

Propuesta de estructuras con tensores para la implementación de esquemas MIMO

A tensor structure proposal for the MIMO schemes implementation

Martín Diomedes Bravo, Ph.D. (c)

martin.bravo@usco.edu.co

Daniela Trujillo Cabrera

mona206@hotmail.es

Andrés Barrera Canchón

andres_barrera_c@hotmail.com

Grupo de Investigación UNITCOM

Universidad Surcolombiana

Neiva-Colombia

.....
Fecha de recepción: Mayo 15 de 2014

Fecha de aceptación: Junio 28 de 2014

Palabras clave

MIMO; Tensor; STBC; BER.

Keywords

MIMO; Tensor; STBC; BER.

Colciencias **1**
tipo

Resumen

Este trabajo propone el uso de estructuras con tensores, como método para la implementación de esquemas MIMO [Multiple-input Multiple-output], con el objetivo de ampliar los grados de libertad que se tienen al trabajar con matrices; su importancia radica en la flexibilidad que ofrecen los tensores al poder incluir más variables de un sistema para transmitir o recibir información, aunque con un costo en complejidad computacional. Fue verificado que el uso de estructuras con tensores sobre las estructuras MIMO permite obtener los mismos resultados de tasa de error de bit, y aprovechar un mayor número de grados de libertad en los esquemas de transmisión de múltiples antenas.

Abstract

This work proposes the use of tensor structures as a method of Multiple-input Multiple-output [MIMO] schemes implementation, with the target to extend the freedom grades that the matrix array provides, this take importance when include more variables of the system for transmit or receive information a major flexibility is achieved, but with a cost of computational complexity. It was verified that the use of tensor structures in the MIMO schemes allows to obtain the same results of the bit error rate and give the possibility of increase the freedom grades in the transmit structure.

I. Introducción

El desarrollo y la evolución de las comunicaciones inalámbricas es evidente, día a día se exige mayor rendimiento de los sistemas y mayor calidad de los servicios ofrecidos, por lo que se hace necesario la existencia de tecnologías e infraestructuras que soporten una mayor cantidad de datos y permitan brindar al usuario servicios de forma eficiente y segura.

Con el propósito de dar un buen uso al espectro electromagnético, MIMO [Multiple-input Multiple-output] propone la utilización de arreglos de antenas, tanto en el transmisor, como en el receptor, obteniendo ganancia por diversidad o multiplexación (o ambas al tiempo, en sistemas MIMO híbridos), para mayor robustez y confiabilidad o para incrementar la tasa de transmisión, respectivamente; los sistemas convencionales trabajan de forma matricial en los dos modos mencionados (Oestges & Clerckx, 2007).

Un esquema basado en la aplicación de tensores tiene como propósito cambiar el paradigma de la estructura MIMO, la cual se trabaja generalmente en dos dimensiones; con tensores, se presenta la oportunidad de incrementar los grados de libertad, lo que se puede aprovechar en el tratamiento de la información a ser transmitida, como por ejemplo la utilización de pre-codificación (De Almeida, Da Silva, Favier, & Cavalcanti, 2008).

Este documento ofrece una reseña básica de la teoría de tensores y los esquemas MIMO incluyendo el modelo del sistema. Se hace énfasis en la diversidad espacial, para códigos de bloque espacio-temporales [STBC], para luego proponer el mapeo de los códigos espacio temporales en la estructura de tensores, con el objetivo de aumentar los grados de libertad que se pueden aprovechar en la transmisión de la información. Finalmente, se presentan y analizan los resultados obtenidos y se realizan las conclusiones pertinentes.

Este trabajo está organizado de la siguiente manera: en la Sección II, se proporciona información general sobre la teoría básica de tensores y una breve reseña sobre los esquemas MIMO, la cual contiene el modelo del sistema en forma matricial donde se encuentra el análisis matemático para los esquemas MIMO de 2×2 y 4×4 utilizando STBC; en la sección III, se explica el modelo tensorial propuesto; la sección IV contiene la simulación y el análisis de los resultados obtenidos en este trabajo; finalmente, se presentan las conclusiones y algunas ideas para trabajos futuros.

II. Marco Teórico

A. Tensores

Un tensor puede ser intuitivamente definido como una matriz que representa una señal en múltiples dominios. El orden del tensor es el número de la dimensión, también conocido como las direcciones o modos. Los tensores son generalizaciones de vectores y matrices; por ejemplo, un tensor de tercer orden, tiene tres índices (modos

o direcciones); un tensor de orden cero, es un escalar; de orden uno, un vector; de segundo orden, una matriz. Un tensor de tercer orden –o mayor– se denomina tensor de alto orden (Izquierdo & Crespo, 2012).

Los tensores pueden clasificarse según su orden como:

- » Escalar (tensor de orden 0): cantidad que tiene magnitud pero no dirección (e.g., densidad, temperatura, presión), pueden ser funciones del espacio y del tiempo, y no necesariamente han de ser constantes.
- » Vector (tensor de orden 1): cantidad que tiene magnitud y dirección –e.g., velocidad, aceleración, fuerza– (ver Figuras 1 y 3).
- » Matriz (tensor de orden 2): cantidad que tiene magnitud y dos direcciones –e.g., tensión, deformación–, (ver Figuras 2 y 3).

