver como un filtro adaptado, seguido por un detector símbolo a símbolo.

Cuando el receptor no dispone de información sobre el estado del canal (*channel state information* o CSI) se puede recurrir a métodos basados en pilotos. Sin embargo, estas técnicas implican una reducción en la eficiencia espectral, la cual se puede evitar por medio de otras aproximaciones tales como la codificación espacio-temporal diferencial [1] o las técnicas de estima ciega del canal [2]–[4].

En los casos en que se dispone de información estadística de la señal de entrada a un determinado sistema, un posible criterio para la identificación o igualación ciega del canal es el de *Correlation Matching* (ajuste de la correlación), el cual se basa en explotar el conocimiento *a priori* de la matriz de correlación de la señal de información. Sin embargo, aunque este criterio ha sido empleado en problemas de igualación/identificación ciega de canal [5]–[8] y separación ciega de fuentes [9], en un caso general conduce a sistemas de ecuaciones no lineales que han de ser resueltos de manera iterativa y que pueden dar lugar a problemas de mínimos locales.

En este trabajo el problema de estima ciega del canal MIMO en sistemas OSTBC se resuelve mediante el criterio de *Correlation Matching*, demostrando que las propiedades especiales de los códigos OSTBC permiten la obtención de

una expresión cerrada para la estima del canal. El estimador obtenido resulta ser una generalización del propuesto en [4], el cual se puede interpretar como un problema de análisis en componentes principales (*principal component analysis* o PCA) [10], [11]. Además, la técnica basada en *Correlation Matching* proporciona un criterio para la selección de los parámetros propuestos en [4], el cual equivale a la idea del filtro adaptado.

## II. CONCEPTOS BÁSICOS SOBRE OSTBCS

### II-A. Notación

A lo largo de este artículo usaremos letras mayúsculas en negrita para referirnos a matrices, e.g.,  $\mathbf{X}$ , con elementos  $x_{ij}$ ; minúsculas en negrita para vectores columna, e.g.,  $\mathbf{x}$ , y minúsculas para escalares. Los superíndices  $(\cdot)^T$  y  $(\cdot)^H$  denotan, respectivamente, la matriz transpuesta y Hermítica. Las partes real e imaginaria se denotan como  $\Re(\cdot)$  y  $\Im(\cdot)$ , y  $\hat{(\cdot)}$  denotará estimas de matrices, vectores o escalares. La traza y norma Frobenius de la matriz  $\mathbf{A}$  se denotará como  $\text{Tr}(\mathbf{A})$  y  $\|\mathbf{A}\|$  respectivamente. Finalmente,  $\mathbf{I}$  denotará la matriz identidad de las dimensiones oportunas, y  $E[\cdot]$  denotará el operador esperanza matemática.

El canal MIMO se asumirá plano en frecuencia con  $n_T$  antenas transmisoras y  $n_R$  receptoras. La matriz compleja del canal, de dimensiones  $n_T \times n_R$  es

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \cdots \mathbf{h}_{n_R}] = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1n_R} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{n_T1} & \cdots & h_{n_T n_R} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

donde  $h_{ij}$  es la respuesta del canal entre la  $i$ -ésima antena transmisora y la  $j$ -ésima receptora.

### II-B. Modelo de Transmisión OSTBC

Consideremos un código espacio-temporal por bloques (STBC) transmitiendo  $M$  símbolos durante  $L$  slots y usando  $n_T$  antenas transmisoras. La tasa de transmisión se define como  $R = M/L$ , y el número de símbolos reales transmitidos en cada bloque es

$$M' = \begin{cases} M & \text{para constelaciones reales,} \\ 2M & \text{para constelaciones complejas.} \end{cases} \quad (2)$$

Para un STBC, el  $n$ -ésimo bloque de datos transmitido se puede expresar como

$$\mathbf{S}[n] = \sum_{k=1}^{M'} \mathbf{C}_k s_k[n], \quad (3)$$

donde  $\mathbf{C}_k$  son las matrices de código STBC,

$$s_k[n] = \begin{cases} \Re(r_k[n]) & k \leq M, \\ \Im(r_{k-M}[n]) & k > M, \end{cases} \quad (4)$$

y  $r_k[n]$  denota el  $k$ -ésimo símbolo complejo de información del  $n$ -ésimo bloque STBC.

