

**Centro de Investigación Científica y de Educación  
Superior de Ensenada, Baja California**



---

**Programa de Posgrado en Ciencias  
en Electrónica y Telecomunicaciones**

---

**Procesamiento de señales en sistemas de comunicaciones  
MIMO con modulación espacial**

Tesis

para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de  
Doctor en Ciencias

Presenta:

**Francisco Rubén Castillo Soria**

Ensenada, Baja California, México  
2015

Tesis defendida por  
**Francisco Rubén Castillo Soria**

y aprobada por el Comité:

---

**Dr. Jaime Sánchez García**  
Director del Comité

**Dr. Ramón Parra Michel**

**Dr. Jorge Flores Troncoso**

**Dr. Enrique Mitrani Abenchuchan**

**Dr. Horacio Soto Ortiz**



---

**Dr. Miguel Ángel Alonso Arévalo**  
Coordinador del Posgrado en Electrónica y  
Telecomunicaciones

---

**Dr. Jesús Favela Vara**  
Director de Estudios de Posgrado

Resumen de la tesis que presenta **Francisco Rubén Castillo Soria** como requisito parcial para la obtención del grado de Doctor en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Telecomunicaciones.

## **Procesamiento de señales en sistemas de comunicaciones MIMO con modulación espacial**

Resumen aprobado por:

---

Dr. Jaime Sánchez García

La creciente demanda de servicios de comunicación inalámbrica exige de las futuras redes mayor capacidad de transmisión y mejores eficiencias espectral y energética. Una de las tecnologías ampliamente reconocida para la implementación de las futuras redes es la conocida como Multiple Input-Multiple Output (MIMO). Esta técnica consiste en el uso de antenas múltiples tanto en el transmisor como en el receptor.

Recientemente una nueva técnica de modulación conocida como modulación espacial (SM) ha sido propuesta en la implementación de sistemas de transmisión MIMO. La idea básica detrás de la modulación espacial es que se considera a un arreglo de antenas transmisoras como una constelación espacial. Cada antena representa un punto de esa constelación; por lo tanto, el receptor debe detectar tanto el símbolo QAM transmitido como la antena transmisora activa en un momento dado.

En este trabajo primeramente se comparan los esquemas de transmisión SM-MIMO básicos monousuario y enseguida se desarrollan tres esquemas SM-MIMO multiusuario. Los resultados muestran que los esquemas monousuario de transmisor RF único tienen un mejor desempeño en términos de la tasa de bits erróneos (BER) que los esquemas generalizados. Las técnicas generalizadas reducen la cantidad de antenas transmisoras necesarias pero tienen un desempeño menor y un ligero incremento en la complejidad. Los sistemas SM-MIMO multiusuario desarrollados muestran ventajas en desempeño y menor complejidad en comparación con las técnicas multiusuario convencionales, heredando las características de sus versiones monousuario utilizadas en cada caso. El costo que pagan los sistemas SM es un aumento de la cantidad total de antenas transmisoras utilizadas, sin embargo la cantidad de antenas transmisoras activas es siempre menor o igual a la cantidad de antenas utilizadas por los esquemas convencionales, este hecho representa un ahorro energético al requerir una cantidad menor de transmisores RF. En general la modulación espacial hace más flexible el diseño de sistemas de comunicación MIMO, ofreciendo ventajas en desempeño y complejidad. Por sus características, los esquemas de transmisión MIMO con modulación espacial son una alternativa para la implementación de futuros sistemas de comunicaciones inalámbricas.

**Palabras clave:** Modulación espacial, MIMO, SM-MIMO multiusuario, detección.

Abstract of the thesis presented by **Francisco Rubén Castillo Soria** as a partial requirement to obtain the Doctor of Science degree in Electronics and Telecommunications with orientation in Telecommunications.

### **Signal processing in MIMO communication systems with spatial modulation**

Abstract approved by:

---

Dr. Jaime Sánchez García

The increasing demand for wireless communication services in future networks requires greater transmission capacity and improved spectral and energy efficiencies. Multiple Input-Multiple Output (MIMO) is a widely recognized technique for the implementation of future networks. This technique involves the use of multiple antennas, both in the transmitter and in the receiver.

Recently, a new modulation technique known as Space Modulation (SM), has been proposed for the implementation of MIMO transmission systems. The basic idea behind spatial modulation is that the whole array of transmitter antennas is seen as a spatial constellation. Each antenna represents a point on this constellation. Therefore, the receptor detects both the transmitted QAM symbol and the actual broadcasting antenna.

In this work first, single-user SM-MIMO basic transmission schemes are compared and then, three multiuser SM-MIMO schemes are developed. The results show that single user SM-MIMO schemes using single RF chain, have better Bit Error Rate (BER) performance than the generalized single user SM-MIMO schemes. Generalized techniques reduce the quantity of necessary transmitting antennas but have a lower performance and also have a slightly increased complexity. Developed multiuser SM-MIMO schemes show advantages in performance and lower complexity compared with conventional multiuser MIMO techniques, inheriting the characteristics of their single-user versions used in each case. The cost to the SM systems is an increase in the total number of transmit antennas used, however the number of active transmit antennas is always less than or equal to the number of antennas used by conventional schemes. This represents an energy saving by requiring fewer RF chains. In general, the spatial modulation technique makes more flexible the design of MIMO communication systems, offering advantages in performance and complexity. Due to their features, spatial modulation MIMO transmission schemes are an alternative for future wireless communication systems.

**Keywords:** Spatial modulation, MIMO, multiuser SM-MIMO, detection.

## **Dedicatoria**

Dedico esta tesis a mi familia; a mis padres, mis hermanos, especialmente a mis hijas Sara y Fernanda.

## **Agradecimientos**

Agradezco a mi asesor el Dr. Jaime Sánchez García por todo su apoyo y por sus conocimientos compartidos, los cuales fueron fundamentales en el desarrollo de mi tesis, su entusiasmo y perseverancia me motivaron para alcanzar este objetivo. Así mismo me gustaría agradecer a los miembros del comité de tesis: el Dr. Ramón Parra, el Dr. Jorge Flores, el Dr. Horacio Soto y el Dr. Enrique Mitrani, por su orientación y recomendaciones durante todo el doctorado. A mis compañeros de laboratorio principalmente a Marcelo Maciel y Viktor Abdalá, les agradezco por compartir sus conocimientos y sus críticas a mi trabajo. Agradezco al CICESE y todo su personal el apoyo y las facilidades brindadas para la realización de la tesis. Agradezco también al CONACYT el apoyo brindado para la consecución de este objetivo.

# Tabla de contenido

	Página
<b>Resumen en español</b> .....	ii
<b>Resumen en inglés</b> .....	iii
<b>Dedicatoria</b> .....	iv
<b>Agradecimientos</b> .....	v
<b>Lista de figuras</b> .....	viii
<b>Lista de tablas</b> .....	x
<b>Capítulo 1. Introducción</b>	
1.1    Sistemas de transmisión MIMO.....	1
1.2    Modulación espacial.....	2
1.3    Objetivo de la tesis.....	3
1.4    Metodología.....	4
<b>Capítulo 2. Sistemas MIMO convencionales</b>	
2.1    Modelo de sistema.....	5
2.2    Multicanalización y diversidad.....	6
2.3    Desvanecimientos.....	7
2.4    Modelos de canal MIMO.....	9
2.4.1    Canal MIMO con desvanecimiento plano.....	10
2.4.2    Canal MIMO selectivo en frecuencia.....	10
2.4.3    Canal MIMO con correlación espacial.....	11
2.5    Detección de señales.....	12
2.5.1    Máxima similitud (ML).....	12
2.5.2    Forzado a cero (ZF).....	15
2.5.3    Error cuadrático medio mínimo (MMSE).....	16
2.5.4    Cancelación sucesiva de interferencia (SIC).....	16
2.6    Esquema V-BLAST.....	17
2.7    Esquema de Alamouti.....	19
2.8    Esquema MU-MIMO de inversión de canal (CI).....	21
2.9    Esquema MU-MIMO de diagonalización a bloques (BD).....	23
<b>Capítulo 3. Sistemas SM-MIMO monousuario</b>	
3.1    Introducción.....	28
3.2    Antecedentes.....	30
3.3    Modelo de sistema.....	31
3.4    Transmisión.....	32
3.4.1    Spatial Shift Keying (SSK).....	32
3.4.2    Generalized Spatial Shift Keying (GSSK).....	33
3.4.3    Phase Spatial Shift Keying (PSSK).....	34
3.4.4    Generalized Phase Spatial Shift Keying (GPSSK).....	35
3.5    Detección de señales.....	36
3.6    Análisis de desempeño.....	36
3.7    Complejidad.....	39
3.8    Resultados.....	39

3.9	Conclusiones.....	41
3.10	Esquemas SM y SMux combinados .....	42
3.10.1	Transmisión.....	42
3.10.2	Detección conjunta ML.....	43
3.10.3	Detector segmentado.....	44
3.10.4	Algoritmo SIC-ML.....	45
3.10.5	Complejidad.....	46
3.10.6	Resultados de la simulación.....	46
3.10.7	Conclusiones.....	48
<b>Capítulo 4. Sistemas SM-MIMO multiusuario</b>		
4.1	Esquema MU-MIMO en enlace de bajada utilizando modulación espacial sin precodificación.....	49
4.1.1	Modelo de sistema MU-SM.....	49
4.1.2	Detección de señales.....	52
4.1.3	Análisis de desempeño.....	53
4.1.4	Resultados de la simulación.....	54
4.1.5	Complejidad.....	56
4.1.6	Discusión.....	56
4.1.7	Conclusiones.....	57
4.2	Esquema MU-MIMO en enlace de bajada usando SSK y códigos Walsh.....	57
4.2.1	Modelo de sistema MU-SSK.....	58
4.2.2	Resultados de la simulación.....	59
4.2.3	Conclusiones.....	61
4.3	Esquema MU-MIMO en enlace de bajada usando BD y SM generalizado.....	61
4.3.1	Modelo de sistema BDSM.....	61
4.3.2	Resultados de la simulación.....	63
4.3.3	Conclusiones.....	64
<b>Capítulo 5. Conclusiones.....</b>		<b>65</b>
<b>Lista de referencias bibliográficas.....</b>		<b>67</b>
<b>Apéndice A. Potencia de ruido en ZF y MMSE</b>		
A.1	Potencia del ruido en ZF.....	75
A.2	Potencia del ruido en MMSE.....	75
<b>Apéndice B. Publicaciones</b>		
B.1	Artículos sometidos a revisión.....	77
B.2	Artículos publicados.....	77



## Lista de figuras

Figura		Página
1	Modulación espacial: (a) modelo de sistema SM; (b) constelación AFE.....	2
2	Metodología.....	4
3	Esquema MIMO con multicanalización espacial (SMux).....	6
4	Esquema MRC con detector optimo ML.....	14
5	Ilustración de la detección SIC para $N_t=4$ .....	17
6	Desempeño del sistema V-BLAST.....	19
7	Esquema de diversidad de Alamouti.....	20
8	Desempeño del esquema de Alamouti.....	21
9	Modelo de sistema MU-MIMO de inversión de canal.....	22
10	Modelo de sistema MU-MIMO usando BD.....	25
11	Clasificación de los esquemas SM-MIMO monousuario.....	29
12	Modelo de sistema SM monousuario.....	32
13	Eficiencia espectral (bpcu) considerando $M=16$ .....	40
14	Comparación del desempeño de los esquemas SM monousuario y la técnica convencional SMux que usa SIC/V-BLAST .....	41
15	Diseño del detector segmentado general.....	45
16	Comparación del desempeño de las técnicas de detección SM-SMux para una transmisión de 9 bpcu.....	47
17	Comparación del desempeño de las técnicas de detección SM-SMux para una transmisión de 12 bpcu.....	48
18	Modelo de sistema MU-SM sin precodificación.....	50
19	Diagrama de bloques de la segunda etapa de detección para el usuario 1.....	52

20	Desempeño de los sistemas MU-CI y MU-SM para 2 usuarios.....	54
21	Desempeño de los sistemas MU-CI y MU-SM para 4 usuarios.....	55
22	Modelo de sistema MU-SSK.....	58
23	Desempeño del sistema MU-SSK.....	59
24	Comparación del desempeño de los sistemas: MU-SSK, MU-CI y MU-SM.....	60
25	Modelo de sistema BDSM.....	62
26	Comparación del desempeño del esquema BDSM, y del esquema BD considerando una transmisión de 6 bpcu y correlación de canal con $\rho=0.7$ .....	63
27	Comparación de desempeño. El esquema BD transmite 2 bits. El esquema de BDSM transmite 2 bits en el canal unicast y 1 bit en el canal de broadcast, se considera $\rho = 0.7$ .....	64

## Lista de tablas

Tabla		Página
1	Símbolos transmitidos en el esquema de Alamouti .....	19
2	Regla de mapeo para el sistema SSK.....	33
3	Regla de mapeo para el sistema GSSK.....	34
4	Regla de mapeo para el sistema PSSK .....	35
5	Regla de mapeo para el sistema GPSSK .....	35
6	Complejidad de los detectores SM monousuario y el esquema convencional V-BLAST .....	39
7	Regla de mapeo para el sistema combinado SM-SMux .....	43
8	Complejidad de los detectores para una transmisión de 9 bits .....	46
9	Regla de mapeo del sistema MU-SM.....	51
10	Complejidad de los detectores: MU-CI y MU-SM, $N_r = 1, M = 2$ .....	56
11	Complejidad de los detectores: MU-CI, MU-SM y MU-SSK.....	60

# Capítulo 1. Introducción

---

## 1.1 Sistemas de transmisión MIMO

La técnica conocida como Multiple Input-Multiple Output (MIMO) tiene amplias expectativas para lograr una mayor capacidad de transmisión aunada a un aumento en la eficiencia espectral. La expresión: Multiple Input-Multiple Output (MIMO) se refiere al canal y consiste básicamente en el uso de antenas múltiples tanto en el transmisor (Tx) como en el receptor (Rx). Si es sólo el Tx el que utiliza antenas múltiples y el Rx utiliza sólo una, el sistema se conoce como Multiple Input-Single Output (MISO). Si por el contrario es el Rx el que utiliza antenas múltiples y el Tx utiliza sólo una, el sistema se conoce como Single Input-Multiple Output (SIMO) (Mietzner, *et al.* 2009).

Las técnicas utilizadas en MIMO se pueden dividir en dos grandes grupos: a) las técnicas de multicanalización espacial (SMux), las cuales utilizan antenas múltiples para transmitir distinta información simultáneamente con lo que se logra un incremento en la capacidad del canal (Huang, *et al.* 2011) y b) las técnicas de codificación de bloques espacio-tiempo (STBC), las cuales básicamente explotan la diversidad espacial al transmitir la misma información por diferentes antenas (Mietzner, *et al.* 2009). En los esquemas STBC, el Rx combina esas señales para obtener un enlace más confiable. Existen además investigaciones orientadas a la combinación de estas dos técnicas (Bazdresch, *et al.* 2012), (Tarokh, *et al.* 1999). Actualmente, las técnicas MIMO han sido adoptadas en la capa física en redes de cuarta generación, específicamente en el sistema WiMAX R2 (Andrews, *et al.* 2007) y en el sistema LTE-A (Ghosh, *et al.* 2010), (Farooq, 2009). A lo largo de este trabajo nos referiremos a las técnicas SMux y a los esquemas STBC como esquemas MIMO convencionales.