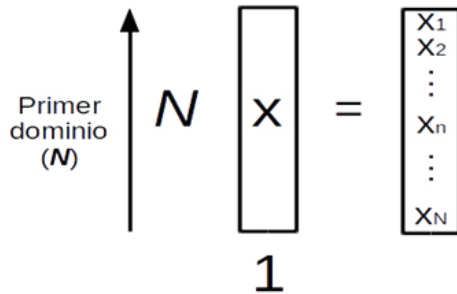


Figura 1. $N \times 1$. Vector o tensor de primer orden (Da Silva, 2009)

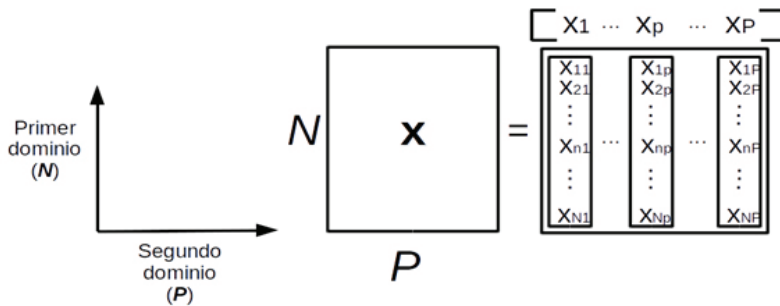


Figura 2. $N \times P$. Matriz o tensor de segundo orden (Da Silva, 2009)

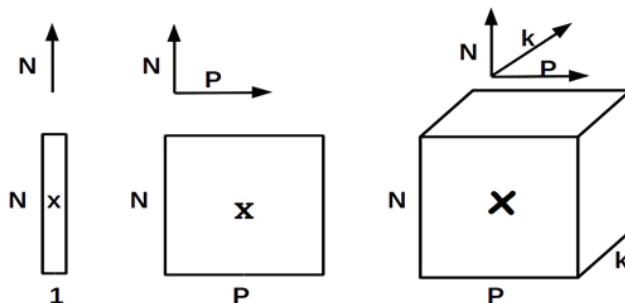


Figura 3. Tensores de primer, segundo y tercer orden, respectivamente (Da Silva, 2009)

1. Representaciones desplegadas de un tensor

El tensor de tercer orden $X \in \mathbb{C}^{N \times P \times K}$ tiene tres representaciones matriciales X_1 , X_2 y X_3 de la siguiente manera:

$$X_1 = \begin{matrix} X_1 \\ \vdots \\ X_N \end{matrix} \in \mathbb{C}^{N \times P \times K}, X_2 = \begin{matrix} X_1 \\ \vdots \\ X_P \end{matrix} \in \mathbb{C}^{P \times K \times N} \text{ y } X_3 = \begin{matrix} X_1 \\ \vdots \\ X_K \end{matrix} \in \mathbb{C}^{K \times N \times P}, \tag{1}$$

donde $X_n \in \mathbb{C}^{P \times K}$ es el corte n-ésimo considerando el primer dominio fijo, y $X_p \in \mathbb{C}^{K \times N}$ es la rebanada p-ésima en el segundo dominio, y $X_k \in \mathbb{C}^{N \times P}$ es el segmento k-ésimo en el tercer dominio. En este punto, debe quedar claro que X_1, X_2 y X_3 no son tensores, pero si matrices que representan el mismo X .

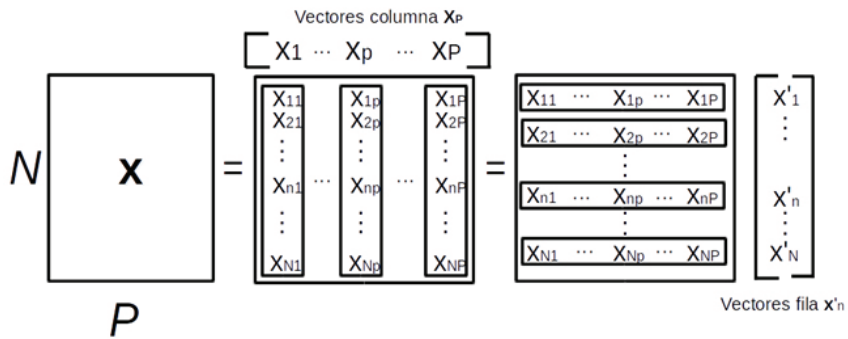


Figura 4. P vectores columna $N \times 1$ o N vectores fila $1 \times P$ (Da Silva, 2009)

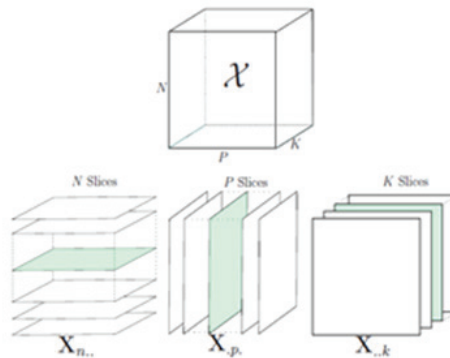


Figura 5. Representación desplegada de un tensor de tercer orden $N \times P \times K$ (Da Silva, 2009)

2. Construcción de un tensor señal

Una matriz puede ser construida a partir de dos vectores, a través de la operación definida a continuación.

Definición 1.0 (producto exterior de dos vectores). Sea $a \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ y $b \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ dos columnas de vectores. El producto exterior entre a y b viene dada por:

$$a \circ b = ab^T = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_p] = \begin{bmatrix} a_1 \cdot b_1 & a_1 \cdot b_2 & \dots & a_1 \cdot b_p \\ a_2 \cdot b_1 & a_2 \cdot b_2 & \dots & a_2 \cdot b_p \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_N \cdot b_1 & a_N \cdot b_2 & \dots & a_N \cdot b_p \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N \times P} \quad (2)$$

o en notación escalar:

$$[a \circ b]_{n,p} = a_n \cdot b_p \quad (3)$$

Definición 1.1 (columna de rango de una matriz). Sea $X \in \mathbb{C}^{N \times P}$ una matriz formada por la columna de apilamiento x_1 vectores, x_p con $x_p \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ que se escribe como $X = [x_1 \dots x_p]$. La columna de rango de X , es el número máximo de vectores x_p que son linealmente independientes. Si $\text{rango}(X) = R$, X es una matriz de rango-R.

El rango de una matriz define el menor número de vectores que representa el subespacio generado por la matriz de columnas. El resultado del producto externo es una matriz de rango uno, ya que los vectores columna generados son linealmente independientes. El subespacio generado por esta matriz es idéntico al subespacio generado por el vector (Da Silva, 2009).