El efecto conjunto del código STBC y el canal asociado a la  $j$ -ésima antena receptora se puede representar mediante los vectores

$$\mathbf{w}_k(\mathbf{h}_j) = \mathbf{C}_k \mathbf{h}_j, \quad k = 1, \dots, M', \quad (5)$$

y teniendo en cuenta el isomorfismo entre  $\mathbf{w}_k(\mathbf{h}_j)$  y los vectores reales  $\tilde{\mathbf{w}}_k(\mathbf{h}_j) = [\Re(\mathbf{w}_k(\mathbf{h}_j))^T, \Im(\mathbf{w}_k(\mathbf{h}_j))^T]^T$ , podemos escribir

$$\tilde{\mathbf{w}}_k(\mathbf{h}_j) = \tilde{\mathbf{C}}_k \tilde{\mathbf{h}}_j, \quad (6)$$

donde  $\tilde{\mathbf{h}}_j = [\Re(\mathbf{h}_j)^T, \Im(\mathbf{h}_j)^T]^T$ , y  $\tilde{\mathbf{C}}_k$  son las matrices de código extendidas

$$\tilde{\mathbf{C}}_k = \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{C}_k) & -\Im(\mathbf{C}_k) \\ \Im(\mathbf{C}_k) & \Re(\mathbf{C}_k) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

La señal en la  $j$ -ésima antena receptora es

$$\mathbf{y}_j[n] = \sum_{k=1}^{M'} \mathbf{w}_k(\mathbf{h}_j) s_k[n] + \mathbf{n}_j[n], \quad (8)$$

donde  $\mathbf{n}_j[n]$  es un vector de ruido complejo incorrelado con la señal. Definiendo los vectores reales de longitud  $2L$ ,  $\tilde{\mathbf{y}}_j[n] = [\Re(\mathbf{y}_j[n])^T, \Im(\mathbf{y}_j[n])^T]^T$  y  $\tilde{\mathbf{n}}_j[n] = [\Re(\mathbf{n}_j[n])^T, \Im(\mathbf{n}_j[n])^T]^T$ , la ecuación anterior se puede reescribir como

$$\tilde{\mathbf{y}}_j[n] = \sum_{k=1}^{M'} \tilde{\mathbf{w}}_k(\mathbf{h}_j) s_k[n] + \tilde{\mathbf{n}}_j[n] = \tilde{\mathbf{W}}(\mathbf{h}_j) \mathbf{s}[n] + \tilde{\mathbf{n}}_j[n], \quad (9)$$

donde  $\mathbf{s}[n] = [s_1[n], \dots, s_{M'}[n]]^T$  contiene los  $M'$  símbolos reales transmitidos y  $\tilde{\mathbf{W}}(\mathbf{h}_j) = [\tilde{\mathbf{w}}_1(\mathbf{h}_j) \dots \tilde{\mathbf{w}}_{M'}(\mathbf{h}_j)]$ . Finalmente, agrupando todas las señales recibidas en el vector  $\tilde{\mathbf{y}}[n] = [\tilde{\mathbf{y}}_1^T[n], \dots, \tilde{\mathbf{y}}_{n_R}^T[n]]^T$ , podemos escribir

$$\tilde{\mathbf{y}}[n] = \tilde{\mathbf{W}}(\mathbf{H}) \mathbf{s}[n] + \tilde{\mathbf{n}}[n], \quad (10)$$

donde  $\tilde{\mathbf{W}}(\mathbf{H}) = [\tilde{\mathbf{W}}^T(\mathbf{h}_1) \dots \tilde{\mathbf{W}}^T(\mathbf{h}_{n_R})]^T$ , y  $\tilde{\mathbf{n}}[n]$  se define de manera análoga a  $\tilde{\mathbf{y}}[n]$ .