En general, en los sistemas MIMO convencionales la transmisión se realiza a través de símbolos modulados en amplitud y fase (AF), adicionalmente, el espectro de frecuencias y la dimensión espacial se utilizan para obtener multicanalización y/o diversidad. Si los enlaces entre antenas transmisoras y receptoras son independientes y la información del estado del canal (CSI) es conocida tanto en el Tx como en el Rx, la capacidad del sistema aumenta de forma lineal respecto al mínimo de antenas

transmisoras y receptoras;  $\min\{N_t, N_r\}$ , por lo que los sistemas MIMO-SMux son capaces de proveer altas tasas de transmisión sin incrementar la utilización del espectro ni la potencia transmitida. Sin embargo, las desventajas de los sistemas MIMO convencionales son:

- 1) Un aumento en la complejidad en el receptor.
- 2) Los estrictos requerimientos de sincronización.
- 3) La presencia de interferencia inter-portadora (ICI).
- 4) Una baja eficiencia energética ya que utilizan un Tx independiente por cada antena lo que provoca que la mayor parte de la potencia se disipe en el Tx (Hasan, *et al.* 2011).

## 1.2 Modulación espacial

La modulación espacial (SM) es una técnica propuesta recientemente para sistemas MIMO en la cual se hace uso del índice de la antena transmisora para enviar información (Mesleh, 2008), (Di Renzo, *et al.* 2014). En el esquema de transmisión básico de la figura 1(a), el sistema transmite en sólo una de un total de  $N_t$  antenas transmisoras disponibles en un tiempo dado. Si se transmite sólo una cierta amplitud, el sistema se denomina Space Shift Keying (SSK), (Jeganathan, *et al.* 2009) mientras que si se transmite un símbolo QAM el sistema se denomina SM, (Mesleh, 2008).

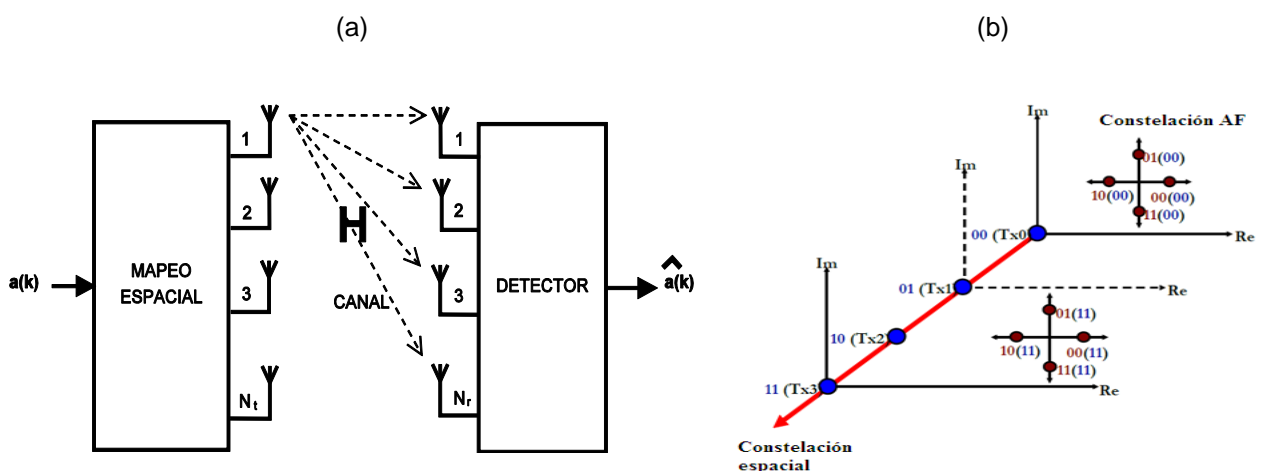


Figura 1. Modulación espacial: (a) modelo de sistema SM; (b) Constelación AFE (Di Renzo, *et al.* 2010).

La figura 1(b) muestra una constelación de símbolos con modulación en cuadratura extendida a la dimensión espacial o modulación Amplitud-Fase-Espacio (AFE). El aumento en los grados de libertad de la constelación trae consigo la posibilidad de transmitir mayor cantidad de información o bits por uso de canal (bpcu) en comparación con el sistema SIMO. En comparación con los sistemas MIMO convencionales, los sistemas MIMO-SM tienen las siguientes ventajas (Di Renzo, *et al.* 2014):

- Baja complejidad.
- Ganancias de multicanalización con una sola antena receptora.
- No tienen limitaciones en el número de antenas receptoras.
- Posibilidad de utilizar un número limitado de transmisores de Radio Frecuencia (RF), lo que los hace más eficientes energéticamente.
- Mayor robustez a la correlación de canales y al error en la estimación de canal en comparación con los esquemas convencionales.
- No requerir sincronización de antenas lo que los hace adecuados para MIMO cooperativo.
- Permitir el acceso múltiple de manera eficiente.
- Mejorar el desempeño de las técnicas convencionales.

En la actualidad existe un gran número de publicaciones sobre SM, sin embargo la mayoría de ellas están enfocadas a esquemas monousuario. El curso de las investigaciones actuales pretende consolidar a las técnicas SM como una alternativa real para la implementación práctica de las futuras redes de comunicación.

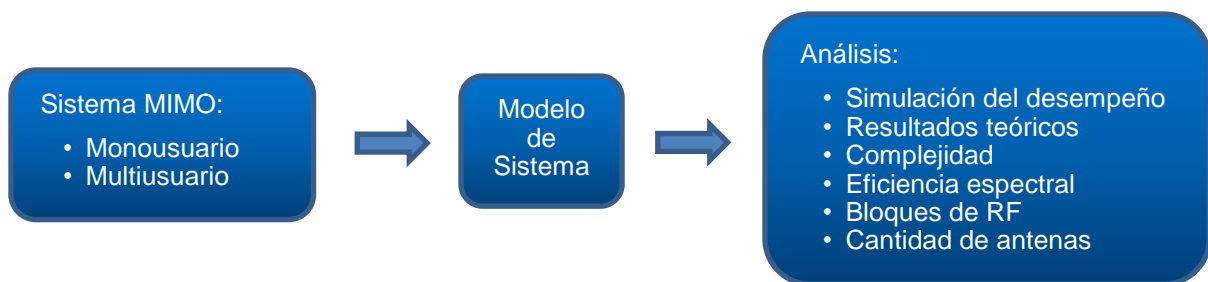
### **1.3 Objetivo de la tesis**

Analizar las técnicas de transmisión SM-MIMO monousuario y multiusuario utilizando simulación numérica y las herramientas matemáticas de modelado, evaluación de desempeño y complejidad, y proponer un esquema de transmisión eficiente incorporando las capacidades de SM a las técnicas de transmisión MIMO convencionales.

## 1.4 Metodología

Los modelos del sistema nos permiten delimitar el análisis de los esquemas de transmisión, evaluando los aspectos centrales en condiciones representativas del mundo real. Adicionalmente al esquema de transmisión-recepción, es importante definir los modelos de canal para la simulación y análisis. En esta tesis se utiliza una descripción analítica de los modelos de comunicación en banda base. El análisis de desempeño de los esquemas de transmisión está basado principalmente en las técnicas analíticas de Mesleh (2008) y Jeganathan, (2009), mientras que las simulaciones de Monte Carlo fueron realizadas en el lenguaje de programación MATLAB, y se realizan considerando una sincronía perfecta entre el Tx y el Rx, una restricción de potencia transmitida unitaria y un perfecto conocimiento del estado del canal (CSI). Los modelos de canal utilizados son el canal de respuesta plana con desvanecimientos tipo Rayleigh considerando correlación espacial y sin correlación. La complejidad ( $\delta$ ) en los receptores se calcula como la suma de las operaciones complejas (CO) utilizadas en el receptor considerando los detectores: forzado a cero (ZF), error cuadrático medio mínimo (MMSE), cancelación sucesiva de interferencia (SIC) y máxima similitud (ML).

La figura 2 muestra un diagrama general de la metodología utilizada para el análisis de cada uno de los sistemas. Los aspectos centrales del análisis son: La simulación del desempeño, los resultados analíticos y la complejidad de los detectores; adicionalmente se toma en cuenta: la eficiencia espectral, la cantidad de transmisores RF utilizados y la cantidad total de antenas usadas en el transmisor.



**Figura 2. Metodología.**

## Capítulo 2. Sistemas MIMO convencionales

---

En este capítulo se describen los esquemas MIMO convencionales de referencia. Se describen los modelos de canal MIMO y los 4 esquemas básicos utilizados en la detección de señales: ML, ZF, MMSE y SIC. En particular se presentan dos esquemas MIMO monousuario ampliamente reconocidos; el esquema utilizado para multicanalización espacial (SMux) reportado por Wolniansky, P. W. (1998) que utiliza la técnica SIC conocida como V-BLAST, y el esquema de diversidad reportado por Alamouti (1998). Así mismo se analizan dos esquemas MIMO multiusuario conocidos como inversión de canal (CI) y diagonalización a bloques (BD). Estos esquemas se utilizan como referencia para la comparación con esquemas de transmisión con modulación espacial.

Se utiliza la siguiente notación. Las letras en negrita y minúsculas denotan vectores, mientras que las letras en negrita y mayúsculas denotan matrices. Las notaciones  $(\cdot)^T$ ,  $(\cdot)^H$ ,  $(\cdot)$  y  $\|\cdot\|_F$  denotan transposición, transpuesta conjugada, coeficiente binomial y norma de Frobenius de un vector o matriz.  $C\mathcal{N}(m, \sigma^2)$  se utiliza para representar la distribución Gaussiana compleja de una variable aleatoria, teniendo distribuciones independientes en la parte real e imaginaria denotados por  $\mathcal{N}(m, \sigma^2/2)$ , con media  $m$  y varianza  $\sigma^2/2$ ,  $P(\cdot)$  representa la probabilidad de eventos. La esperanza matemática respecto a  $x$  se denota como:  $E_x[\cdot]$ ,  $(*)$  denota complejo conjugado,  $\langle *, * \rangle$  denota el producto interno,  $Q(\cdot)$  es la función  $Q$ , definida como  $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ .

### 2.1 Modelo de sistema

Consideremos el esquema básico de comunicación MIMO de  $N_r \times N_t$  de la figura 3. La matriz  $\mathbf{H}$  denota el canal con valores de entrada  $h_{j,i}$  para la ganancia de la  $i$ -ésima antena transmisora y la  $j$ -ésima antena receptora. El vector de señales transmitidas es  $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_t}]^T$  y el vector de valores recibidos es  $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_r}]^T$ .  $\mathbf{z} = [z_1, z_2, \dots, z_{N_r}]^T$ , es un vector de ruido blanco Gaussiano aditivo (AWGN). Tanto  $\mathbf{H}$  como  $\mathbf{z}$  tienen valores independientes e idénticamente distribuidos (i.i.d) con valores  $C\mathcal{N}(0,1)$ .



La potencia total en el transmisor está normalizada, independientemente de la cantidad de antenas transmisoras utilizadas. Se asume que la información del estado del canal (CSI) se conoce completamente tanto en el transmisor como en el receptor.

El sistema MIMO puede ser representado en forma general como:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_t} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N_t} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_{N_r} \end{bmatrix} \quad (1)$$

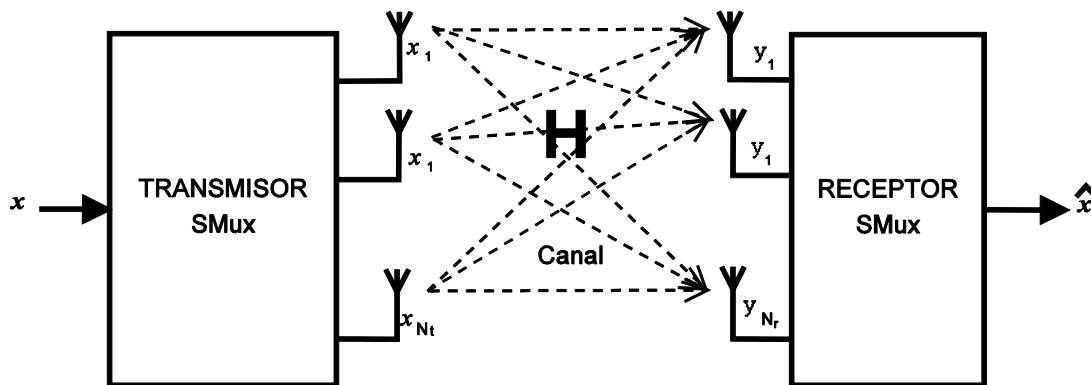


Figura 3. Esquema MIMO con multicanalización espacial (SMux).

En forma concisa el sistema puede representarse como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z}. \quad (2)$$

## 2.2 Multicanalización y diversidad

Actualmente existe en la bibliografía una gran cantidad de información sobre sistemas MIMO convencionales. Estos sistemas pueden ser explotados básicamente en modo de multicanalización o diversidad. Cuando el esquema opera en modo de multicanalización, cada antena transmite un símbolo diferente, con lo que se logra un aumento en la capacidad del sistema (Telatar, E., 1999). La arquitectura de referencia para sistemas con multicanalización fue desarrollada por Foschini (1996). Esta arquitectura es conocida como BLAST (Bell Labs Layered Space-Time). Una implementación práctica del esquema BLAST es la conocido como V-BLAST

(Wolniansky, et al. 1998). La técnica V-BLAST está basada en cancelación sucesiva de interferencias (SIC) y tiene un desempeño cercano al óptimo con una complejidad reducida.

Uno de los efectos que más comprometen la confiabilidad del enlace de comunicación es el desvanecimiento por multitraectorias. Una manera poco recomendable de compensar este efecto consiste en aumentar en forma considerable la potencia del transmisor. Una mejor alternativa es el uso de técnicas de diversidad. La diversidad provee al receptor con múltiples versiones de la misma señal transmitida. Cada versión independiente de la señal transmitida es una rama de diversidad. Los esquemas con diversidad proveen ganancias en desempeño que mejoran la pendiente en las gráficas de desempeño de los sistemas. Si se usa más de una ranura de tiempo o una frecuencia diferente, se puede lograr diversidad en tiempo o frecuencia. Si se usa una cantidad mayor de antenas en el transmisor o en el receptor se puede lograr diversidad espacial. Uno de los esquemas de diversidad más ampliamente usados son los denominados códigos de bloque espacio-tiempo (STBC) (Jafarkhani, 2005), (Tarokh, et al. 1998). Una técnica sencilla y ampliamente conocida para lograr diversidad espacio-tiempo es el esquema de Alamouti (1998).

### **2.3 Desvanecimientos**

Se conoce como desvanecimiento al fenómeno que afecta al enlace haciendo variar la amplitud de la señal con el tiempo y la frecuencia. El fenómeno de desvanecimiento se puede clasificar en dos tipos diferentes: el desvanecimiento a gran escala y a pequeña escala. El desvanecimiento a gran escala se produce cuando el móvil se desplaza a través de una gran distancia, por ejemplo una distancia del orden del tamaño de la célula. El desvanecimiento a gran escala es la pérdida en la intensidad de la señal como una función de la distancia y el ocultamiento (shadowing) por objetos grandes como son edificios y la vegetación (Greenwood, D. and Hanzo, L., 1994), (Hata, 1980).