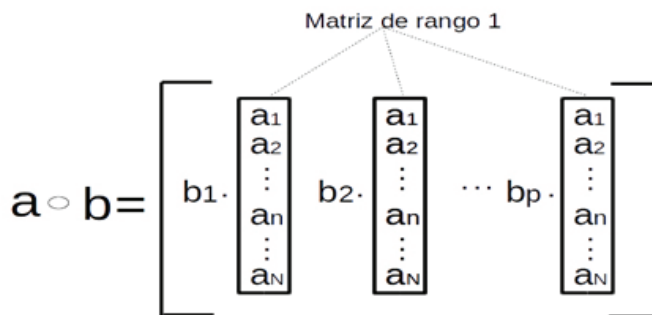


Figura 6. Representación factorizada de $a \circ b$ (Da Silva, 2009)

Propiedad 1.0 (rango de la suma). Sean X y Y dos matrices con las mismas dimensiones, entonces, $\text{rango}(X + Y) \leq \text{rango}(X) + \text{rango}(Y)$.

Sean $c \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ y $d \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ otros dos vectores columna, de modo que a, b, c y d son linealmente independientes, se define que $X = a \circ b$ y $Y = c \circ d$; la anterior propiedad garantiza que $X + Y$ es una matriz de segundo rango.

$$a \circ b + c \circ d = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} [b_1 \ b_2] + \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} [d_1 \ d_2] \quad (4)$$

$$a \circ b + c \circ d = \begin{bmatrix} b_1 a_1 + d_1 c_1 & b_2 a_1 + d_2 c_1 \\ b_1 a_2 + d_1 c_2 & b_2 a_2 + d_2 c_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

Esta suma de factores paralelos puede alternativamente expresarse como el producto de dos matrices A y B^T . Se define como $A = [ac] \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ y $B = [bd] \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$, como se aprecia en la Figura 8, donde cada matriz tiene dos factores paralelos (Da Silva, 2009).

$$a \circ b + c \circ d = \begin{bmatrix} b_1 \cdot a_1 & b_2 \cdot a_1 \\ b_1 \cdot a_2 & b_2 \cdot a_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_1 \cdot c_1 & d_2 \cdot c_1 \\ d_1 \cdot c_2 & d_2 \cdot c_2 \end{bmatrix}$$

Figura 7. Suma de factores paralelos (Da Silva, 2009)

$$\begin{bmatrix} a_1 & c_1 \\ a_2 & c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_1 & b_2 \\ d_1 & d_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a \\ c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b & d \end{bmatrix}$$

Figura 8. Representación gráfica de la suma de factores paralelos (Da Silva, 2009)

La suma de las dos matrices del mismo rango puede ser factorizada como el producto de dos matrices. Este resultado puede generalizarse a la suma R de un rango de matrices en la forma $X^{(r)} = a^{(r)} \circ b^{(r)}$ de tal manera que:

$$X = \sum_{r=1}^R X^{(r)} = AB^T \quad (6)$$

Donde $A = [a^{(1)} \dots a^{(R)}] \in \mathbb{C}^{N \times R}$ y $B = [b^{(1)} \dots b^{(R)}] \in \mathbb{C}^{P \times R}$ con $a^{(r)} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ y $b^{(r)} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$.

B. Esquemas en tecnología MIMO

1. Esquema de Diversidad

Cuando se tienen múltiples copias de una señal transmitida, existen varios tipos de diversidad (Grupalli, Cabrera, Bilbao, & Ferreyra 2011):

- » en el tiempo, cuando son transmitidas múltiples versiones de la señal en instantes de tiempo diversos;
- » en la frecuencia, cuando la señal es transmitida usando distintos canales de frecuencia;
- » en el espacio, cuando la señal es transmitida usando caminos de propagación diferentes;
- » de polarización, cuando son transmitidas múltiples versiones de la señal con diferentes polarizaciones; y
- » de usuarios, cuando es el transmisor quien elige el usuario de acuerdo con la calidad del canal.

En el caso específico de MIMO, se toma en cuenta la diversidad espacial con el propósito de generar múltiples caminos haciendo uso de múltiples antenas en el transmisor y en el receptor. Para llegar a este punto la tecnología ha evolucionado de la siguiente forma (Grupalli et al., 2011):

- » SISO (*Single Input, Single Output*), sistema de comunicaciones que utiliza una sola antena transmisora y una sola antena receptora;
- » MISO (*Multiple Input, Single Output*), sistema de comunicaciones que utiliza dos o más antenas transmisoras, pero sólo una antena receptora (también se le conoce como diversidad en transmisión);
- » SIMO (*Single Input, Multiple Output*), sistema de comunicaciones que utiliza una sola antena de emisión y dos o más antenas receptoras (se le conoce como diversidad en recepción).

Como se hace evidente, Mimo representa el sistema que utiliza dos o más antenas en el transmisor y dos o más antenas en el receptor, es decir utiliza diversidad espacial a través del uso de múltiples antenas.

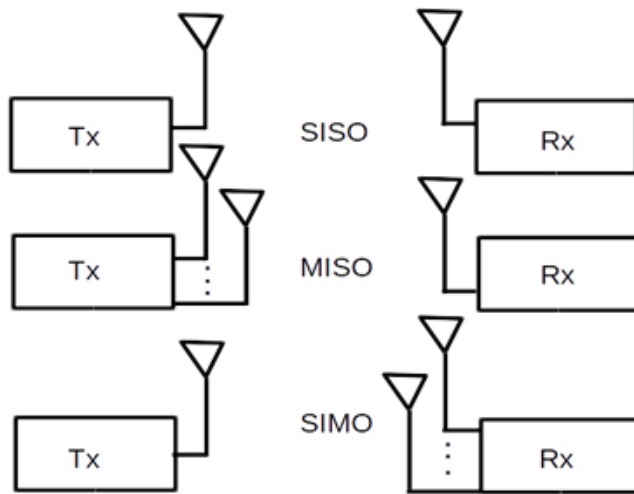


Figura 9. Esquemas SISO, MISO y SIMO (Cortés-Peña, 2009)

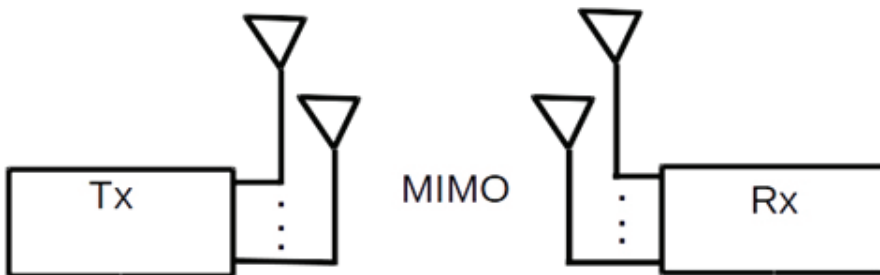


Figura 10. Esquema MIMO (Cortés-Peña, 2009)

2. Modelo del sistema MIMO en forma matricial

Los sistemas MIMO se componen de tres elementos principales: el transmisor [TX], el canal [H], y el receptor [RX], donde N_t denota el número de antenas en el transmisor, y N_r el número de antenas en el receptor. La Figura 11 representa el diagrama de bloques del sistema MIMO.