En el caso de STBCs ortogonales (OSTBCs), la matriz  $\tilde{\mathbf{W}}(\mathbf{H})$  satisface

$$\tilde{\mathbf{W}}^T(\mathbf{H}) \tilde{\mathbf{W}}(\mathbf{H}) = \|\mathbf{H}\|^2 \mathbf{I}. \quad (11)$$

Así, asumiendo ruido blanco y Gaussiano y suponiendo que el receptor conoce el canal  $\mathbf{H}$ , la complejidad del receptor ML se reduce a encontrar los símbolos más cercanos a la señal estimada [1]

$$\hat{\mathbf{s}}[n] = \frac{\tilde{\mathbf{W}}^T(\mathbf{H}) \tilde{\mathbf{y}}[n]}{\|\tilde{\mathbf{W}}(\mathbf{H})\|^2}, \quad (12)$$

es decir, las columnas de la matriz  $\tilde{\mathbf{W}}^T(\mathbf{H})$  se pueden ver como el conjunto de los igualadores ML.

Las condiciones necesarias y suficientes en las matrices de código  $\mathbf{C}_k \in \mathbb{C}^{L \times n_T}$ , ( $k, l = 1, \dots, M'$ ) para que se cumpla (11) son [1]

$$\mathbf{C}_k^H \mathbf{C}_l = \begin{cases} \mathbf{I} & k = l, \\ -\mathbf{C}_l^H \mathbf{C}_k & k \neq l, \end{cases} \quad (13)$$

lo que también implica  $\mathbf{S}^H[n] \mathbf{S}[n] = \|\mathbf{s}[n]\|^2 \mathbf{I}$  y

$$\tilde{\mathbf{C}}_k^T \tilde{\mathbf{C}}_l = \begin{cases} \mathbf{I} & k = l, \\ -\tilde{\mathbf{C}}_l^T \tilde{\mathbf{C}}_k & k \neq l. \end{cases} \quad (14)$$

### III. ESTIMA CIEGA DEL CANAL MEDIANTE *Correlation Matching*

En esta sección se demuestra que la aplicación del criterio de *Correlation Matching* para la estima ciega del canal en sistemas MIMO-OSTBC conduce a una expresión cerrada para la estima del canal MIMO, la cual se puede interpretar como un problema de análisis en componentes principales (PCA). Teniendo en cuenta (10), la matriz de correlación de los datos recibidos  $\tilde{\mathbf{y}}[n]$  es

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}} = E[\tilde{\mathbf{y}}[n] \tilde{\mathbf{y}}^T[n]] = \tilde{\mathbf{W}}(\mathbf{H}) \mathbf{R}_s \tilde{\mathbf{W}}^T(\mathbf{H}) + \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}}, \quad (15)$$

donde las matrices de correlación de la señal de información ( $\mathbf{R}_s = E[\mathbf{s}[n] \mathbf{s}^T[n]]$ ) y del ruido ( $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}} = E[\tilde{\mathbf{n}}[n] \tilde{\mathbf{n}}^T[n]]$ ) se asumirán conocidas en el receptor.

El método de estima ciega del canal MIMO mediante *Correlation Matching* se basa en el siguiente problema de optimización

$$\underset{\hat{\mathbf{H}}}{\operatorname{argmin}} \left\| (\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}} - \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}}) - \tilde{\mathbf{W}}(\hat{\mathbf{H}}) \mathbf{R}_s \tilde{\mathbf{W}}^T(\hat{\mathbf{H}}) \right\|^2, \quad (16)$$

es decir, se trata de encontrar el canal  $\hat{\mathbf{H}}$  que minimice la diferencia entre la estima y el valor teórico de la matriz de correlación de las observaciones. Resulta sencillo comprobar que el criterio (16) se puede reescribir como