Por su parte, el desvanecimiento a pequeña escala se refiere a la variación rápida de niveles de señal debido a la interferencia constructiva y destructiva de los múltiples

trayectos de la señal (multitrayectorias) cuando la estación móvil se desplaza distancias tan cortas como una longitud de onda. Dependiendo de la dispersión en el tiempo de las multitrayectorias, el canal se clasifica como no selectivo en frecuencia (desvanecimiento plano) o selectivo en frecuencia. Dependiendo de las variaciones en tiempo del canal debidas a la velocidad de desplazamiento del móvil (efecto Doppler), el desvanecimiento se clasifica como desvanecimiento lento o desvanecimiento rápido. Si existe una componente dominante de línea de vista, la envolvente tiene una densidad espectral de potencia (p.d.f.) Rician (Rappaport, T. S., 1996).

En sistemas MIMO, se logra un mejor desempeño cuando las trayectorias son independientes entre sí. En general las antenas deben estar separadas al menos media longitud de onda para tener un desvanecimiento no correlacionado. En la práctica muchas veces es difícil lograr tener canales no correlacionados ya que se depende de las limitaciones físicas de los dispositivos. Otros factores como la proximidad al cuerpo humano puede aumentar la correlación entre antenas (Paulraj, *et al*, 2003), (Mesleh R, 2007).

Aunque el canal afecta directamente a las señales portadoras, sus efectos pueden ser analizados en banda base. A continuación se resume el modelo transmisión-recepción para una señal con desvanecimientos (Sklar, B., 2009, p. 949-954). La señal transmitida en notación compleja es:

$$s(t) = \text{Re}\{g(t) e^{j2\pi f_c t}\}, \quad (3)$$

donde  $\text{Re}\{\cdot\}$  representa la parte real de  $\{\cdot\}$  y  $f_c$  es la frecuencia de la portadora. La señal banda base  $g(t)$  es la envolvente compleja de  $s(t)$  y se expresa como:

$$g(t) = |g(t)|e^{j\varphi(t)} = R(t)e^{j\varphi(t)}, \quad (4)$$

donde  $R(t)$  es la magnitud y  $\varphi(t)$  es la fase. Despreciando el ruido, la señal recibida pasa banda es:

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t) s [t - \tau_n(t)], \quad (5)$$

que son las réplicas debido al canal con multitrayectorias retardadas  $\tau_n$ .  $\alpha_n(t)$  es la amplitud que incluye los efectos del desvanecimiento lento y rápido.

Sustituyendo (3) en (5) se tiene:

$$r(t) = \text{Re}\left(\left\{\sum_n \alpha_n(t) g[t - \tau_n(t)]\right\} e^{j2\pi f_c [t - \tau_n(t)]}\right) \quad (6)$$

$$= \text{Re}\left(\left\{\sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} g[t - \tau_n(t)]\right\} e^{j2\pi f_c t}\right). \quad (7)$$

De (7) se tiene que la señal banda base recibida es:

$$z(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} g[t - \tau_n(t)]. \quad (8)$$

Si se transmite una portadora sin modular, es decir  $g(t) = 1$ , entonces (8) se reduce a:

$$z(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)}. \quad (9)$$

La señal de banda base  $z(t)$  consiste en suma de fasores variantes en tiempo, con amplitudes  $\alpha_n(t)$  y fases  $\theta_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$ . Se observa que para valores de retardo  $\tau_n(t)$  relativamente pequeños,  $\theta_n(t)$  cambia su fase, por lo que esos componentes se suman en ocasiones constructivamente y en ocasiones destructivamente lo que resulta en desvanecimientos. En forma compacta (9) se puede reescribir considerando la envolvente recibida neta como la suma de los dispersores:

$$z(t) = \alpha(t) e^{-j\theta(t)}. \quad (10)$$

## 2.4 Modelos de canal MIMO

El desempeño de los sistemas de comunicación MIMO se rige principalmente por las condiciones del canal, sin embargo, el comportamiento del canal inalámbrico es dinámico e impredecible, lo que hace complicado el análisis de los sistemas de comunicación (Patzold, M., 2002). Los modelos de canal nos permiten caracterizar las condiciones del canal de comunicación en forma aproximada a las condiciones reales, por lo tanto, un adecuado modelado del canal inalámbrico es de extrema importancia. Un modelo de canal MIMO debe incluir los efectos de los desvanecimientos a pequeña

escala y gran escala, los efectos de la atenuación y los efectos de la correlación entre antenas principalmente, (Paulraj, *et al.* 2003). A continuación se describen los modelos de desvanecimiento plano o no selectivo en frecuencia y el canal variante en tiempo o selectivo en frecuencia. Se describe además un modelo sencillo de canal con correlación espacial.

#### 2.4.1 Canal MIMO con desvanecimiento plano

El canal MIMO con desvanecimiento plano o no selectivo en frecuencia, está conformado por una matriz de canal  $\mathbf{H}$  en la que cada elemento corresponde a la trayectoria entre una antena transmisora y una receptora, es decir:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_t} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Si no existe línea de vista, la suma de todas las multitraectorias de las señales recibidas se puede modelar como un proceso Gaussiano aleatorio complejo con media cero, definido como  $h(t) = \alpha_1(t) + j\alpha_2(t)$ . Donde  $\alpha_1(t)$  y  $\alpha_2(t)$  son variables aleatorias Gaussianas estadísticamente independientes y  $j = \sqrt{-1}$ . Como resultado,  $h(t)$  tiene una fase con distribución uniforme y una amplitud con distribución Rayleigh.

#### 2.4.2 Canal MIMO selectivo en frecuencia

El canal MIMO con multitraectorias variante en tiempo o selectivo en frecuencia está conformado por la matriz de canal  $\mathbf{H}$  donde cada componente de esa matriz es un vector. Cada vector tiene el largo que tiene la cantidad de multitraectorias entre la antena transmisora y la antena receptora que representa (Sklar, 2009).

$$\mathbf{H}(\tau, t) = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1,1}(\tau, t) & \mathbf{h}_{1,2}(\tau, t) & \cdots & \mathbf{h}_{1,N_t}(\tau, t) \\ \mathbf{h}_{2,1}(\tau, t) & \mathbf{h}_{2,2}(\tau, t) & \cdots & \mathbf{h}_{2,N_t}(\tau, t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{N_r,1}(\tau, t) & \mathbf{h}_{N_r,2}(\tau, t) & \cdots & \mathbf{h}_{N_r,N_t}(\tau, t) \end{bmatrix} \quad (12)$$

Donde  $\mathbf{h}_{v,k}(\tau, t)$  contiene las respuestas al impulso de las trayectorias recibidas entre la antena receptora  $v$  y la antena transmisora  $k$ . Se define el canal como la respuesta en el tiempo a un impulso producido en  $(t - \tau)$  y se define como:

$$\mathbf{h}_{v,k}(\tau, t) = [h_{v,k}^1(\tau_1, t) \ h_{v,k}^2(\tau_2, t) \ \dots \ h_{v,k}^p(\tau_p, t)]^T. \quad (13)$$

### 2.4.3 Canal MIMO con correlación espacial

La correlación es un factor importante en los canales de comunicación MIMO. La correlación espacial depende tanto del medio ambiente como del espaciamiento de las antenas. Si el dispositivo está rodeado por un gran número de dispersores locales, puede alcanzar valores relativamente bajos de correlación incluso si las antenas están solamente separadas por media longitud de onda. Por el contrario, en ambientes exteriores, una estación base que está alejada de los dispersores puede requerir de hasta 10 longitudes de onda entre antenas para garantizar una baja correlación (A. Paulraj y C. Papadias, 1997). Más específicamente, la magnitud de la correlación depende del espaciamiento entre antenas, el ángulo de las señales, el espectro de potencia azimut (PAS) y el patrón de radiación. Si se considera que la distancia entre el transmisor y el receptor es mucho mayor que la distancia entre los elementos de antena, se puede considerar que hay independencia en la correlación entre antenas transmisoras y receptoras. (Parra-Michel, *et al.* 2009).

La correlación cruzada  $\alpha_{k_1 k_2}^{Tx}$  entre los coeficientes de canal entre dos antenas  $k_1$  y  $k_2$  en el arreglo transmisor se calcula como (Mesleh, 2007):

$$\alpha_{k_1 k_2}^{Tx} = \langle |\mathbf{h}_{v,k_1}(\tau, t)|^2, |\mathbf{h}_{v,k_2}(\tau, t)|^2 \rangle, \forall \tau, \quad (14)$$

donde  $\mathbf{h}_{v,k_1}(\tau, t)$  es el vector de canal entre la antena transmisora  $k_1$  y todas las antenas receptoras  $v = 1, 2, \dots, N_r$ . De la misma manera se pueden calcular la correlación cruzada  $\alpha_{v_1 v_2}^{Rx}$  entre las dos antenas receptoras  $v_1$  y  $v_2$ .

La matriz de canal correlacionado puede ser calculada como:

$$\mathbf{H}^{corr} = \mathbf{R}_{R_x}^{1/2} \mathbf{H} \mathbf{R}_{T_x}^{1/2}, \quad (15)$$

donde  $\mathbf{H}$  es la matriz de ganancias entre la estación base y el  $i$ -ésimo usuario. La matriz  $\mathbf{H}$  tiene distribución Rayleigh con valores independientes e idénticamente distribuidos (iid), con  $\mathcal{CN}(0,1)$ . Las matrices  $\mathbf{R}_{R_x}$  y  $\mathbf{R}_{T_x}$  son las matrices de correlación en el receptor y en el transmisor respectivamente y están definidas como:

$$\mathbf{R}_{R_x} = \begin{bmatrix} \alpha_{1,1}^{Rx} & \alpha_{1,2}^{Rx} & \cdots & \alpha_{1,N_r}^{Rx} \\ \alpha_{2,1}^{Rx} & \alpha_{2,2}^{Rx} & \cdots & \alpha_{2,N_r}^{Rx} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{N_r,1}^{Rx} & \alpha_{N_r,2}^{Rx} & \cdots & \alpha_{N_r,N_r}^{Rx} \end{bmatrix} \quad \mathbf{R}_{T_x} = \begin{bmatrix} \alpha_{1,1}^{Tx} & \alpha_{1,2}^{Tx} & \cdots & \alpha_{1,N_t}^{Tx} \\ \alpha_{2,1}^{Tx} & \alpha_{2,2}^{Tx} & \cdots & \alpha_{2,N_t}^{Tx} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{N_t,1}^{Tx} & \alpha_{N_t,2}^{Tx} & \cdots & \alpha_{N_t,N_t}^{Tx} \end{bmatrix} \quad (16)$$

De manera sencilla los coeficientes de las matrices se pueden definir usando el modelo de Martin, C., y Ottersten, B., (2004).

$$\mathbf{R}_{T_x} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_t^* & \rho_t^{2*} & \cdots & \rho_t^{N_t-1*} \\ \rho_t & 1 & \rho_t^* & & \rho_t^{N_t-2*} \\ \rho_t^2 & \rho_t & 1 & & \\ \vdots & & & \ddots & \\ \rho_t^{N_t-1} & \rho_t^{N_t-2} & & & 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

donde  $|\rho_t| < 1$ , es el coeficiente de correlación. De manera similar se puede definir la matriz para  $\mathbf{R}_{R_x}$ .

## 2.5 Detección de señales

En este apartado se analizan las principales técnicas de detección: la técnica de detección óptima de máxima similitud (ML), las técnicas de detección lineal: forzado a cero (ZF) y error cuadrático medio mínimo (MMSE) y la técnica conocida como cancelación sucesiva de interferencia (SIC).

### 2.5.1 Máxima similitud (ML)

El detector de máxima similitud (ML), calcula la distancia euclidiana entre la señal recibida y el producto del canal  $\mathbf{H}$  con todas las posibles señales transmitidas y

encuentra la que tiene la mínima distancia. Considerando  $C$  como el conjunto de símbolos de la constelación utilizada, con símbolos  $s_l \in C$ , la regla ML estima la señal recibida  $s$  como:

$$\tilde{s}_{ML} = \underset{l}{\operatorname{argmin}} \|y - \sqrt{\rho} \mathbf{H} s_l\|_F^2. \quad (18)$$

Si todos los símbolos son equiprobables, la regla ML nos da una detección óptima, sin embargo su complejidad crece exponencialmente con el orden de modulación o la cantidad de antenas transmisoras. (Kim, *et al.* 2007). Aunque la complejidad de la regla ML sea muy alta aun cuando se trate de un número reducido de antenas transmisoras, los resultados en desempeño sirven como referencia cuando se comparan otras técnicas sub-óptimas con complejidad reducida.

Como ejemplo consideremos el esquema clásico del combinador de máxima relación (MRC) en el receptor con dos ramas de la figura 4. El canal se define como  $h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0}$  y  $h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}$ . El símbolo transmitido es  $s_0$ . En el receptor se recibe:

$$r_0 = s_0 h_0 + z_0, \quad (19)$$

$$r_1 = s_0 h_1 + z_1, \quad (20)$$

donde  $z_i$  representa el ruido. Al multiplicar las señales recibidas por el canal estimado ( $h^*$ ) en el receptor se obtiene:

$$s_0(h_0 h_0^*) + z_0 h_0^*, \text{ en la rama 0.} \quad (21)$$

$$s_0(h_1 h_1^*) + z_1 h_1^*, \text{ en la rama 1.} \quad (22)$$

Sumando las dos ramas como estimación de  $\tilde{s}_0$  se tiene:

$$\tilde{s}_0 = s_0(\alpha_0^2) + z_0 h_0^* + s_0(\alpha_1^2) + z_1 h_1^*, \quad (23)$$

$$\tilde{s}_0 = s_0(\alpha_0^2 + \alpha_1^2) + z_0 h_0^* + z_1 h_1^*. \quad (24)$$

Si:  $\alpha_0 = \alpha_1 = 1$

$$\tilde{s}_0 = s_0 + z_0 h_0^* + z_1 h_1^*. \quad (25)$$



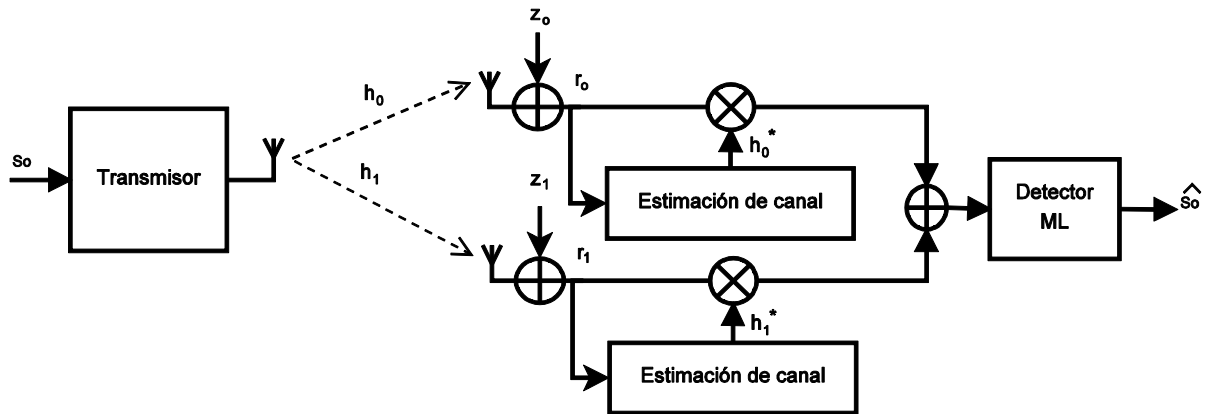


Figura 4. Esquema MRC con detector óptimo ML.