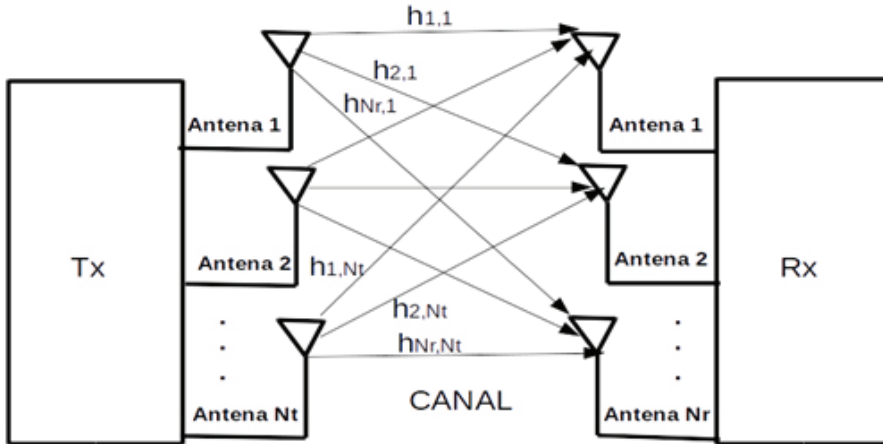


Figura 11. Diagrama en bloques del sistema MIMO (Cortés-Peña, 2009)

El canal con N_r salidas y N_t entradas se denota como una matriz $N_r \times N_t$,

$$H = \begin{pmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_t} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{pmatrix} \quad (7)$$

donde cada entrada $h_{i,j}$ denota la atenuación y cambio de fase (función de transferencia) entre el j^{th} transmisor y el i^{th} receptor. Se asume en ese documento que el canal MIMO se comporta de una manera *cuasi-estática*, es decir, que el canal varía aleatoriamente de ráfaga a ráfaga, pero es fijo dentro de una transmisión (Vucetic & Yuan, 2003).

El modelo de señal MIMO se describe como

$$\vec{r} = H\vec{s} + \vec{n} \quad (8)$$

Donde \vec{r} es el vector recibido de tamaño $N_r \times 1$, H es la matriz de canales de tamaño $N_r \times N_t$, \vec{s} es el vector de transmisión de tamaño $N_t \times 1$, \vec{n} es el vector de ruido de tamaño $N_r \times 1$. Cada elemento de ruido se modela normalmente como Ruido blanco Gaussiano distribuido idénticamente independiente [i.i.d], con una varianza $N_t/2 \times SNR$. En este modelo las señales transmitidas se mezclan en el canal ya que utilizan la misma frecuencia portadora. En el lado del receptor, la señal recibida se compone de una

combinación lineal de cada señal más el ruido recibido. El receptor puede resolver para las señales transmitidas por el tratamiento del modelo de la señal MIMO como un sistema de ecuaciones lineales (Vucetic & Yuan, 2003).

3. Codificación de bloque espacio – temporal

Una de las metodologías para la explotación de la capacidad en sistemas MIMO consiste en usar la diversidad espacial para combatir el desvanecimiento de canal. Esto se puede lograr mediante la transmisión de varias réplicas de la misma información a través de cada antena; al hacerlo, la probabilidad de perder la información disminuye exponencialmente. Las antenas en un sistema MIMO se utilizan para apoyar una transmisión de un sistema SISO a tasa de transmisión objetivo. El orden de la diversidad o la ganancia de diversidad de un sistema MIMO se define como el número de recepciones independientes de la misma señal. Un sistema MIMO con N_t antenas de transmisión y N_r antenas de recepción tiene potencialmente diversidad completa (i.e., máxima diversidad) ganancia igual a $N_r N_t$. Las diferentes réplicas enviadas para explotar la diversidad son generadas por un codificador de espacio-tiempo, que codifica una única transmitir a través del espacio utilizando todas las antenas de transmisión y a través del tiempo mediante el envío de cada símbolo en diferentes momentos. Esta forma de codificación se denomina *Codificación en Espacio-Tiempo* [*Space-Time Code, STC*]. Debido a su sencillez de decodificación, la forma más dominante de STC son Códigos de Bloque Espacio-Temporal (*Space-Time Block Codes*) (Cortés-Peña, 2009).

Esquema de Alamouti

Históricamente, el esquema de Alamouti fue el primer STBC; su simplicidad y estructura lo han colocado tanto en W-CDMA, como en CDMA- 2000. Este esquema utiliza dos antenas de transmisión y N_r antenas de recepción y puede lograr un máximo orden de diversidad de $2N_r$. Por otra parte, el esquema Alamouti tiene tasa completa (i.e., una tasa de 1), ya que transmite dos símbolos cada dos intervalos de tiempo. A continuación, se proporciona una descripción del esquema de Alamouti, para una y dos antenas de recepción, seguido de un expresión general para el mecanismo de decodificación para el caso de N_r antenas receptoras (Cortés-Peña, 2009).