$$\underset{\hat{\mathbf{H}}}{\operatorname{argmax}} \left( \operatorname{Tr} \left( (\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}} - \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}}) \tilde{\mathbf{W}}(\hat{\mathbf{H}}) \mathbf{R}_s \tilde{\mathbf{W}}^T(\hat{\mathbf{H}}) \right) - \frac{1}{2} \left\| \tilde{\mathbf{W}}(\hat{\mathbf{H}}) \mathbf{R}_s \tilde{\mathbf{W}}^T(\hat{\mathbf{H}}) \right\|^2 \right). \quad (17)$$

Teniendo en cuenta (11) y aplicando la propiedad  $\|\mathbf{A}\|^2 = \operatorname{Tr}(\mathbf{A}^T \mathbf{A}) = \operatorname{Tr}(\mathbf{A} \mathbf{A}^T)$ , el término  $\left\| \tilde{\mathbf{W}}(\hat{\mathbf{H}}) \mathbf{R}_s \tilde{\mathbf{W}}^T(\hat{\mathbf{H}}) \right\|^2$  en (17) se puede escribir como

$$\begin{aligned} \operatorname{Tr} \left( \tilde{\mathbf{W}}(\hat{\mathbf{H}}) \mathbf{R}_s^T \tilde{\mathbf{W}}^T(\hat{\mathbf{H}}) \tilde{\mathbf{W}}(\hat{\mathbf{H}}) \mathbf{R}_s \tilde{\mathbf{W}}^T(\hat{\mathbf{H}}) \right) &= \\ &= \|\hat{\mathbf{H}}\|^2 \operatorname{Tr} \left( \tilde{\mathbf{W}}(\hat{\mathbf{H}}) \mathbf{R}_s^T \mathbf{R}_s \tilde{\mathbf{W}}^T(\hat{\mathbf{H}}) \right) = \\ &= \|\hat{\mathbf{H}}\|^2 \operatorname{Tr} \left( \mathbf{R}_s \tilde{\mathbf{W}}^T(\hat{\mathbf{H}}) \tilde{\mathbf{W}}(\hat{\mathbf{H}}) \mathbf{R}_s^T \right) = \|\hat{\mathbf{H}}\|^4 \|\mathbf{R}_s\|^2. \end{aligned} \quad (18)$$

De manera análoga, teniendo en cuenta la descomposición en autovalores  $\mathbf{R}_s = \mathbf{Q}_s \Sigma_s^2 \mathbf{Q}_s^T$  (con  $\mathbf{Q}_s$  unitaria y  $\Sigma_s$  diagonal), y aplicando la propiedad  $\operatorname{Tr}(\mathbf{A}^T \mathbf{B}) = \operatorname{Tr}(\mathbf{B} \mathbf{A}^T)$  (con  $\mathbf{A}$  y  $\mathbf{B}$  matrices de las mismas dimensiones), se obtiene

$$\begin{aligned} \operatorname{Tr} \left( (\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}} - \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}}) \tilde{\mathbf{W}}(\hat{\mathbf{H}}) \mathbf{R}_s \tilde{\mathbf{W}}^T(\hat{\mathbf{H}}) \right) &= \\ &= \operatorname{Tr} \left( \Sigma_s \mathbf{Q}_s^T \tilde{\mathbf{W}}^T(\hat{\mathbf{H}}) (\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}} - \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}}) \tilde{\mathbf{W}}(\hat{\mathbf{H}}) \mathbf{Q}_s \Sigma_s \right). \end{aligned} \quad (19)$$