Utilizando el detector ML, se recibe \$(s\_i)\$ si:

$$d^2(r_0, h_0 s_i) + d^2(r_1, h_1 s_i) \leq d^2(r_0, h_0 s_k) + d^2(r_1, h_1 s_k), \quad \forall i \neq k, \quad (26)$$

donde,  $d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*)$  es la distancia euclidiana al cuadrado entre las señales  $x$  y  $y$ .

Desarrollando la ecuación para luego reducirla, la desigualdad queda como:

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_i|^2 - \tilde{s}_0 s_i^* - \tilde{s}_0^* s_i \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) |s_k|^2 - \tilde{s}_0 s_k^* - \tilde{s}_0^* s_k. \quad (27)$$

Ya que:

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) = (\tilde{s}_0 - s_i)(\tilde{s}_0^* - s_i^*) = \tilde{s}_0 \tilde{s}_0^* + s_i s_i^* - \tilde{s}_0 s_i^* - \tilde{s}_0^* s_i, \quad (28)$$

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) = |\tilde{s}_0|^2 + |s_i|^2 - \tilde{s}_0 s_i^* - \tilde{s}_0^* s_i. \quad (29)$$

De la misma manera para el símbolo  $s_k$  se tiene,

$$d^2(\tilde{s}_0, s_k) = |\tilde{s}_0|^2 + |s_k|^2 - \tilde{s}_0 s_k^* - \tilde{s}_0^* s_k. \quad (30)$$

El primer término se cancela en la desigualdad y el resto de la desigualdad queda:

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 \pm 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k). \quad (31)$$

Para señales de igual energía, es decir:  $|s_i|^2 = |s_k|^2 = E$ , la desigualdad se reduce a:

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k. \quad (32)$$

Este concepto se puede extender fácilmente para cualquier cantidad de antenas receptoras. En los capítulos 3 y 4 se utiliza ML y MRC en los esquemas SM con más de una antena receptora.

### 2.5.2 Forzado a cero (ZF)

Los métodos de detección lineal tratan a la señal recibida como conjunto de señales interferentes con excepción de la señal deseada. Con ese objetivo, el efecto del canal se invierte utilizando una matriz de peso  $\mathbf{W}$  de manera que (Haustein, T. *et al.* 2002):

$$\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_1 \tilde{x}_2 \dots \tilde{x}_{N_t}]^T = \mathbf{W}\mathbf{y}, \quad (33)$$

donde  $\mathbf{x}$  es la señal transmitida y  $\mathbf{y}$  es el vector de señales recibidas. La detección de cada símbolo está dada como una combinación lineal de la señal recibida. La técnica ZF anula la interferencia usando la siguiente matriz de peso:

$$\mathbf{W}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H, \quad (34)$$

donde  $(\cdot)^H$  denota el hermitiano (transpuesto conjugado). Es decir que invierte el efecto del canal de la siguiente manera:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{ZF} = \mathbf{W}_{ZF} \mathbf{y}. \quad (35)$$

$$= \mathbf{x} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{z} \quad (36)$$

$$= \mathbf{x} + \tilde{\mathbf{z}}_{ZF}. \quad (37)$$

La potencia de la señal interferente  $\tilde{\mathbf{z}}_{ZF}$  es (Yong Soo Cho, *et al.* 2010):

$$E \left\{ \|\tilde{\mathbf{z}}_{ZF}\|_2^2 \right\} = \sum_{i=1}^{N_T} \frac{\sigma^2}{\sigma_i^2}. \quad (38)$$

La demostración de (38) se encuentra en el apéndice A1.

### 2.5.3 Error cuadrático medio mínimo (MMSE)

La técnica MMSE busca minimizar la relación señal a interferencia más ruido y define la matriz de peso como:

$$\mathbf{W}_{\text{MMSE}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H. \quad (39)$$

Usando la ecuación de peso (39) se obtiene:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{\text{MMSE}} = \mathbf{W}_{\text{MMSE}} \mathbf{y} \quad (40)$$

$$= (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{y} \quad (41)$$

$$= \tilde{\mathbf{x}} + (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{z} \quad (42)$$

$$= \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{z}}_{\text{MMSE}}. \quad (43)$$

La potencia de la señal interferente  $\tilde{\mathbf{z}}_{\text{MMSE}}$  es (Yong Soo Cho, *et al.* 2010):

$$E \left\{ \|\tilde{\mathbf{z}}_{\text{MMSE}}\|_2^2 \right\} = \sum_{i=1}^{N_T} \frac{\sigma^2 \sigma_i^2}{(\sigma_i^2 + \sigma^2)^2}, \quad (44)$$

La cual representa una cantidad menor en comparación con la interferencia en la detección ZF. La demostración de (44) se encuentra en el apéndice A2.

### 2.5.4 Cancelación sucesiva de interferencia (SIC)

En general los métodos de detección lineal tienen un desempeño menor en comparación con otras técnicas no lineales. Sin embargo la detección lineal es más sencilla de implementar. El método SIC es un banco de receptores lineales donde cada uno detecta una señal de la secuencia transmitida. Así, en cada estado del arreglo, el dato detectado es restado (cancelado) de la secuencia recibida para reducir la interferencia en cada etapa (Foschini, *et al.* 1996), (Golden, *et al.* 1999), (Wolniansky, *et al.* 1998).

La figura 5 ilustra el proceso de detección de la señal utilizando la técnica SIC para cuatro ristas espaciales. En la figura 7 se utiliza  $\hat{x}_{(i)}$  para denotar el valor cuantificado o

deslizado en la constelación de  $x_{(i)}$ . En el proceso de detección, las técnicas ZF o MMSE son usadas para la estimación de símbolos, sin embargo si la estimación del símbolo previo no es correcta, se incurre en la propagación de errores en los siguientes estados, por lo que el orden en que se detectan las señales tiene una influencia importante en el desempeño final del esquema SIC. Típicamente los métodos de ordenamiento se basan en la relación señal a ruido (SNR) o bien en la norma de la columna. Un método más eficiente es el basado en las mismas señales recibidas (Kim, S. and Kim, K., 2006).

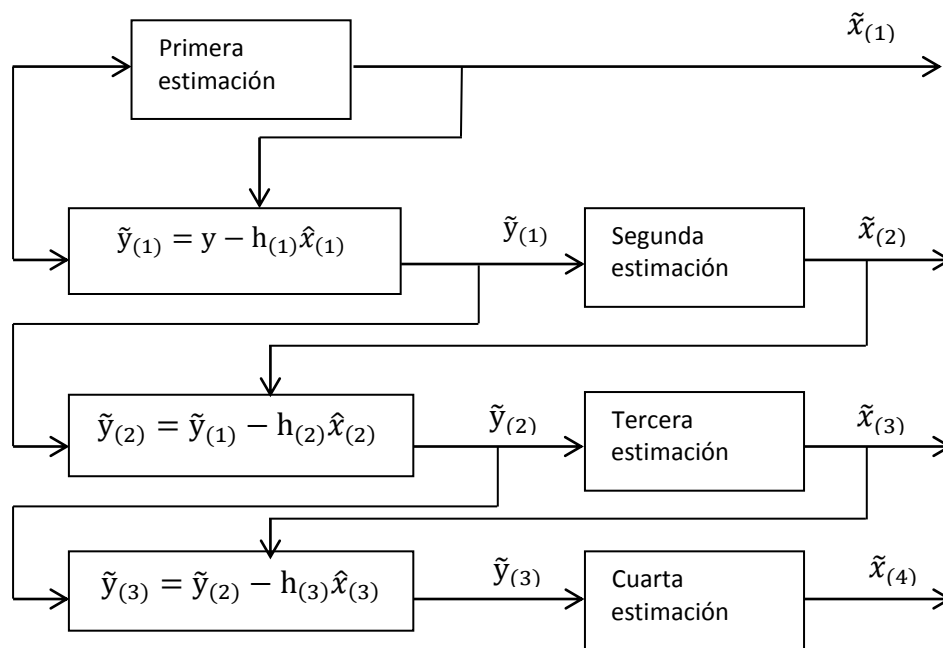


Figura 5. Ilustración de la detección SIC para  $N_t=4$ . (Yong Soo Cho, *et al.* 2010, pp. 323).

## 2.6 Esquema V-BLAST

El esquema V-BLAST (Wolniansky, *et al.* 1998) es uno de los esquemas de referencia para sistemas con multicanalización espacial (SMux). El algoritmo V-BLAST está basado en SIC y es una simplificación a la técnica D-BLAST propuesta por Foschini (1996). El orden en que se detectan los símbolos está basado en la SNR de la señal recibida, es decir primero se detecta el símbolo con mayor SNR, con esto se logra reducir la propagación del error. La detección en cada etapa está basada en las

técnicas de detección lineal como ZF o MMSE, a este proceso a menudo se le conoce como “nulling”. Los pasos que sigue el proceso son los siguientes:

1. Se determina el valor a ser detectado.
2. Se obtiene el valor de la estimación  $y_{k_i}$ .
3. Usando  $y_{k_i}$  se detecta  $\hat{\mathbf{a}}_{k_i}$ , (señal deslizada o cuantificada).
4. Asumiendo que el símbolo ha sido detectado correctamente, se cancela su contribución al vector de señal recibida  $\mathbf{r}_i$  y se obtiene un nuevo vector  $\mathbf{r}_{i+1}$  de señal recibida ya sin la interferencia del símbolo detectado.
5. Se calcula la inversa de la nueva matriz de canal  $\mathbf{H}$  con ceros insertados en la columna  $k_i$ .
6. Se selecciona al siguiente símbolo a ser detectado.
7. Se repite el proceso

A continuación se presenta el algoritmo de Wolniansky (1998), para la detección usando SIC.

**Algoritmo 1.** Sistema V-BLAST (Wolniansky, *et al.* 1998).

Inicio

$$i \leftarrow 1$$

$$\mathbf{G}_1 = \text{pinv}(\mathbf{H})$$

$$k_1 = \underset{j}{\text{argmin}} \|\mathbf{G}_1\|^2$$

Recursión

$$\{$$

$$\mathbf{w}_{k_i} = (\mathbf{G}_i)_{k_i}$$

$$y_{k_i} = \mathbf{w}_{k_i}^T \mathbf{r}_i$$

$$\hat{\mathbf{a}}_{k_i} = Q(y_{k_i})$$

$$\mathbf{r}_{i+1} = \mathbf{r}_i - \hat{\mathbf{a}}_{k_i} (\mathbf{H})_{k_i}$$

$$\mathbf{G}_{i+1} = \text{pinv}(\mathbf{H}_{k_i}^-)$$

$$k_{i+1} = \underset{j}{\text{argmin}} \|\mathbf{G}_{i+1}\|^2$$

$$i \leftarrow i + 1$$

$$\}$$

La figura 6 muestra el desempeño en tasa de bloques erróneos (BLER) del esquema ZF-VBLAST, (ZF-OPC) en comparación con ZF, (ZF-VERT).

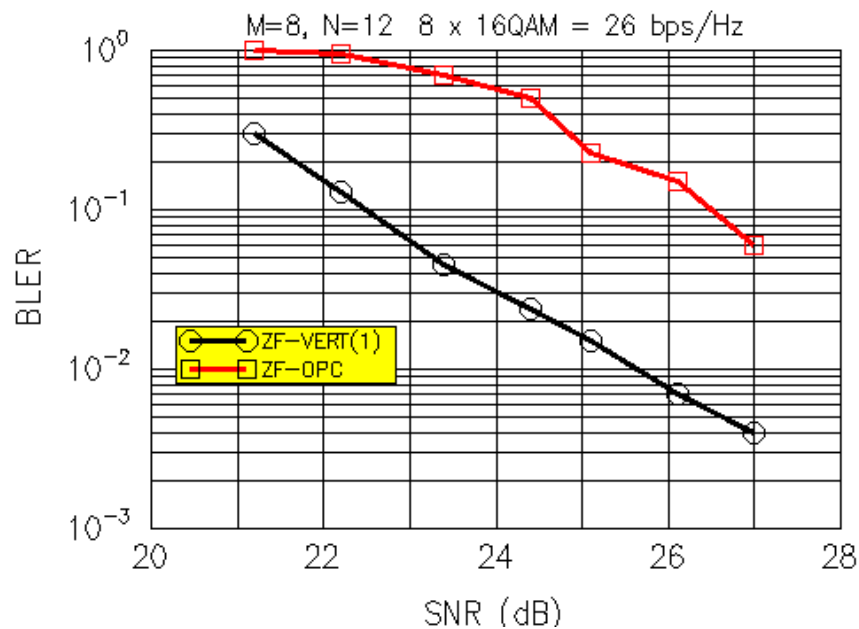


Figura 6. Desempeño del sistema V-BLAST (Wolniansky, *et al.* 1998).

## 2.7 Esquema de Alamouti

El esquema de Alamouti, (1998) es la referencia para sistemas con diversidad espacio-temporal. Este esquema ofrece ganancia de diversidad en el transmisor en comparación con los esquemas SISO. En comparación con el esquema MRC con 2 antenas receptoras y 1 antena transmisora (figura 4), el esquema de Alamouti, tiene una pérdida de 3 dB sin embargo tiene la ventaja de tener una sola antena en el receptor lo cual es deseable en sistemas móviles. La figura 7 muestra el esquema general de Alamouti en el que se transmiten dos símbolos en dos tiempos como se indica en la tabla 1.

Tabla 1. Símbolos transmitidos en el esquema de Alamouti.

Tiempo	Antena Tx 1	Antena Tx 2
$t$	$s_0$	$s_1$
$t+T$	$-s_1^*$	$s_0^*$

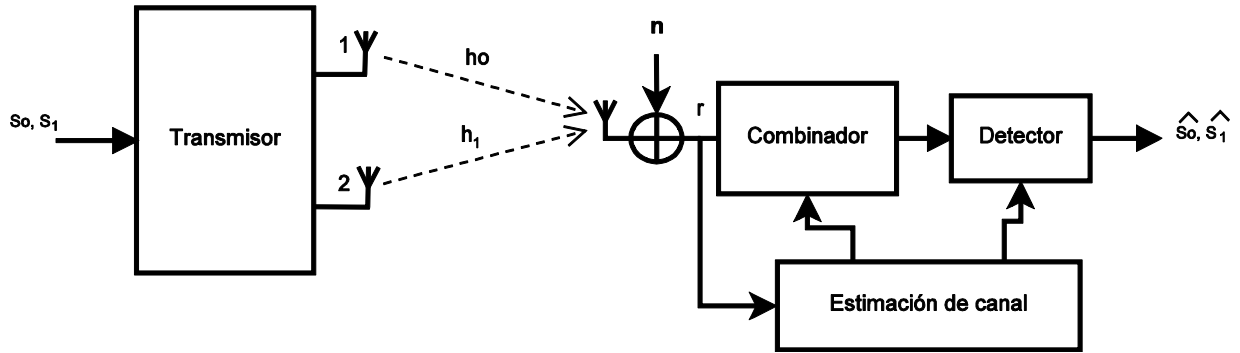


Figura 7. Esquema de diversidad de Alamouti, (1998).