Descripción. Como se mencionó, Alamouti STBC utiliza dos antenas de transmisión, independientemente del número de antenas receptoras. Se da la operación de codificación del esquema Alamouti por medio de la ecuación (8). En este trabajo, las filas de cada esquema de codificación representan un instante de tiempo diferente, mientras que las columnas representan el símbolo transmitido a través de cada antena. En este caso, la primera y la segunda filas representan las transmisiones en el primer y segundo instantes de tiempo, respectivamente. En un tiempo t , los símbolos S_1 y S_2 se transmiten desde las antenas 1 y 2, respectivamente. Suponiendo que cada símbolo tiene duración T , entonces en el momento $t + T$, los símbolos $-S_2^*$ y S_1^* conjugados complejos, se transmiten desde la antena 1 y la antena 2, respectivamente (Vucetic & Yuan, 2003).

$$\mathcal{G}_2 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} \quad (9)$$

Caso de una antena receptora. La recepción y decodificación de la señal dependen del número de antenas de recepción disponibles. Para el caso de una antena de recepción, las señales recibidas son:

$$\begin{aligned} r_1^{(1)} &= r_1(t) = h_{1,1}s_1 + h_{1,2}s_2 + n_1^{(1)} \\ r_1^{(2)} &= r_1(t+T) = -h_{1,1}s_2^* + h_{1,2}s_1^* + n_1^{(2)}, \end{aligned} \quad (10)$$

donde r_1 es la señal recibida en la antena 1, $h_{i,j}$ es la función de transferencia del canal de la j^{th} antena de transmisión y la i^{th} antena de recepción definidas en la Sección II, n_1 es una variable aleatoria compleja que representa el ruido en la antena 1, y $x^{(k)}$ denota x en el instante de tiempo k (es decir, en el tiempo $t + (k - 1)T$).

Luego las señales recibidas se envían al decodificador, donde son combinadas de la siguiente manera (Vucetic & Yuan, 2003):

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_{1,1}^* r_1^{(1)} + h_{1,2} r_1^{*(2)} \\ \tilde{s}_2 &= h_{1,2}^* r_1^{(1)} + h_{1,1} r_1^{*(2)}, \end{aligned} \quad (11)$$

sustituyendo la ecuación (10) en la ecuación (11) se obtiene:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= (\alpha_{1,1}^2 + \alpha_{1,2}^2)s_1 + h_{1,1}^* n_1^{(1)} + h_{1,2} n_1^{*(2)} \\ \tilde{s}_2 &= (\alpha_{1,1}^2 + \alpha_{1,2}^2)s_2 - h_{1,1} n_1^{*(2)} + h_{1,2}^* n_1^{(1)} \end{aligned} \quad 12$$

Dónde $\alpha_{i,j}^2$ es la magnitud al cuadrado de la función de transferencia del canal $h_{i,j}$. Los calculados \tilde{s}_1 y \tilde{s}_2 se envían a un decodificador de máxima verosimilitud [ML] para estimar los símbolos transmitidos S_1 y S_2 , respectivamente.

Caso de dos antenas de recepción. Los símbolos recibidos (Vucetic & Yuan, 2003), son:

$$\begin{aligned} r_1^{(1)} &= h_{1,1}s_1 + h_{1,2}s_2 + n_1^{(1)} \\ r_1^{(2)} &= -h_{1,1}s_2^* + h_{1,2}s_1^* + n_1^{(2)} \\ r_2^{(1)} &= h_{2,1}s_1 + h_{2,2}s_2 + n_2^{(1)} \\ r_2^{(2)} &= -h_{2,1}s_2^* + h_{2,2}s_1^* + n_2^{(2)}, \end{aligned} \quad (13)$$

y las señales combinadas son:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_{1,1}^* r_1^{(1)} + h_{1,2} r_1^{*(2)} + h_{2,1}^* r_2^{(1)} + h_{2,2} r_2^{*(2)} \\ \tilde{s}_2 &= h_{1,2}^* r_1^{(1)} + h_{1,1} r_1^{*(2)} + h_{2,2}^* r_2^{(1)} + h_{2,1} r_2^{*(2)} \end{aligned} \quad (14)$$

que después de la sustitución de la ecuación (13) se convierte en:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= (\alpha_{1,1}^2 + \alpha_{1,2}^2 + \alpha_{2,1}^2 + \alpha_{2,2}^2) s_1 + h_{1,1}^* n_1^{(1)} + h_{1,2} n_1^{*(2)} + h_{2,1}^* n_2^{(1)} + h_{2,2} n_2^{*(2)} \\ \tilde{s}_2 &= (\alpha_{1,1}^2 + \alpha_{1,2}^2 + \alpha_{2,1}^2 + \alpha_{2,2}^2) s_2 - h_{1,1} n_1^{*(2)} + h_{1,2}^* n_1^{(1)} - h_{2,1} n_2^{*(2)} + h_{2,2}^* n_2^{(1)} \end{aligned} \quad (15)$$

Decodificación de la decisión estática para N_r antenas de recepción. El decodificador de decisión estática ML decodifica a favor de $S1$ y $S2$ sobre todos los posibles valores de $S2$ y $S1$, tal que la ecuaciones (16) y (17) son minimizadas, donde ψ está dada por la ecuación (18) para $N_t = 2$ (Vucetic & Yuan, 2003).

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_r} (r_i^{(1)} h_{i,1}^* + r_i^{*(2)} h_{i,2}) \right] - s_1 \right|^2 + \psi |s_1|^2 \quad (16)$$

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_r} (r_i^{(1)} h_{i,2}^* - r_i^{*(2)} h_{i,1}) \right] - s_2 \right|^2 + \psi |s_2|^2 \quad (17)$$

$$\psi = \left(-1 + \sum_{i=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_t} |h_{i,j}|^2 \right) \quad (18)$$

4. Códigos de bloque espacio-temporales ortogonales

El esquema Alamouti es parte de una clase general de STBC conocida como Códigos de Bloque Espacio-Temporal Ortogonales [OSTBC].