A partir de (11) resulta sencillo demostrar que la matriz  $\tilde{\mathbf{W}}(\hat{\mathbf{H}}) \mathbf{Q}_s$  se puede ver como el conjunto de igualadores asociados al canal  $\hat{\mathbf{H}}$  y a un nuevo OSTBC con matrices de código

$$\mathbf{D}_k = \sum_{l=1}^{M'} q_{lk} \mathbf{C}_l, \quad k = 1, \dots, M',$$

donde  $q_{lk}$  es el elemento en la  $l$ -ésima fila y  $k$ -ésima columna de  $\mathbf{Q}_s$ . Así, definiendo las matrices  $\tilde{\mathbf{D}}_k$  de manera análoga a  $\tilde{\mathbf{C}}_k$  (ver Eq. (7)), (19) se puede reescribir como

$$\text{Tr} \left( \Sigma_s \mathbf{Q}_s^T \tilde{\mathbf{W}}^T (\hat{\mathbf{H}}) (\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}} - \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}}) \tilde{\mathbf{W}} (\hat{\mathbf{H}}) \mathbf{Q}_s \Sigma_s \right) = \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{z}}} \hat{\mathbf{h}}, \quad (20)$$

donde  $\hat{\mathbf{h}} = [\hat{\mathbf{h}}_1^T, \dots, \hat{\mathbf{h}}_{n_R}^T]^T$  es un vector de longitud  $2n_T n_R$ ,

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{z}}} = \sum_{k=1}^{M'} \lambda_k^2 \tilde{\mathbf{F}}_k^T (\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}} - \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{n}}}) \tilde{\mathbf{F}}_k, \quad (21)$$

$\lambda_k^2$  es el  $k$ -ésimo autovalor en la diagonal de  $\Sigma_s^2$ , y

$$\tilde{\mathbf{F}}_k = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{D}}_k & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \tilde{\mathbf{D}}_k \end{bmatrix}, \quad (22)$$

es una matriz diagonal por bloques de dimensiones  $2Ln_R \times 2n_T n_R$ .

Combinando (17), (18) y (20), el problema de optimización (16) se reduce a

$$\underset{\hat{\mathbf{h}}}{\text{argmax}} \left( \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{z}}} \hat{\mathbf{h}} - \frac{1}{2} \|\mathbf{R}_s\|^2 \|\hat{\mathbf{h}}\|^4 \right), \quad (23)$$

cuya solución viene dada por el siguiente problema de autovalores

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{z}}} \hat{\mathbf{h}} = \beta \hat{\mathbf{h}}, \quad (24)$$

donde  $\beta = \|\mathbf{R}_s\|^2 \|\hat{\mathbf{h}}\|^2$  es un autovalor de la matriz  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{z}}}$ . Finalmente, combinando (23) y (24) se obtiene

$$\max_{\hat{\mathbf{h}}} \left( \hat{\mathbf{h}}^T \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{z}}} \hat{\mathbf{h}} - \frac{\|\mathbf{R}_s\|^2 \|\hat{\mathbf{h}}\|^4}{2} \right) = \beta \frac{\|\hat{\mathbf{h}}\|^2}{2} = \frac{\beta^2}{2 \|\mathbf{R}_s\|^2}, \quad (25)$$

por lo que la estima  $\hat{\mathbf{h}}$  del canal MIMO basada en *Correlation Matching* se reduce a la obtención del autovector asociado al mayor autovalor de la matriz  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{z}}}$ .

Desde un punto de vista práctico, la implementación del algoritmo se basa en la estima de la matriz de correlación  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}}$  a partir de  $N$  bloques OSTBC recibidos, durante los cuales se asume que el canal permanece constante

$$\hat{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{y}}} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{\mathbf{y}}[n] \tilde{\mathbf{y}}^T[n]. \quad (26)$$

Una vez obtenida dicha estima resulta sencillo formar la matriz  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{z}}}$  y obtener su autovector principal, el cual se escalará para satisfacer  $\|\hat{\mathbf{h}}\|^2 = \beta / \|\mathbf{R}_s\|^2$ , reduciendo así la indeterminación en la estima del canal a un simple cambio de signo.