Se asume que el desvanecimiento es constante en toda la duración de símbolos ( $T$ ), es decir:

$$h_0 = h_0(t) = h_0(t + T) = \alpha_0 e^{j\theta_0}. \quad (45)$$

La señal recibida es:

$$r_0 = r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + z_0. \quad (46)$$

$$r_1 = r(t + T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + z_1. \quad (47)$$

El combinador realiza:

$$\tilde{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1 r_1^*, \quad (48)$$

$$\tilde{s}_1 = h_1^* r_0 - h_0 r_1^*, \quad (49)$$

Resolviendo para  $\tilde{s}_0$ :

$$\tilde{s}_0 = h_0^* (h_0 s_0 + h_1 s_1 + z_0) + h_1 (-h_0^* s_1 + h_1^* s_0 + z_1^*) \quad (50)$$

$$\tilde{s}_0 = (\alpha_0^2 s_0 + h_0^* h_1 s_1 + z_0 h_0^*) + (-h_1 h_0^* s_1 + \alpha_1^2 s_0 + h_1 z_1^*) \quad (51)$$

$$\tilde{s}_0 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* z_0 + h_1 z_1^*. \quad (52)$$

Del mismo modo para  $s_1$  se obtiene:

$$\tilde{s}_1 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 + h_0 z_1^* + h_1^* z_0. \quad (53)$$

Finalmente, las señales estimadas  $\tilde{s}_0$  y  $\tilde{s}_1$  son enviadas al detector ML. La figura 8 muestra una comparación del desempeño en tasa de bits erróneos del esquema de Alamouti contra los esquemas clásicos MRC en el receptor.

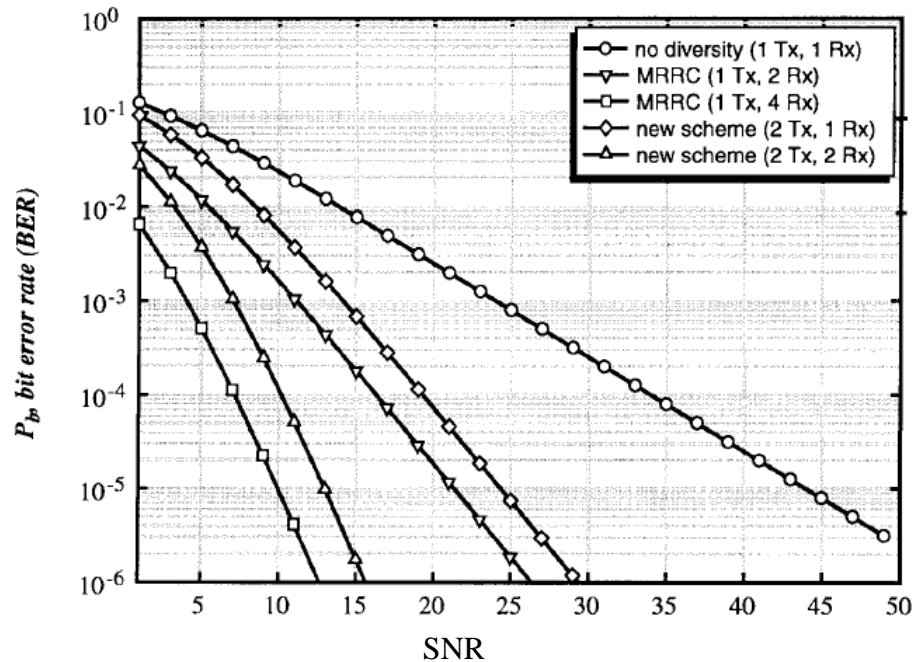


Figura 8. Desempeño del esquema de Alamouti (Alamouti, 1998).

## 2.8 Esquema MU-MIMO de inversión de canal (CI)

En general en los sistemas MIMO Multiusuario (MU-MIMO) en el enlace de bajada, la interferencia causada por los usuarios (interferencia inter-usuario) es cancelada en el proceso de transmisión utilizando precodificación. La interferencia causada por usar varias antenas (interferencia inter-antena) puede ser cancelada en el receptor usando técnicas de detección monousuario analizadas en 2.5.

El esquema MU-MIMO con inversión de canal (CI) puede ser considerado el esquema básico para comunicación multiusuario en enlace de bajada. Este esquema está basado en la técnica de ZF (Haustein, T. *et al.* 2002), (Peel, C.B. *et al.* 2005). La figura 9 muestra el modelo de sistema del esquema MU-MIMO con inversión de canal. En este esquema todos los usuarios utilizan sólo una antena receptora ( $N_r=1$ ) y el número



de usuarios  $K$  (Estaciones Móviles) es igual al número de antenas transmisoras, es decir,  $K=N_t$ .

El esquema MU-MIMO CI transmite un símbolo por usuario en cada ranura de tiempo. La señal recibida por el  $i$ -ésimo usuario  $y_i$ ,  $i=1,2,\dots,K$ , puede ser expresada como:

$$y_i = \sqrt{\beta_i} \mathbf{H}_i \mathbf{x} + z_i. \quad (54)$$

donde  $\mathbf{H}_i \in \mathbb{C}^{1 \times K}$  representa la matriz de ganancia del canal entre la Estación Base (EB) y el  $i$ -ésimo usuario.  $z_i$  es el ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN) para el  $i$ -ésimo usuario,  $\beta_i$  es la relación señal a ruido (SNR) promedio en la antena receptora. Tanto  $\mathbf{H}_i$  como  $z_i$  tienen cantidades independientes e idénticamente distribuidas (iid) con  $\mathcal{CN}(0,1)$ .

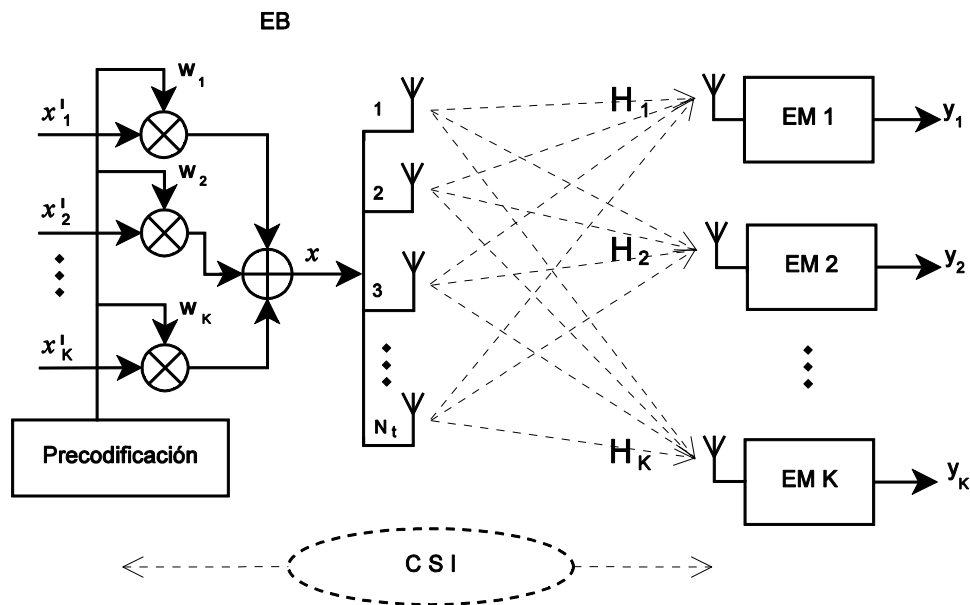


Figura 9. Modelo de sistema MU-MIMO de inversión de canal.

El sistema completo puede ser representado como:

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\beta_1} \mathbf{H}_1 \\ \sqrt{\beta_2} \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \sqrt{\beta_K} \mathbf{H}_K \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_K \end{bmatrix} \quad (55)$$

En el esquema de MU-MIMO de inversión de canal, la precodificación para cada usuario puede ser calculada como:

$$\mathbf{W} = \text{inv}(\mathbf{H}), \quad (56)$$

donde  $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1; \mathbf{H}_2; \dots \mathbf{H}_K]$  es la matriz de canal del sistema completo. Los vectores columna de la matriz  $\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots w_K]$  son usados como precodificadores.

Utilizando una forma matricial para expresar el modelo anterior, el vector  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$  puede ser calculado como:

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}\mathbf{x}'^T, \quad (57)$$

donde el vector de entrada  $\mathbf{x}' = [x'_1, x'_2, \dots x'_K]$  contiene todos los símbolos transmitidos. Reemplazando (57) en (54) y considerando  $\beta=1$ , el vector de señal recibida  $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{K \times 1}$  para todos los usuarios se expresa como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{x}'^T + \mathbf{z}, \quad (58)$$

donde el vector  $\mathbf{z} = [z_1, z_2, \dots z_K]^T$  contiene el ruido de todos los usuarios. Ya que  $\mathbf{H}\mathbf{W} = \mathbf{I}$  en (58), el canal del  $i$ -ésimo usuario fuerza a que todos los símbolos transmitidos sean cero con excepción de símbolo requerido. Ya que cada usuario está equipado con una única antena receptora, no existe la interferencia debida a otras antenas. Finalmente, la detección se lleva a cabo realizando:

$$\hat{x}'_i = Q'(y_i), \quad (59)$$

donde  $Q'(\cdot)$ , es la función de cuantificación de la constelación (deslizamiento).

## 2.9 Esquema MU-MIMO de diagonalización a bloques (BD)

Una técnica comúnmente utilizada para precodificación en sistemas MU-MIMO es la técnica denominada "Diagonalización a Bloques" (BD) (Spencer Q. H. *et al.* 2004). La técnica BD es de uso generalizado, sobre todo porque es menos compleja que otros esquemas como la codificación en "Dirty-Paper" (DPC) (Costa, 1983) a la vez que

permite el uso de varias antenas en el receptor. En el esquema de MIMO multiusuario de diagonalización a bloques, los usuarios pueden tener más de una antena receptora, de manera que existe interferencia inter-antena en el receptor. Esa interferencia puede ser anulada usando los métodos convencionales de detección monousuario analizados en 2.5 (Pan, Z. *et al.* 2003) (Choi, R. y Murch, R., 2003).

La figura 10 muestra el modelo del sistema MU-MIMO BD. El sistema tiene  $K$  usuarios independientes (estaciones móviles), cada uno con  $N_r$  antenas receptoras. La estación base (EB) tiene  $N_t$  antenas transmisoras. La configuración extremo a extremo puede ser considerada como un sistema MU-MIMO en enlace descendente de  $(K \cdot N_r) \times N_t$ .  $\mathbf{x}'_i \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  es un vector que contiene uno o más símbolos M-QAM transmitidos, para el  $i$ -ésimo usuario ( $i = 1, 2, \dots, K$ ).

El vector de transmisión  $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_t}]^T$  es la salida del sistema BD. La señal recibida es:

$$\mathbf{y}_i = \sqrt{\beta_i} \mathbf{H}_i \mathbf{x} + \mathbf{z}_i, \quad (60)$$

donde  $\mathbf{H}_i \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$  representa la ganancia del canal entre la EB y el  $i$ -ésimo usuario.  $\mathbf{z}_i \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  es el ruido blanco aditivo gaussiano (AWGN) en el  $i$ -ésimo usuario, el cual tiene entradas independientes e idénticamente distribuidas (iid) con  $\mathcal{CN}(0, 1)$ .  $\beta_i$  es la relación señal a ruido (SNR) promedio en cada antena receptora. El sistema general en forma matricial puede ser representado por:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_K \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\beta_1} \mathbf{H}_1 \\ \sqrt{\beta_2} \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \sqrt{\beta_K} \mathbf{H}_K \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{z}_K \end{bmatrix} \quad (61)$$

Consideremos una matriz de precodificación  $\mathbf{W}_i \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$  donde el número de antenas de recepción  $N_r$  es igual al número de símbolos transmitidos M-QAM, de tal manera que los símbolos de transmisión para el  $i$ -ésimo usuario están precodificadas como:  $\mathbf{x}_i = \mathbf{W}_i \mathbf{x}'_i \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$ .

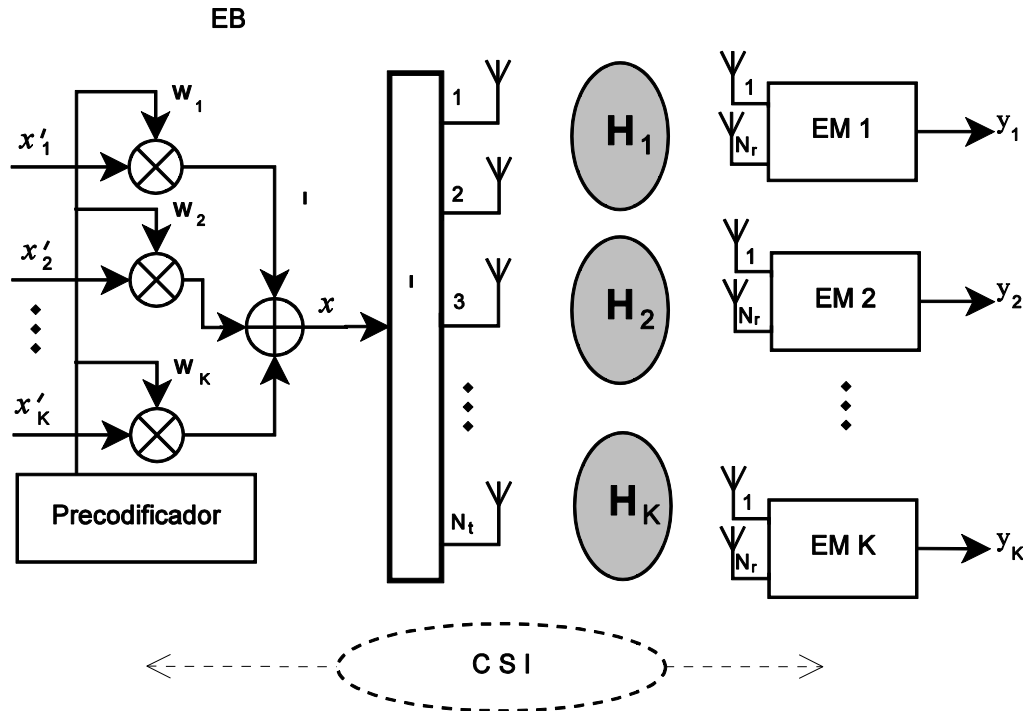


Figura 10. Modelo de sistema MU-MIMO usando BD.