Para el caso de cuatro antenas de transmisión ($N_t = 4$), se proporcionan códigos de bloque de tasa 1/2, con plena diversidad 4^{N_r} . El código de bloque es el siguiente (Cortés-Peña, 2009):

$$G_4 = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2 & s_1 & -s_4 & s_3 \\ -s_3 & s_4 & s_1 & -s_2 \\ -s_4 & -s_3 & s_2 & s_1 \\ s_1^* & s_2^* & s_3^* & s_4^* \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ -s_3^* & s_4^* & s_1^* & -s_2^* \\ -s_4^* & -s_3^* & s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} \quad (19)$$

Con una tasa de 1/2 ya que 4 símbolos se transmiten en 8 intervalos de tiempo. Para decodificar, el decodificador ML minimiza la decisión métrica de las ecuaciones (21), (22), (23) y (24), para la decodificación de $s_1, s_2, s_3,$ y $s_4,$ respectivamente, donde E está dada por la ecuación (20) para $N_t = 4$ (Cortés-Peña, 2009), donde:

$$E = -1 + 2 \sum_{i=1}^{N_r} \sum_{j=1}^{N_t} |h_{i,j}|^2 \quad (20)$$

y,

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_r} (r_i^{(1)} h_{i,1}^* + r_i^{(2)} h_{i,2}^* + r_i^{(3)} h_{i,3}^* + r_i^{(4)} h_{i,4}^* + r_i^{*(5)} h_{i,1} + r_i^{*(6)} h_{i,2} + r_i^{*(7)} h_{i,3} + r_i^{*(8)} h_{i,4}) - s_1 \right]^2 + \xi |s_1|^2 \right. \quad (21)$$

$$\left. \left[\sum_{i=1}^{N_r} (r_i^{(1)} h_{i,2}^* - r_i^{(2)} h_{i,1}^* - r_i^{(3)} h_{i,4}^* + r_i^{(4)} h_{i,3}^* + r_i^{*(5)} h_{i,2} - r_i^{*(6)} h_{i,1} - r_i^{*(7)} h_{i,4} + r_i^{*(8)} h_{i,3}) - s_2 \right]^2 + \xi |s_2|^2 \right. \quad (22)$$

$$\left. \left[\sum_{i=1}^{N_r} (r_i^{(1)} h_{i,3}^* + r_i^{(2)} h_{i,4}^* - r_i^{(3)} h_{i,1}^* - r_i^{(4)} h_{i,2}^* + r_i^{*(5)} h_{i,3} + r_i^{*(6)} h_{i,4} - r_i^{*(7)} h_{i,1} - r_i^{*(8)} h_{i,2}) - s_3 \right]^2 + \xi |s_3|^2 \right. \quad (23)$$

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{N_r} (r_i^{(1)} h_{i,4}^* - r_i^{(2)} h_{i,3}^* + r_i^{(3)} h_{i,2}^* - r_i^{(4)} h_{i,1}^* + r_i^{(5)} h_{i,4}^* - r_i^{(6)} h_{i,3}^* + r_i^{(7)} h_{i,2}^* - r_i^{(8)} h_{i,1}^*) \right] - s_4 \right|^2 + \xi |s_4|^2 \quad (24)$$

III. Modelo tensorial propuesto para implementación de esquemas MIMO

En la Figura 12 se puede apreciar el diagrama de bloques del sistema propuesto. Cuenta con Tx antenas transmisoras y Rx antenas receptoras, donde Tx = Rx, para todos los casos que serán estudiados, se utilizarán sistemas MIMO de diversidad para la transmisión. En el transmisor, la secuencia de entrada en serie se convierte en R flujos de datos paralelos que se extienden a través de un subconjunto de Ni antenas de transmisión y durante P intervalos de tiempo. Se trabaja bajo el caso 1 ≤ R ≤ Nr para garantizar que por lo menos un canal se encuentra en buena condición. Cada flujo de datos transmitido es una colección de Nr símbolos durante el cual se supone que el canal inalámbrico va a ser constante. El canal se asume de frecuencia plana. Se asume también que la potencia de transmisión por corriente de datos es fija. Se utiliza normalización de la potencia transmitida global, de modo que el promedio de la potencia de transmisión total, en cualquier canal usado, sea independiente del número de flujos de datos y del número de antenas transmisoras. Se toma una tasa de 1/2.

Se asume que el canal es conocido por el receptor y que este posee el algoritmo necesario para la decodificación. Se supone además que las antenas están separadas adecuadamente y que el medio de propagación es lo suficientemente rico en dispersores de modo que puede ser modelado como una variable aleatoria Gaussiana compleja con media cero y varianza igual a la unidad.

El tensor estará conformado por la concatenación de tres bloques (como se aprecia en la

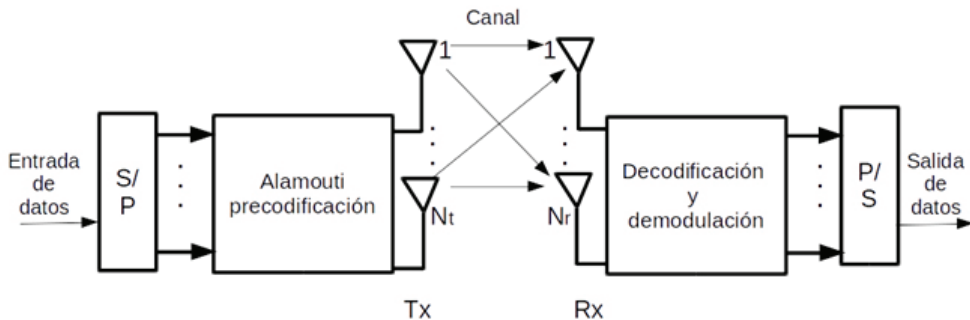


Figura 12. Diagrama de bloques del modelo tensorial propuesto

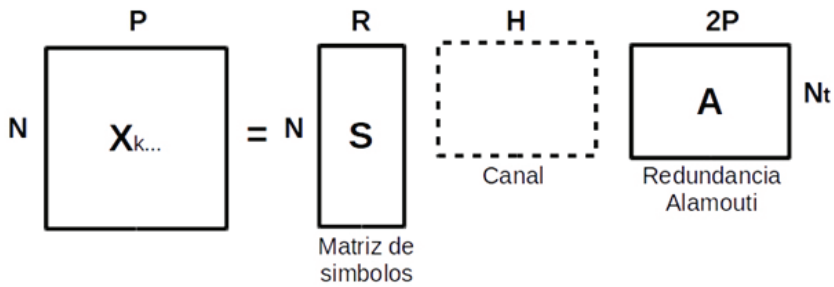


Figura 13. Diagrama de bloques del tensor - señal

Figura 13): el primero, será la matriz de símbolos conformada por el flujo de datos a transmitir; el segundo, corresponderá al canal de frecuencia plana; y el tercero, será la redundancia aplicada a los N símbolos a transmitir siguiendo el algoritmo desarrollado por Alamouti.