En [11] hemos demostrado que la matriz  $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{z}}}$  se puede interpretar como una matriz de correlación, por lo que la técnica propuesta equivale a un problema de análisis de componentes principales (PCA). Esta reformulación permite obtener algoritmos adaptativos de manera sencilla, por ejemplo mediante la aplicación directa de la regla de Oja [10]. El coste computacional por bloque OSTBC del algoritmo basado en la regla de Oja es del orden de  $\mathcal{O}(LMn_T n_R)$ , lo cual no supone un gran incremento con respecto al coste computacional del detector de máxima verosimilitud (ver Eq. (12)), que es del orden de  $\mathcal{O}(LMn_R)$  por bloque OSTBC.

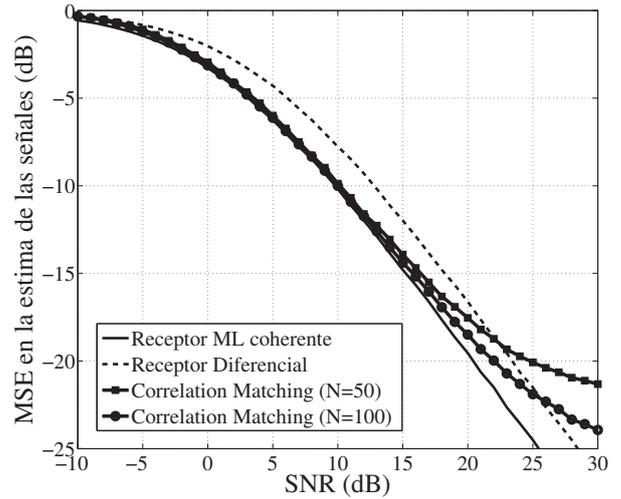


Fig. 1. MSE en la estima de las señales duobinarias.

Aunque derivado de forma independiente, el método propuesto constituye una generalización para ruido coloreado y matrices de correlación  $\mathbf{R}_s$  no diagonales, de la técnica propuesta en [4]. Además, el criterio de *Correlation Matching* impone la selección de los pesos propuestos en [4] como los autovalores  $\lambda_k$  asociados a la matriz de correlación  $\mathbf{R}_s$ , lo cual se puede interpretar como un filtro adaptado. Finalmente, en [12] hemos demostrado que en el caso de señales blancas y  $n_R > 1$ , el canal se puede obtener sin ambigüedad para la mayoría de los OSTBCs con aplicación práctica. En el resto de los casos ( $n_R = 1$  y OSTBCs no identificables), si al menos uno de los autovalores  $\lambda_k$  tiene multiplicidad 1, la técnica propuesta extraerá el canal sin ambigüedad [11].

#### IV. SIMULACIONES

En esta sección se evalúa el rendimiento de la técnica propuesta por medio de algunos ejemplos de simulación. En todas las simulaciones se han promediado los resultados de 5000 realizaciones independientes. Se ha empleado el código OSTBC de tasa  $R = 3/4$  con  $M = 3$  símbolos complejos,  $L = 4$  slots y  $n_T = 3$  antenas transmisoras, el cual se presenta en Eq. (7.4.9) de [1]. El número de antenas receptoras es  $n_R = 1$ , lo que implica que no se pueda extraer el canal sin explotar la información estadística de las señales de información [4], [12]. Los elementos del canal son variables aleatorias complejas i.i.d con distribución Gaussiana, media cero y varianza unidad. La relación señal a ruido (SNR) se define como  $10 \log_{10}(\sigma_s^2/\sigma^2)$ , donde  $\sigma_s^2$  es la energía total transmitida y  $\sigma^2$  es la varianza del ruido blanco y Gaussiano.