La señal de salida se calcula como:  $x = \sum_{i=1}^K \mathbf{W}_i x'_i$ . La señal recibida para el  $i$ -ésimo usuario se puede representar como:

$$\begin{aligned} y_i &= \mathbf{H}_i \sum_{k=1}^K \mathbf{W}_k x'_k + \mathbf{z}_i \\ &= \mathbf{H}_i \mathbf{W}_i x'_i + \sum_{k=1, k \neq i}^K \mathbf{H}_i \mathbf{W}_k x'_k + \mathbf{z}_i, \end{aligned} \quad (62)$$

donde  $\beta_i = 1$ , por simplicidad. El primer término en el lado derecho de (62) es la señal enviada al  $i$ -ésimo usuario, el segundo término representa la interferencia producida por el resto de los usuarios del sistema y el tercer término es el ruido. La matriz de precodificación  $\mathbf{W}$  está diseñada para cada usuario de tal manera que la interferencia se puede cancelar de la siguiente manera:

$$\bar{\mathbf{H}}_i \mathbf{W}_k = 0, \quad (63)$$

donde, la matriz  $\bar{\mathbf{H}}_i$  contiene las matrices de todos los usuarios del sistema que no sean el usuario  $i$ , es decir:

$$\bar{\mathbf{H}}_i = [(\mathbf{H}_1)^H \dots (\mathbf{H}_{i-1})^H (\mathbf{H}_{i+1})^H \dots (\mathbf{H}_K)^H]^H. \quad (64)$$

La ecuación (62) se reduce a:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{H}_i \mathbf{W}_i \mathbf{x}'_i + \mathbf{z}_i = \mathbf{C}_i \mathbf{x}'_i + \mathbf{z}_i. \quad (65)$$

Descomponiendo  $\bar{\mathbf{H}}_i$  en sus valores singulares se obtiene:

$$\bar{\mathbf{H}}_i = \mathbf{U}_i \Sigma_i \left[ \mathbf{V}_i^{(no-cero)} \mathbf{V}_i^{(zero)} \right]^H, \quad (66)$$

donde la matriz  $\mathbf{V}_i^{(zero)}$  está en el espacio nulo de  $\bar{\mathbf{H}}_i$  es decir, cuando se transmite una señal en la dirección de  $\mathbf{V}_i^{(zero)}$  todos, excepto el  $i$ -ésimo usuario reciben una señal nula. Por lo tanto la matriz  $\mathbf{V}_i^{(zero)}$  se puede utilizar para precodificación. Por ejemplo, teniendo en cuenta sólo dos usuarios, la matriz  $\mathbf{W}_i \in \mathbb{C}^{4 \times 2}$  se obtiene como:

$$\mathbf{W}_1 = \mathbf{V}_1^{(zero)} = [\mathbf{v}_{1,3} \ \mathbf{v}_{1,4}] \quad (67)$$

$$\mathbf{W}_2 = \mathbf{V}_2^{(zero)} = [\mathbf{v}_{2,3} \ \mathbf{v}_{2,4}] \quad (68)$$

Por lo tanto la salida del sistema BD es:

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}_1 \mathbf{x}'_1 + \mathbf{W}_2 \mathbf{x}'_2, \quad (69)$$

donde  $\mathbf{x}'_i \in \mathbb{C}^{2 \times 1}$  es la señal para el  $i$ -ésimo usuario, y el vector transmitido es  $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{4 \times 1}$ .

Usando (62) la señal recibida por el usuario  $i = 1$  es:

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{H}_1 \mathbf{x} + \mathbf{z}_1. \quad (70)$$

Sustituyendo (69) en (70) se obtiene:

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{H}_1 (\mathbf{W}_1 \mathbf{x}'_1 + \mathbf{W}_2 \mathbf{x}'_2) + \mathbf{z}_1, \quad (71)$$

el término:  $\mathbf{H}_1 (\mathbf{W}_2 \mathbf{x}'_2) = 0$ , así que:

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{H}_1 \mathbf{W}_1 \mathbf{x}'_1 + \mathbf{z}_1, \quad (72)$$

donde la señal recibida  $\mathbf{y}_1$  no contiene la interferencia de los otros usuarios.

La regla de detección ML se calcula como:

$$\tilde{\mathbf{x}}'_{i,j} = \underset{l}{\operatorname{arg\,min}} \sum_{j=1}^{N_r} \|\mathbf{y}_{i,j} - \sqrt{\beta_i}(\mathbf{s}_l)\|_{\mathbb{F}}^2, \quad (73)$$

donde  $\mathbf{s}_l$  representa una combinación del canal y una señal de la constelación M-QAM, recibidas en la  $j$ -ésima antena receptora. Finalmente, los bits recibidos se detectan como:

$$\hat{\mathbf{a}}_i = Q'(\tilde{\mathbf{x}}'_{i,j}), \quad (74)$$

donde  $Q'(\cdot)$  es la función cuantificación o de deslizamiento.

## Capítulo 3. Sistemas SM-MIMO monousuario

---

En este capítulo se describe un marco general para representar y analizar los esquemas básicos SM monousuario. Se compara el desempeño en tasa de bits erróneos (BER), la complejidad de los detectores, la eficiencia espectral y el número de transmisores de RF de las cuatro técnicas de transmisión SM monousuario básicas. Adicionalmente se analiza un algoritmo que combina las técnicas SIC y ML para la detección de señales en sistemas que combinan SM y SMux.

### 3.1 Introducción

Los sistemas SM monousuario utilizan la modulación espacial para transmitir información desde un único transmisor hacia un único receptor. En general las técnicas SM pueden ofrecer mejoras en desempeño y baja complejidad de detección en comparación con la técnica convencional SMux o técnicas STBC (Mesleh. 2008), (Yang and B. Jiao, 2008).

El esquema de transmisión SM monousuario más sencillo es el denominado Space Shift Keying (SSK). Este esquema utiliza un único transmisor RF y solo usa la constelación espacial para modular, sin embargo, una desventaja del esquema SSK es que el tamaño de la constelación espacial está determinado por la cantidad de antenas de transmisión, esta característica impone un límite en las implementaciones prácticas para constelaciones grandes. Para superar esta limitante se han propuesto versiones generalizadas a los esquemas SM, (Jeganathan, *et al.* 2008). En los esquemas generalizados varias antenas transmisoras se activan simultáneamente, además existen esquemas que agregan constelaciones Amplitud-Fase (AF) para extender la constelación espacial a una constelación tridimensional Amplitud-Fase-Espacio (AFE) en sistemas generalizados (Ramírez-Gutiérrez, *et al.* 2011).

Los sistemas de SM se pueden clasificar en dos grandes grupos: los esquemas que solo usan un transmisor RF y los esquemas generalizados que utilizan más de un transmisor RF. De acuerdo al tipo de constelación que usan los esquemas de

transmisión, éstos se clasifican en los que utilizan sólo la constelación espacial y en los que usan constelaciones con símbolos modulados en Amplitud, Fase y Espacio (AFE). Del más sencillo al más complejo los sistemas de transmisión son:

- Space Shift Keying (SSK), (Jeyadeepan Jeganathan y Ali Ghrayeb., 2009). Transmite en una sola antena a la vez y usa solo una constelación espacial.
- Generalized Space Shift Keying (GSSK), (Jeyadeepan Jeganathan y Ali Ghrayeb. 2008). Transmite en grupos de antenas y usa solo la constelación espacial.
- Phase Spatial Shift Keying (PSSK), (Mesleh, 2006). Conocido en forma general como SM. Transmite en una sola antena y utiliza una constelación amplitud-fase-espacio<sup>1</sup>.
- Generalized Phase Spatial Shift Keying (GPSSK), (Ramírez Gutiérrez, *et al.*, 2011). Transmite en antenas múltiples usando una constelación espacial, amplitud y fase.
- Generalized Spatial Modulation (GSM), (Jintao, 2012), (Rajab *et al.*, 2013). Es una combinación del esquema SM y SMux, en la que cada antena transmite un símbolo diferente.

La figura 11 muestra una clasificación de los esquemas de transmisión SM-MIMO monousuario básicos.

	Un sólo Tx	Varios Tx
Sólo usan constelación espacial {	SSK	GSSK
Usan constelación AFE {	PSSK	GPSSK

**Figura 11. Clasificación de sistemas SM-MIMO monousuario.**

<sup>1</sup> En esta tesis utilizaremos el término PSSK para referirnos al esquema de transmisión y reservaremos el término SM para referirnos a la técnica de modulación en general.



### 3.2 Antecedentes

Los primeros esquemas de modulación espacial datan de 2001. En la publicación de Yawgeng A. Chau y Shi-Hong Yu, (2001) se presenta un esquema básico de modulación espacial. Se propone el uso de dos antenas en la transmisión y una antena receptora. El sistema funciona de la siguiente manera; si se desea transmitir un “0”, se transmite en una sola antena una señal del tipo  $s_m(t) = \sqrt{(P)}\cos(2\omega_c t)$ , mientras que si se desea transmitir un “1” se transmite en ambas antenas la misma señal. En 2002, Haas, H., *et al.* proponen un esquema basado en MIMO en el que sólo una antena transmisora es activada a la vez, demostrando que el esquema propuesto tiene mejoras en el desempeño para una misma eficiencia espectral en comparación con esquemas convencionales. El primer esquema que utiliza modulación espacial tal como se usa actualmente fue publicado por Song, *et al.*, (2004) y Mesleh, *et al.*, (2005). Esencialmente, el bloque de información de bits es mapeado a puntos de una constelación en diferentes antenas. El receptor estima tanto el símbolo QAM transmitido como la antena transmisora activa para conformar el bloque de información. En (Mesleh, 2006) se reporta un desempeño similar a la técnica convencional conocida como V-BLAST, pero con una menor complejidad de detección. A partir de esa fecha se han reportado múltiples investigaciones que estudian más detalladamente la modulación espacial.

En (Yang Y. y B. Jiao, 2008) se estudia la capacidad de canal. Posteriormente Mesleh, *et al.*, (2010) proponen un esquema SM con codificación de Trellis (TCM). Esta técnica supera a los esquemas SM, V-BLAST y Alamouti con TCM y además tiene una complejidad 80% menor al esquema V-BLAST. En la publicación de Shinya Sugiura y Lajos Hanzo, (2012) se propone un nuevo esquema STSK (Space Time Shift Keying), donde se plantea el uso de matrices de dispersión para optimizar el sistema. Durante cada bloque de transmisión, una de las matrices de dispersión es utilizada con el fin de lograr un equilibrio entre diversidad y multicanalización. En (Babich, *et al.* 2012), se propone el uso de algoritmos genéticos para la optimización en el criterio de diseño del sistema. En (Wang, *et al.* 2012b), se propone el uso de un detector para SM denominado detector basado en el espacio vectorial de señales SVD. Se demuestra

que el desempeño es cercano al detector óptimo pero con una complejidad reducida. En (Di Renzo M. y H. Haas, 2010) se propone un esquema de asignación óptima de potencia para mejorar el desempeño del sistema SM. En (Sugiura, *et al.* 2011) se propone el uso de la demodulación no coherente para sistemas SM. En (Stavridis, *et al.* 2012) se investiga la eficiencia energética que puede tener un sistema SM. En (Di Renzo, *et al.* 2012) se estudia el efecto de la estimación imperfecta del canal. En (Heath, *et al.* 2013), (Mesleh *et al.* 2008), (Jeganatan *et al.* 2008), Di Renzo M. y H. Haas (2010), (Handte, *et al.* 2009), (Alshamali y B. Quza, 2009), se pueden encontrar algunas técnicas básicas para el análisis de desempeño de estos sistemas. En (Serafimovski, *et al.* 2013) se puede encontrar una implementación práctica del sistema con modulación espacial. En (Di Renzo, *et al.* 2014) y (Sugiura, *et al.* 2012) se encuentran tutoriales sobre este tema.

Además de los esquemas básicos SM, recientemente se han propuesto esquemas que utilizan una cantidad variable de antenas en el transmisor (Luna-Rivera, 2013) y más recientemente se ha propuesto la técnica conocida como Quadrature Spatial Modulation (QSM) en la que la parte imaginaria y la parte real se transmiten en forma independiente (Mesleh, 2014).

### 3.3 Modelo de sistema

La figura 12 muestra el modelo de sistema para los esquemas SM monousuario. El sistema consiste de un enlace inalámbrico MIMO con  $N_t$  antenas transmisoras,  $N_r$  antenas receptoras y  $N_a$  antenas activas. El transmisor recibe una secuencia aleatoria de  $k$  bits  $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_k]$ , donde grupos de  $n$  bits son mapeados a un vector de constelación  $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_t}]^T$ , que indica cuál es la posición de las antenas activas en un momento dado.  $x_i \in C$  es un punto de la constelación  $C$  que puede ser únicamente espacial o bien una constelación compuesta AFE. El vector  $\mathbf{x}$  se transmite sobre un canal inalámbrico  $\mathbf{H}$  de dimensiones  $N_r \times N_t$ . La señal recibida está dada por:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\beta} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{z}, \quad (75)$$

donde  $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_r}]^T$  es el vector de señales recibidas,  $\mathbf{z}$  representa el ruido blanco Gaussiano aditivo o AWGN y  $\beta$  es la relación señal a ruido o SNR promedio en cada antena receptora. Se asume que tanto  $\mathbf{H}$  como  $\mathbf{z}$  son variables independientes e idénticamente distribuidas (iid) con valores  $\mathcal{CN}(0,1)$ .

Independientemente de la cantidad de antenas transmisoras, la potencia total de transmisión está normalizada. Además se asume sincronía perfecta entre transmisor y receptor y se asume que la información del estado del canal (CSI) se conoce completamente en el receptor.

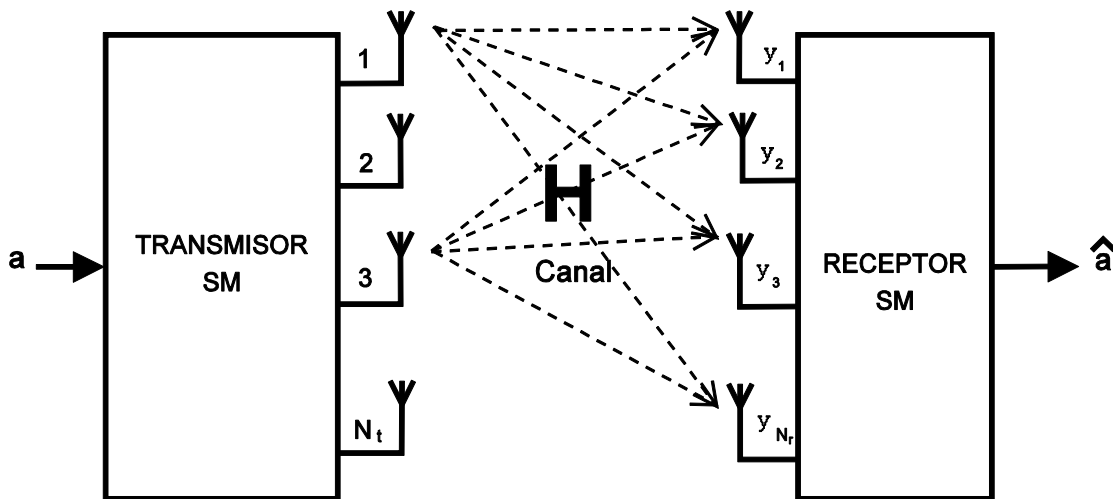


Figura 12. Modelo de sistema SM monousuario.

### 3.4 Transmisión

En la transmisión cada uno de los cuatro esquemas básicos tiene una regla de asignación diferente. En esta sección se proporcionan ejemplos de reglas de asignación para los cuatro esquemas básicos considerando tres bits por uso de canal (bpcu).