Se puede organizar la información contenida en X de la siguiente manera:

$$X_{k...} = S^T H A \quad (25)$$

Para la simulación del sistema se utilizaron las librería IT++ (IT++ Documentation, 2013) bajo el entorno de desarrollo de C++, a través del compilador de Code::Blocks bajo Linux, en la simulación, la configuración de canal inalámbrico se consideró con una distribución de Rayleigh con el uso de frecuencia plana. Se implementaron los esquemas MIMO G2 y G4 y su correspondiente con la estructura de tensores. La modulación usada fue 16QAM; para la simulación se realizaron 10000 iteraciones por cada valor de SNR, basados en la simulación Montecarlo.

IV. Resultados de simulación y análisis

Para la verificación de los esquemas MIMO, se implementó de la manera tradicional (i.e., por matrices), donde se simuló el esquema de dos antenas transmisoras y dos receptoras. El resultado obtenido se presenta en la Figura 14, donde se observa la relación entre la tasa de error de *bit* contra la relación señal a ruido.

En este resultado se puede visualizar que el esquema básico de Alamouti presenta ganancia de diversidad espacial; con este esquema se consigue una tasa de error muy baja de los límites que pueden ser requeridos para la prestación de un servicio de comunicación, lo que se debe a que la ganancia de diversidad se da por la redundancia de la información introducida en el esquema de transmisión. En cuanto a la relación señal a ruido, el resultado es muy alto, debido a que en el sistema utilizado en la simulación no se ha considerado la codificación del canal, la cual no es necesaria para este caso ya que solo se está evaluando el rendimiento del esquema MIMO (2X2).

Una vez verificado el resultado se procede a realizar la implementación del esquema de dos antenas transmisoras y dos antenas receptoras utilizando la estructura de tensores, como fue presentada en la sección III. El resultado obtenido se puede observar en la Figura 15.

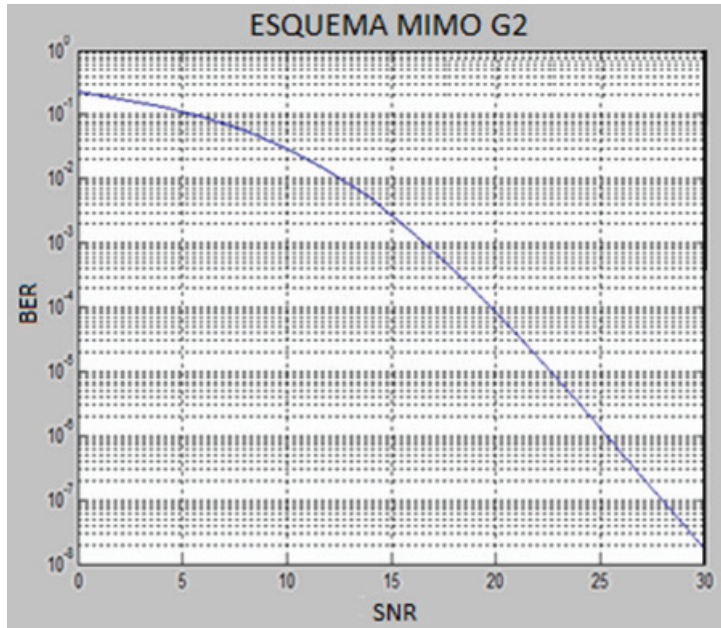


Figura 14. BER vs SNR MIMO 2x2 ó G2

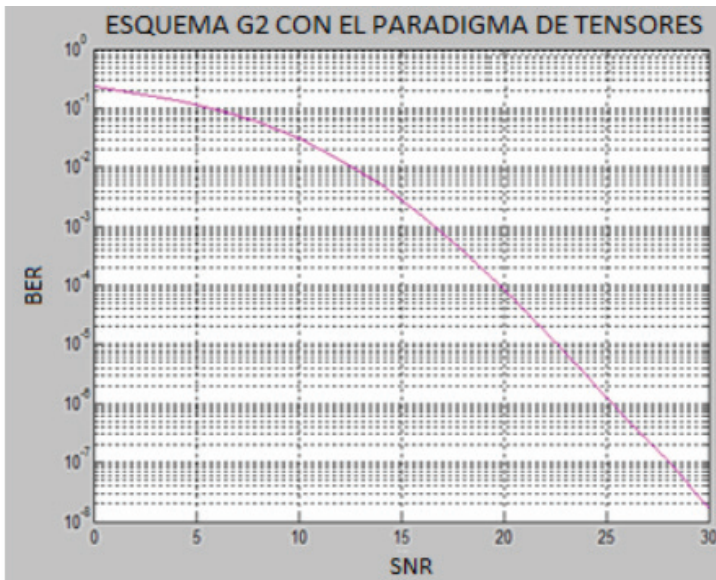


Figura 15. BER vs SNR para el esquema G2 con la estructura de tensores

Se puede verificar que el rendimiento del sistema es aproximadamente el mismo con relación al esquema MIMO tradicional, como era de esperarse, pues el objetivo es conseguir mapear los esquemas MIMO tradicionales en estructuras con tensores que permitan ampliar la expectativa de manejar un mayor número de grados de libertad, para buscar mecanismos o estrategias que permitan optimizar la transmisión de

cualquier tipo de servicio de comunicaciones.

Una vez se verifica que la estructura con tensores funciona en el esquema de dos antenas transmisora y receptoras, se procede a incrementar el número de antenas transmisoras y receptoras a un esquema de cuatro antenas transmisoras y cuatro antenas receptoras. Los resultados obtenidos se pueden observar en la Figura 16.