Las señales fuente son señales binarias i.i.d precodificadas por un filtro con respuesta  $H(z) = 1 + z^{-1}$ , que es el filtro empleado en la modulación duobinaria, por lo que a su salida se tiene una secuencia de símbolos pertenecientes al alfabeto  $\{-2, 0, +2\}$  con probabilidades  $1/4, 1/2$  y  $1/4$  respectivamente. Estas señales forman la parte real e imaginaria de los símbolos complejos a la entrada del codificador OSTBC. De este modo, los elementos de la matriz  $\mathbf{R}_s = E[s[n]s^T[n]]$  son 2 en la diagonal principal, 1 en las primeras diagonales por encima y

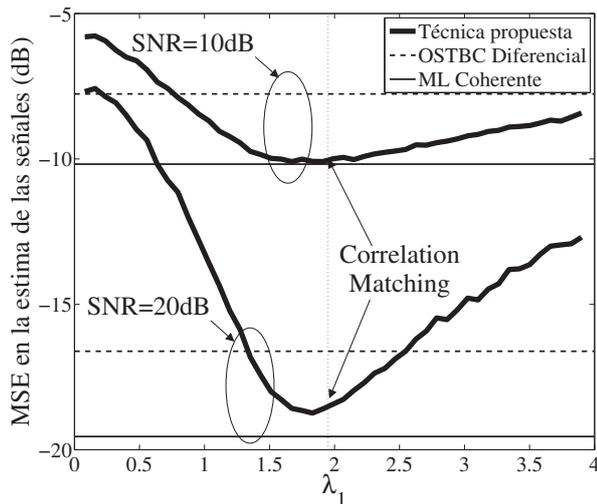


Fig. 2. Efecto sobre el MSE del primer parámetro en (21).

debajo de ésta, y cero en el resto de posiciones. Finalmente, los autovalores en  $\Sigma_s$  son [1,95, 1,80, 1,56, 1,25, 0,87, 0,45].

En el primer ejemplo se ha comparado la versión bloque de la técnica propuesta con el detector ML coherente y la técnica diferencial propuesta en [1]. El error cuadrático medio (MSE) en la estima de la señal para  $N = 50$  y  $N = 100$  bloques recibidos se muestra en Fig. 1. Como se puede observar, el decodificador propuesto proporciona mejores resultados que el receptor diferencial para SNRs bajas y moderadas. El suelo de ruido en la técnica propuesta se debe a la diferencia entre la matriz de correlación  $R_{\tilde{y}}$  y su estima  $\hat{R}_{\tilde{y}}$ . Dicho suelo decrece rápidamente con el número  $N$  de bloques disponibles.

Para comparar la técnica propuesta con el método en [4] se ha repetido el experimento anterior para  $N = 100$  bloques y se ha variado el primer peso ( $\lambda_1$ ) en (21) entre 0 y 3.9 (el doble de su valor teórico). Como se puede observar en Fig. 2, el mínimo MSE en la estima de las señales se encuentra en torno a  $\lambda_1 = 1,95$ , que es el valor sugerido por la técnica basada en *Correlation Matching*.

Por último, se ha analizado la versión adaptativa del algoritmo propuesto. En Fig. 3 se muestra el MSE en la estima del canal para SNR=20dB y la aplicación directa del algoritmo de Oja [10] con tres factores de aprendizaje diferentes. Como se puede observar, el compromiso entre el error residual final y la velocidad de convergencia viene determinado por el factor de aprendizaje.

## V. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha aplicado el criterio de *Correlation Matching* (ajuste de la correlación) a la estima ciega de canales MIMO en sistemas OSTBC. A diferencia de otras técnicas basadas en este criterio, las características especiales de los códigos OSTBC han dado lugar a la obtención de una fórmula cerrada para la estima del canal. La técnica propuesta se puede interpretar como un problema de análisis de componentes principales (PCA), lo cual permite la obtención de algoritmos bloque y adaptativos de bajo coste computacional. Además, el método propuesto generaliza técnicas ya existentes, estableciendo un criterio para la selección de parámetros que recuerda