#### 3.4.1 Spatial Shift Keying (SSK)

En SSK (Jeganathan, *et al.* 2009), el dominio espacial es el único utilizado para transmitir información, la cantidad de antenas transmisoras activas en un momento dado es igual a uno ( $N_a=1$ ), elegida de un total de  $N_t$  antenas transmisoras. La cantidad de bits por uso de canal que este sistema es capaz de transmitir es:

$$n_{SSK} = \log_2(N_t) \text{ [bpcu]}. \quad (76)$$

La cantidad de antenas determina el tamaño de la constelación, la cual tiene una relación logarítmica con la cantidad de información transmitida por uso de canal. En la tabla 2 se muestra un ejemplo de asignación para el esquema SSK. Para el ejemplo mostrado, el esquema SSK requiere  $N_t = 8$  antenas transmisoras y cada símbolo representa  $\log_2(N_t) = 3$  bits.

**Tabla 2. Regla de mapeo para el sistema SSK.**

$\mathbf{a} = [a_1 \ a_2 \ a_3]$	$j$	$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6 \ x_7 \ x_8]^T$
[0 0 0]	1	[1 0 0 0 0 0 0 0] <sup>T</sup>
[0 0 1]	2	[0 1 0 0 0 0 0 0] <sup>T</sup>
[0 1 0]	3	[0 0 1 0 0 0 0 0] <sup>T</sup>
[0 1 1]	4	[0 0 0 1 0 0 0 0] <sup>T</sup>
[1 0 0]	5	[0 0 0 0 1 0 0 0] <sup>T</sup>
[1 0 1]	6	[0 0 0 0 0 1 0 0] <sup>T</sup>
[1 1 0]	7	[0 0 0 0 0 0 1 0] <sup>T</sup>
[1 1 1]	8	[0 0 0 0 0 0 0 1] <sup>T</sup>

### 3.4.2 Generalized Spatial Shift Keying (GSSK)

El esquema GSSK (Jeganathan, *et al.* 2008), es la versión generalizada de SSK. En este caso un número fijo de antenas transmisoras  $N_a$  se activan simultáneamente de un total de  $N_t$  antenas transmisoras disponibles. El número de puntos de la constelación espacial  $M'$  se calcula como la combinación  $M' \leq \binom{N_t}{N_a}$ , donde  $M'$  se elige como  $M' = 2^k$ ,  $k$  entero.

En la tabla 3 se muestra un ejemplo de asignación para el esquema GSSK. En este ejemplo se usan  $N_a = 2$  antenas activas de un total de  $N_t = 5$  antenas transmisoras disponibles.

La cantidad de bits por uso del canal que pueden transmitirse en GSSK es:

$$n_{GSSK} = \log_2(M') \text{ [bpcu]}. \quad (77)$$

Tabla 3. Regla de mapeo para el sistema GSSK.

$\mathbf{a} = [a_1 \ a_2 \ a_3]$	$j$	$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5]^T$
[0 0 0]	(1,2)	$[\frac{1}{\sqrt{2}} \ \frac{1}{\sqrt{2}} \ 0 \ 0 \ 0]^T$
[0 0 1]	(1,3)	$[\frac{1}{\sqrt{2}} \ 0 \ \frac{1}{\sqrt{2}} \ 0 \ 0]^T$
[0 1 0]	(1,4)	$[\frac{1}{\sqrt{2}} \ 0 \ 0 \ \frac{1}{\sqrt{2}} \ 0]^T$
[0 1 1]	(1,5)	$[\frac{1}{\sqrt{2}} \ 0 \ 0 \ 0 \ \frac{1}{\sqrt{2}}]^T$
[1 0 0]	(2,3)	$[0 \ \frac{1}{\sqrt{2}} \ \frac{1}{\sqrt{2}} \ 0 \ 0]^T$
[1 0 1]	(2,4)	$[0 \ \frac{1}{\sqrt{2}} \ 0 \ \frac{1}{\sqrt{2}} \ 0]^T$
[1 1 0]	(2,5)	$[0 \ \frac{1}{\sqrt{2}} \ 0 \ 0 \ \frac{1}{\sqrt{2}}]^T$
[1 1 1]	(3,4)	$[0 \ 0 \ \frac{1}{\sqrt{2}} \ \frac{1}{\sqrt{2}} \ 0]^T$

### 3.4.3 Phase Spatial Shift Keying (PSSK)

En la literatura se conoce como SM al esquema SSK en el cual se transmite un símbolo modulado en amplitud y fase (Mesleh, 2006). De acuerdo a la clasificación de la figura 3 y para evitar confusión, (en concordancia con el esquema GPSSK) en este trabajo de denomina como PSSK a este esquema, reservando el termino SM para referirse en forma general al hecho de utilizar la constelación espacial para modular una señal.

En PSSK, el receptor debe detectar tanto el símbolo modulado en amplitud y fase (símbolo M-QAM) como el índice de la antena transmisora. Es decir que se utiliza una constelación AFE. El número de bits que puede ser transmitido usando esta técnica es:

$$n_{PSSK} = \log_2(N_t) + \log_2(M) \text{ [bpcu]}, \quad (78)$$

donde  $M$  es el orden de la constelación M-QAM. Por ejemplo, cuando se utilizan  $N_t=4$  antenas transmisoras, cada antena representa 2 bits, y si se utiliza BPSK ( $M=2$ ), se agrega un bit más, por lo que cada símbolo detectado en el receptor representa 3 bits.

La tabla 4 muestra un ejemplo de asignación para el esquema PSSK. En este caso, se utilizan 4 antenas transmisoras en combinación con una modulación BPSK con fases y amplitudes definidas como:  $\varphi_1 = e^{i0}$  y  $\varphi_2 = e^{i\pi}$ . Los valores de  $x_i$  se definen:  $x_i \in \{0, \varphi_1, \varphi_2\}$ .

Tabla 4. Regla de mapeo para el sistema PSSK.

$\mathbf{a} = [a_1 \ a_2 \ a_3]$	$j$ , símbolo BPSK	$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$
[0 0 0]	(1,0)	$[e^{0i} \ 0 \ 0 \ 0]^T$
[0 0 1]	(1,1)	$[e^{\pi i} \ 0 \ 0 \ 0]^T$
[0 1 0]	(2,0)	$[0 \ e^{0i} \ 0 \ 0]^T$
[0 1 1]	(2,1)	$[0 \ e^{\pi i} \ 0 \ 0]^T$
[1 0 0]	(3,0)	$[0 \ 0 \ e^{0i} \ 0]^T$
[1 0 1]	(3,1)	$[0 \ 0 \ e^{\pi i} \ 0]^T$
[1 1 0]	(4,0)	$[0 \ 0 \ 0 \ e^{0i}]^T$
[1 1 1]	(4,1)	$[0 \ 0 \ 0 \ e^{\pi i}]^T$

### 3.4.4 Generalized Phase Spatial Shift Keying (GPSSK)

La versión generalizada de PSSK se conoce como Generalized Phase Space Shift Keying (GPSSK), (Ramírez Gutiérrez, *et al.* 2011). Al igual que en GSSK,  $N_a$  es el número fijo de antenas transmisoras. La cantidad de bits que pueden ser transmitidos usando esta técnica es:

$$n_{GPSSK} = \log_2 (M') + \log_2 (M) \text{ [bpcu]}, \quad (79)$$

donde  $M' \leq \binom{N_t}{N_a}$ , y  $M'$  se elige como  $M' = 2^k$ ,  $k$  entero, y  $M$  es el tamaño de la constelación M-QAM.

Tabla 5. Regla de mapeo para el sistema GPSSK.

$\mathbf{a} = [a_1 \ a_2 \ a_3]$	$j$ , símbolo BPSK	$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$
[0 0 0]	[(1,2),0]	$[\frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} \ \frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} \ 0 \ 0]^T$
[0 0 1]	[(1,2),1]	$[\frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} \ \frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} \ 0 \ 0]^T$
[0 1 0]	[(1,3),0]	$[\frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} \ 0 \ \frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} \ 0]^T$
[0 1 1]	[(1,3),1]	$[\frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} \ 0 \ \frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} \ 0]^T$
[1 0 0]	[(1,4),0]	$[\frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} \ 0 \ 0 \ \frac{e^{0i}}{\sqrt{2}}]^T$
[1 0 1]	[(1,4),1]	$[\frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} \ 0 \ 0 \ \frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}}]^T$
[1 1 0]	[(2,3),0]	$[0 \ \frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} \ \frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} \ 0]^T$
[1 1 1]	[(2,3),1]	$[0 \ \frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} \ \frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} \ 0]^T$

La tabla 5 muestra un ejemplo de asignación para GPSSK, que utiliza  $N_a = 2$  y  $N_t = 4$  en combinación con un esquema de modulación BPSK con fases y amplitudes definidas

como:  $\varphi_1 = \frac{e^{i0}}{\sqrt{2}}$  y  $\varphi_2 = \frac{e^{i\pi}}{\sqrt{2}}$ . Los valores de  $x_i$  se definen:  $x_i \in \{0, \varphi_1, \varphi_2\}$ . Se observa que todas las antenas activas transmiten el mismo símbolo  $\varphi_i$  en un momento dado.

### 3.5 Detección de señales

Consideremos la matriz de canal  $\mathbf{H}$  formada por vectores  $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1; \mathbf{H}_2; \dots \mathbf{H}_{N_r}]$ , donde cada vector fila  $\mathbf{H}_i$  contiene el valor de todos los canales para cada antena receptora. Entonces la señal recibida por la  $i$ -ésima antena receptora es:

$$y_i = \sqrt{\beta} \mathbf{H}_i \mathbf{x} + \mathbf{z}_i, \quad (80)$$

donde el vector de transmisión  $\mathbf{x}$  se define diferente para cada uno de los esquemas básicos e invariablemente incluye la posición de la o las antenas transmisoras. En el receptor, cada antena receptora calcula el vector síndrome  $\mathbf{s}_{i,l} = \|y_i - \sqrt{\beta} \mathbf{H}_i x_l\|_F^2$ , donde  $x_l \in \mathcal{C}$  es un símbolo de la constelación AFE. La estimación ML se lleva a cabo después de sumar los síndromes de cada antena receptora de la siguiente manera:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \underset{l}{\operatorname{argmin}} \sum_{i=1}^{N_r} \|y_i - \sqrt{\beta} \mathbf{H}_i x_l\|_F^2. \quad (81)$$

Finalmente, la detección se realiza por:

$$\hat{\mathbf{a}} = Q'(\tilde{\mathbf{x}}), \quad (82)$$

donde  $Q'(\cdot)$  es la función de deslizamiento, que determina un punto en la constelación AFE.

### 3.6 Análisis de desempeño

Existen diversos métodos analíticos para el cálculo de la probabilidad de error para los diferentes esquemas SM-MIMO monousuario. Estos métodos han sido propuestos por Marco Di Renzo, *et al.*, (2012), Jeganathan, J., *et al.*, (2008), Bhekiszwe., *et al.*, (2013), Raed Mesleh (2008), y Salama (2012) entre otros. En general, la probabilidad de error

para diversos esquemas SM se puede derivar utilizando la bien conocida técnica de cota superior.

Consideremos la detección como el problema de decidir entre  $M$  señales ortogonales. Si  $E_i$  representa el evento:  $C(r, s_i) > C(r, s_l)$ , donde  $C(\cdot)$  es la correlación entre la señal recibida  $r$  y la señal  $s_m$ ;  $m = 2, 3 \dots M$ ,  $i \neq l$ , entonces la probabilidad de error de símbolo se puede calcular como (Proakis. J.G., 2001, p. 263-264):

$$P_M = P\left(\bigcup_{i=1}^M E_i\right) \leq \sum_{i=1}^M P(E_i). \quad (83)$$

Utilizando este principio, la probabilidad de error en bits para el esquema PSSK está acotada como la suma de las contribuciones de cada antena y cada símbolo de la siguiente manera (Jeganathan, et al. 2008):

$$P_{e,PSSK} \leq E_x \left[ \sum_{j,\tilde{q}} N(q, \tilde{q}) P(x_{jq} \rightarrow x_{j\tilde{q}}) \right] = \sum_{j=1}^{N_t} \sum_{q=1}^M \sum_{j=1}^{N_t} \sum_{\tilde{q}=1}^M \frac{N(q, \tilde{q}) P(x_{jq} \rightarrow x_{j\tilde{q}})}{N_t M}, \quad (84)$$

donde los índices  $j$  y  $q$  representan el índice de la antena transmisora activa y el símbolo de la constelación M-aria.  $N(q, \tilde{q})$  es el número de bits erróneos entre el símbolo  $x_q$  y  $x_{\tilde{q}}$ , y  $P(x_{jq} \rightarrow x_{j\tilde{q}})$  denota la probabilidad de error de una pareja (PEP) de decidir por el vector  $x_{j\tilde{q}}$  dado que se transmite  $x_{jq}$ . El PEP condicional considerando el canal de ruido gaussiano es  $P(x_{jq} \rightarrow x_{j\tilde{q}} | \mathbf{H}) = Q(\sqrt{v})$ , donde  $v = |h|^2 E_b / N_0$  es la energía del ruido. Considerando los desvanecimientos de canal  $\mathbf{H}$ , la probabilidad de error total (PEP) se calcula como la esperanza matemática del PEP condicional:

$$P(x_{jq} \rightarrow x_{j\tilde{q}}) = E[P(x_{jq} \rightarrow x_{j\tilde{q}} | \mathbf{H})] = \int_{v=0}^{\infty} Q(\sqrt{v}) p_k(v) dv, \quad (85)$$

donde  $p_k(v)$  es la función densidad de probabilidad (pdf) de la variable aleatoria, ya que  $h$  tiene una distribución Rayleigh,  $|h|^2$  tiene distribución chi-cuadrada con dos grados de libertad y la variable  $k$  debe tener distribución chi-cuadrada. Esta integral tiene la siguiente solución cerrada (Alouini, M.-S., Goldsmith, A.J., 1999):



$$P(x_{jq} \rightarrow x_{j\hat{q}}) = \gamma^{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \binom{N_r-1+k}{k} [1-\gamma]^k, \quad (86)$$

donde:

$$\gamma = \frac{1}{2} \left( 1 - \sqrt{\frac{\sigma^2}{1+\sigma^2}} \right), \quad (87)$$

En Jeganathan, *et al.*, (2008) se define  $\sigma^2$  para constelaciones reales como:

$$\sigma^2 = \frac{\beta(|x_q|^2 + |x_{\hat{q}}|^2)}{4}, \quad (88)$$

donde  $\beta$  es la relación señal a ruido promedio. Para BPSK se tiene:  $\sigma^2 = \frac{\beta}{2}$ . Sustituyendo (86) en (84) se obtiene la expresión analítica para la probabilidad de error de bits en PSSK:

$$P_{e,PSSK} \leq \sum_{q=1}^M \sum_{\hat{q}=1}^M \frac{N_t N(q, \hat{q}) \gamma^{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \binom{N_r-1+k}{k} [1-\gamma]^k}{M}. \quad (89)$$

De forma similar, para SSK la probabilidad de error se deriva al considerar en (84) una constelación únicamente espacial. Considerando una constelación espacial  $M'$ , la ecuación (84) se reduce de la siguiente manera:

$$P_{e,SSK} \leq E_x \left[ \sum_j N(j, \tilde{j}) P(x_j \rightarrow x_{\tilde{j}}) \right] = \sum_j \sum_{\tilde{j}} \frac{N(j, \tilde{j})}{M'} P(x_j \rightarrow x_{\tilde{j}}), \quad (90)$$

el PEP,  $P(x_j \rightarrow x_{\tilde{j}})$  se calcula como en (86) y (87) y  $\sigma^2 = \frac{\beta}{2}$ . Utilizando un procedimiento similar se puede calcular la probabilidad de error para el esquema GSSK donde se define  $\sigma^2$  como (Jeganathan, *et al.* 2008, September):

$$\sigma^2 = \frac{\beta d(j, \tilde{j})}{4N_a}, \quad (91)$$

donde el parámetro  $d(j, \tilde{j})$  es la distancia Euclideana entre los vectores de la constelación que se define como el número de columnas distintas entre  $h_j$  y  $h_{\tilde{j}}$ .