Es posible observar que el incremento en el número de antenas, tanto en el transmisor, como en el receptor, disminuyó considerablemente la necesidad de mayor relación señal a ruido para obtener una menor tasa de error de *bit*, que es lo que se busca con los esquemas de diversidad espacial. Al comparar los dos resultados en las gráficas se puede verificar que el rendimiento, en cuanto tasa de error de bits, es aproximadamente igual al ser implementado bajo un esquema tradicional o la estructura de tensores propuesta. De esta manera se ha definido una estructura tensorial cuya adecuación de la información a transmitir brinda la posibilidad de incluir un número mayor de variables a ser consideradas durante la transmisión de la información, que puede ser considerada en trabajos futuros.

El aumento del número de antenas transmisoras y receptoras mejora el rendimiento de los sistemas en gran medida, ya que esto permite tener más bits de redundancia en el proceso de codificación del lado del transmisor. Esto se logra a costa del incremento en la complejidad computacional con el número de operaciones que tiene que realizarse para su precodificación y decodificación.

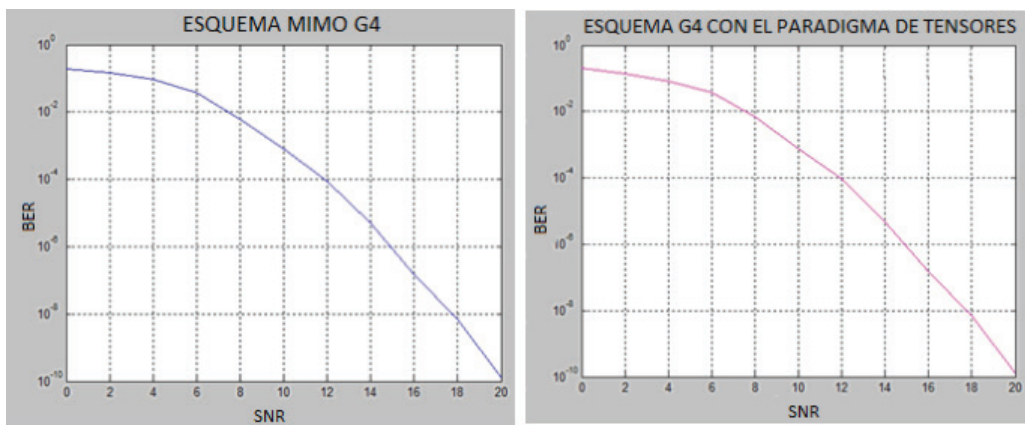


Figura 16. BER vs SNR, MIMO 4x4 y con la estructura de tensores

Conclusiones

Comparando la tasa de error de *bit* entre los esquemas MIMO convencionales de 2x2 y 4x4, siguiendo el modelo de Alamouti, y la estructura con tensores propuesta,

utilizando un canal de frecuencia plana, se consiguen resultados muy aproximados (de una matriz o tensor rango dos a un tensor de alto orden rango tres). Además, se hace evidente que un incremento en el tamaño del esquema se traduce en un aumento de antenas receptoras y transmisoras, lo que permite obtener un mejor rendimiento y equivale a una menor tasa de error de *bit* y una disminución en la relación señal a ruido.

Se planteó una estructura tensorial que permite ampliar los grados de libertad en comparación con la estructura de matriz con la que se ha venido implementando los esquemas MIMO, lo que permitirá considerar otros parámetros de interés en la transmisión de información en sistemas de comunicaciones inalámbricos.

Como trabajos futuros se visualizan: la incorporación de *precoding* en la estructura de diversidad espacial; la búsqueda de una estrategia para incorporar ganancia de multiplexación (esquema VBLAST) con tensores; y la expectativa de fundamentar las estructuras híbridas MIMO en el concepto tensorial.

Referencias bibliográficas

- Cortés-Peña, L.M. (2009). MIMO Space-TimeBlock Coding(STBC): Simulations and Results [Design Project: Personal and Mobile Communications, Georgia Tech ([ECE6604](http://ece.gatech.edu/ECE6604))]. Recuperado de http://users.ece.gatech.edu/cortes/STBC_Matlab.html
- Da Silva, I.L.J. (2009). Multi-user receiver processing for inter-cell interference reduction in pucch LTE [tesis de maestría]. Universidade Federal Do Ceará: Fortaleza-Brazil.
- De Almeida, A.L.F., Da Silva, I.L.J., Favier, G., & Cavalcanti, F.R.P. (2008). Tensor-based precoding with blind MIMO channel estimation and transmit antenna selection. IEEE 9th Workshop on [Signal Processing Advances in Wireless Communications, 2008. SPAWC 2008.](#) (pp.386-390). Piscataway, NJ: IEEE
- Grupalli, S.A., Cabrera, M.A., Bilbao, J. D., & Ferreyra, M.G. (2011). Sistemas de comunicación inalámbricos con tecnología MIMO. CET, (34), 7-13
- IT++ Documentation (2013, julio 6). Recuperado de <http://itpp.sourceforge.net/4.3.1/>
- Izquierdo, J. & Crespo, C. (2012). Caracterización de canal no lineal usando modelos de Volterra-Parafac. Sevilla, España: Universidad de Sevilla
- Oestges, C. & Clerckx, B. (2007). MIMO Wireless Communications :From real-world propagation to space—time code design. Amsterdam, The Netherlands: Elsevier
- Vucetic, B y Yuan, J (2003). Space-Time Coding. Chichester, UK: John Wiley & Sons

Currículum vitae

Martín Diomedes Bravo

Ingeniero Electrónico de la Universidad del Cauca, Especialista en Procesos para el Desarrollo de Software de la Universidad de San Buenaventura, Mestre en Telecomunicaciones de la Universidad de Brasilia (Brasil) y candidato a doctor en Teleinformática por la Universidad Federal del Ceará Fortaleza (Brasil). Actualmente se desempeña como docente de planta tiempo completo en la Universidad SurColombiana y lidera el Grupo de Investigación UNITCOM y dos semilleros asociados a él (VozCoding y VideoCoding).

Daniela Trujillo Cabrera

Estudiante de Ingeniería Electrónica de la Universidad Surcolombiana y miembro del grupo de investigación UNITCOM

Andrés Barrera Canchón

Estudiante de Ingeniería Electrónica de la Universidad Surcolombiana y miembro del grupo de investigación UNITCOM