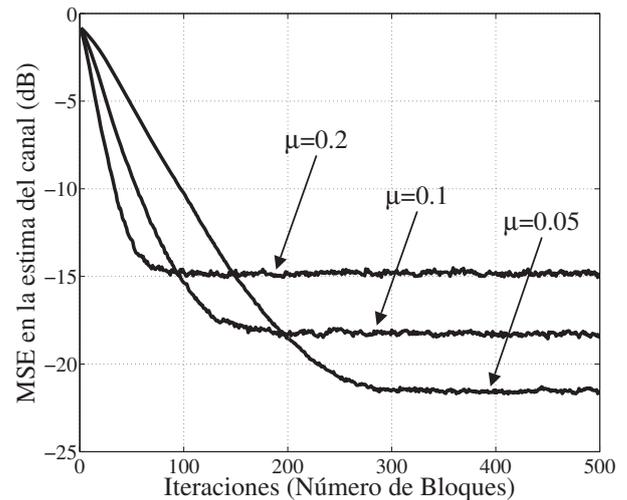


Fig. 3. Versión adaptativa de la técnica propuesta. SNR=20dB.

al filtro adaptado. Finalmente, el rendimiento de los algoritmos propuestos se ha evaluado mediante ejemplos de simulación.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado por el Ministerio de Educación y Ciencia (MEC) a través del proyecto TEC2004-06451-C05-02 y del programa de becas de Formación de Profesorado Universitario (FPU).

## REFERENCIAS

- [1] E. G. Larsson, P. Stoica, and G. Ganesan, *Space-Time Block Coding for Wireless Communications*, Cambridge University Press, New York, USA, 2003.
- [2] L. Swindlehurst and G. Leus, "Blind and semi-blind equalization for generalized space-time block codes," *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 50, no. 10, pp. 2489–2498, 2002.
- [3] P. Stoica and G. Ganesan, "Space-time block codes: Trained, blind, and semi-blind detection," *Digital Signal Processing*, vol. 13, pp. 93–105, Jan. 2003.
- [4] S. Shahbazpanahi, A. B. Gershman, and J. H. Manton, "Closed-form blind MIMO channel estimation for orthogonal space-time block codes," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 53, no. 12, pp. 4506–4517, Dec. 2005.
- [5] G. Giannakis and S. Halford, "Asymptotically optimal blind fractionally-spaced channel estimation and performance analysis," *IEEE Trans. on Signal Proc.*, vol. 45, pp. 1815–1830, July 1997.
- [6] H. Zeng and Lang Tong, "Blind channel estimation using the second-order statistics: Algorithms," *IEEE Trans. on Signal Proc.*, vol. 45, no. 8, pp. 1919–1930, August 1997.
- [7] H. Zeng and Lang Tong, "Blind channel estimation using the second-order statistics: Asymptotic performance and limitations," *IEEE Trans. on Signal Proc.*, vol. 45, no. 8, pp. 2060–2071, August 1997.
- [8] H. Gazzah, P. A. Regalia, J.-P. Delmas, and K. Abed-Meraim, "A blind multichannel identification algorithm robust to order overestimation," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 50, no. 6, pp. 1449–1458, June 2002.
- [9] S. Choi and A. Cichocki, "Correlation matching approach to source separation in the presence of spatially correlated noise," in *Proceedings of Sixth International Symposium on Signal Processing and its Applications (ISSPA 2001)*, Kuala Lumpur, Malaysia, Aug. 2001, pp. 272–275.
- [10] Y. Hen Hu and J.-N. Hwang, *Handbook of Neural Networks for Signal Processing*, CRC Press, 2002.
- [11] J. Vía, I. Santamaría, J. Pérez, and D. Ramírez, "Blind decoding of MISO-OSTBC systems based on principal component analysis," in *IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process.*, Toulouse, France, May 2006.
- [12] J. Vía and I. Santamaría, "On the blind identifiability of orthogonal space-time block codes from second order statistics," *IEEE Transactions on Information Theory (Submitted)*, April 2006.