### 3.7 Complejidad

La complejidad ( $\delta$ ) se calcula como el total de operaciones complejas (CO) realizadas en el receptor considerando detección ML. Adicionalmente a las operaciones aritméticas, se considera una comparación como una operación compleja. La tabla 6 muestra una comparación de la complejidad de los cuatro esquemas básicos para una transmisión de 3 bpcu.

**Tabla 6. Complejidad de los detectores SM monousuario y el esquema convencional V-BLAST.**

Esquema	SSK	GSSK	PSSK	GPSSK	V-BLAST
Antenas Tx $N_a/N_t$	1/8	2/5	1/4	2/4	3/3
Complejidad ( $\delta$ )	63 CO	95 CO	63 CO	79 CO	1253 CO

### 3.8 Resultados

Para las simulaciones se consideró una transmisión de 3 bpcu con SNR variando de 0 dB a 14 dB. La cantidad de antenas receptoras es  $N_r=4$ , para todos los sistemas. La cantidad de antenas transmisoras es la que se indica en la tabla 6. Se considera un canal plano con desvanecimientos tipo Rayleigh. La potencia de transmisión ha sido normalizada y se asume completo conocimiento del estado del canal en el receptor. La figura 13 muestra una comparación de la eficiencia espectral en bpcu para todos los sistemas. En esta comparación no sólo las antenas activas  $N_a$  sino todas las antenas transmisoras son consideradas. Como puede verse, los esquemas básicos SM tienen una eficiencia espectral menor en comparación con el esquema convencional SMux. Los esquemas generalizados presentan una mejora en eficiencia espectral en comparación con los esquemas que usan un solo transmisor RF.

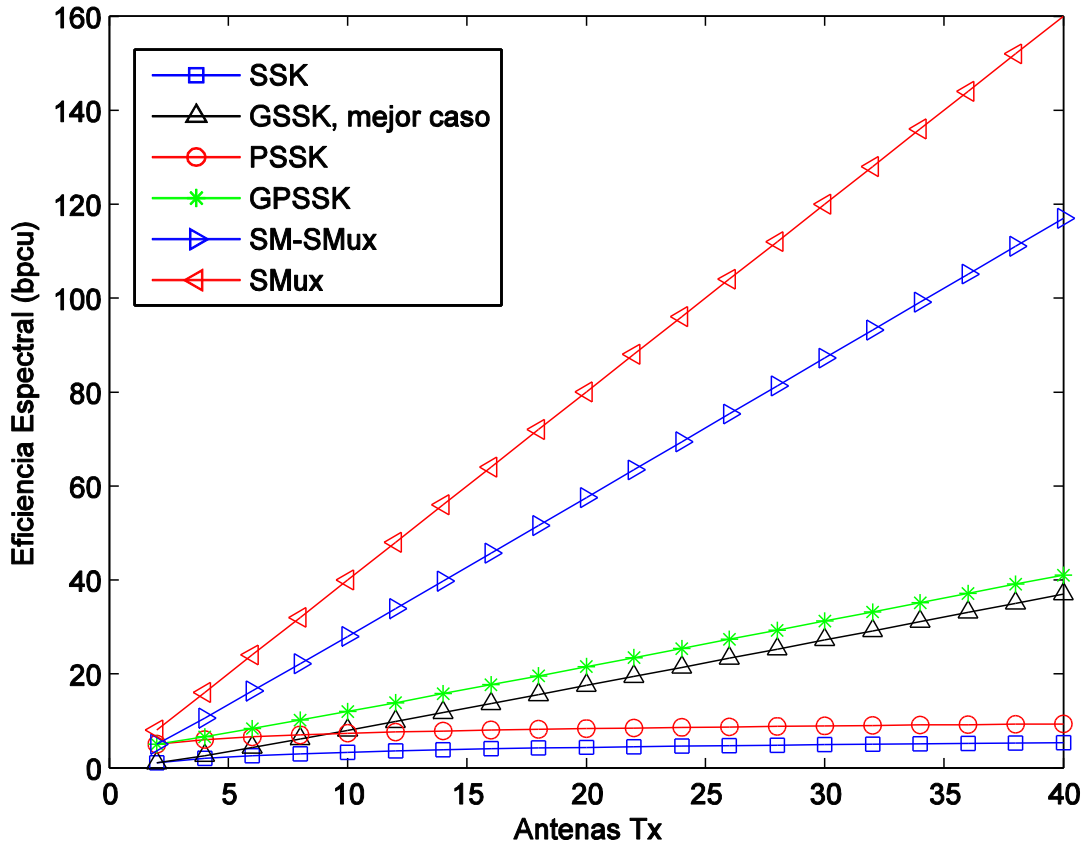


Figura 13. Eficiencia espectral (bpcu) considerando  $M=16$ .

La figura 14 muestra una comparación del desempeño en tasa de bits erróneos de los cuatro esquemas básicos y del esquema convencional SMux usando la técnica SIC/V-BLAST. Todos los esquemas con modulación espacial superan a la técnica convencional para tasas de error medias y bajas. Los esquemas PSSK y SSK tienen una ganancia aproximada de 2 dB para tasas de error de  $10^{-4}$ , comparado con sus versiones generalizadas; GPSK y GSSK respectivamente. Por su parte las técnicas que agregan una modulación QAM, tienen ganancias menores a 1 dB en comparación con sus contrapartes. Esas ganancias tienden a incrementarse para SNR mayores.

En general, las técnicas de modulación espacial tienen una relación de compromiso entre el desempeño, el número de antenas transmisoras, transmisores de RF, la complejidad de detección y eficiencia espectral.

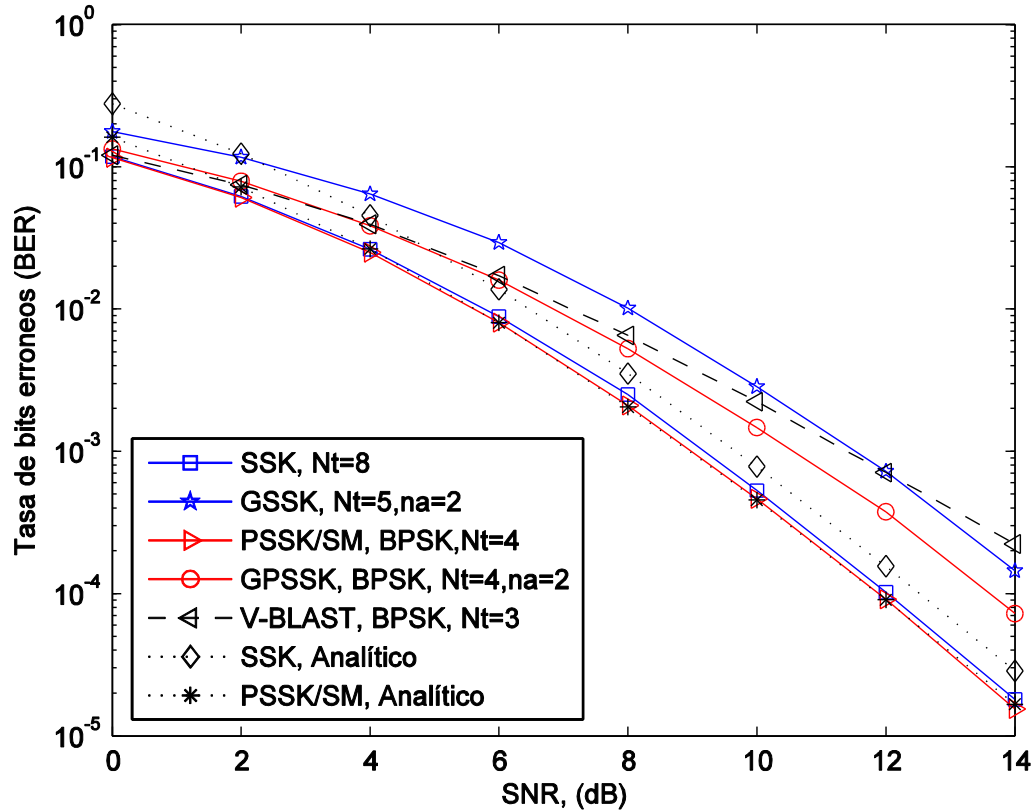


Figura 14. Comparación del desempeño de los esquemas SM monousuario y la técnica convencional SMux que usa SIC/V-BLAST.

### 3.9 Conclusiones

Los resultados muestran que los esquemas básicos SSK, PSSK y GPSSK superan claramente en desempeño a la técnica convencional SMux/V-BLAST y también muestran una complejidad de implementación reducida. Los esquemas que utilizan constelaciones AFE (PSSK y GPSSK) mostraron un mejor desempeño que sus contrapartes, que usan sólo una constelación espacial (SSK y GSSK). Estas técnicas no aumentan la complejidad y no aumentan el número de transmisores necesarios. Las versiones generalizadas (GSSK y GPSSK) tienen una mayor eficiencia espectral a expensas de un desempeño menor; además, la complejidad del detector se incrementa y se requieren más transmisores RF para su aplicación en comparación con sus respectivas contrapartes SSK y PSSK. Una desventaja de todos los esquemas con

modulación espacial es su baja eficiencia espectral en comparación con el esquema convencional SMux para una determinada cantidad de antenas transmisoras.

### 3.10 Esquemas SM y SMux combinados

Una de las desventajas del sistema básico SSK es que la eficiencia espectral aumenta logarítmicamente con el número de antenas de transmisión, mientras que en la técnica SMux este aumento es lineal. Por ejemplo, para la transmisión de 9 bits en el sistema de SSK, se requieren  $2^9 = 512$  antenas, lo que puede ser impráctico. El esquema GPSSK es el sistema básico que puede transportar mayor información (bpcu). Como se observa en la tabla 5, en GPSSK todas las antenas transmiten el mismo símbolo en un intervalo de tiempo dado, a diferencia del esquema convencional SMux que transmite diferentes símbolos. Esta desventaja se supera utilizando un esquema combinado SM-SMux en el que diferentes antenas de transmisión en GPSSK transmitan diferentes símbolos M-QAM en un tiempo dado. En este apartado se analiza el esquema combinado SM y SMux (Wang, *et al.* 2012a), (Rajab, *et al.* 2013) basados en el modelo de sistema desarrollado en 3.3.

#### 3.10.1 Transmisión

La cantidad de bits que pueden ser transmitidos utilizando el esquema SM-SMux es:

$$n_{SM-SMux} = \text{Log}_2(M') + N_t \text{Log}_2(M) \text{ [bpcu]}, \quad (92)$$

donde  $M' = \binom{N_t}{N_a}$ , es la combinación  $N_a$  de  $N_t$ .  $M'$  es el tamaño de la constelación espacial, con la condición:  $M' \leq 2^k$ , donde  $k$  es un número entero positivo. La gráfica de eficiencia espectral para este esquema se muestra en la figura 13.

La tabla 7 muestra un ejemplo de asignación para el esquema SM-SMux. En este caso el número de antenas transmisoras es  $N_t = 4$ , el número de antenas activas es  $N_a = 2$  y el tamaño de la constelación M-QAM es  $M = 2$ . Para el ejemplo mostrado en la tabla 7 se utiliza modulación BPSK con fases y amplitudes definidas como:  $\varphi_1 = \frac{e^{i0}}{\sqrt{2}}$  y  $\varphi_2 = \frac{e^{i\pi}}{\sqrt{2}}$ . Los valores de  $x_i$  se definen como:  $x_i \in \{0, \varphi_1, \varphi_2\}$ .

Tabla 7. Regla de mapeo para el sistema combinado SM-SMux.

$\mathbf{a} = [a_1 a_2 a_3 a_4]$	$j$ , símbolos BPSK	$\mathbf{x} = [x_1 x_2 x_3 x_4]^T$
[0 0 0 0]	[(1,2),0]	$[\frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} \frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} 0 0]^T$
[0 0 0 1]	[(1,2),1]	$[\frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} \frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} 0 0]^T$
[0 0 10]	[(1,2),2]	$[\frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} \frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} 0 0]^T$
[0 0 1 1]	[(1,2),3]	$[\frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} \frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} 0 0]^T$
[0 1 0 0]	[(1,3),0]	$[\frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} 0 \frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} 0]^T$
[0 1 0 1]	[(1,3),1]	$[\frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} 0 \frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} 0]^T$
[0 1 1 0]	[(1,3),2]	$[\frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} 0 \frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} 0]^T$
[0 1 1 1]	[(1,3),3]	$[\frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} 0 \frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} 0]^T$
[1 0 0 0]	[(1,4),0]	$[\frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} 0 0 \frac{e^{0i}}{\sqrt{2}}]^T$
[1 0 0 1]	[(1,4),1]	$[\frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} 0 0 \frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}}]^T$
[1 0 10]	[(1,4),2]	$[\frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} 0 0 \frac{e^{0i}}{\sqrt{2}}]^T$
[1 0 1 1]	[(1,4),3]	$[\frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} 0 0 \frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}}]^T$
[1 1 0 0]	[(2,3),0]	$[0 \frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} \frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} 0]^T$
[1 1 0 1]	[(2,3),1]	$[0 \frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} \frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} 0]^T$
[1 1 1 0]	[(2,3),2]	$[0 \frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} \frac{e^{0i}}{\sqrt{2}} 0]^T$
[1 1 1 1]	[(2,3),3]	$[0 \frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} \frac{e^{\pi i}}{\sqrt{2}} 0]^T$

### 3.10.2 Detección conjunta ML

El objetivo del receptor SM-SMux es el de estimar tanto los símbolos M-QAM transmitidos como el índice de las antenas transmisoras activas. El método de detección conjunta ML para señales SM-SMux se define como (Rajab, *et al.* 2013):

$$\tilde{j} = \underset{j,m}{\arg \max} \Pr(\mathbf{y} | \mathbf{H}_m, \mathbf{x}_j), \quad (93)$$

donde:  $\Pr(\mathbf{y} | \mathbf{H}_m, \mathbf{x}_j)$  es la función de densidad de probabilidad condicional de  $\mathbf{y}$  dado  $\mathbf{H}_m$  y  $\mathbf{x}_j$  definida como:

$$\Pr(\mathbf{y} | \mathbf{H}_m, \mathbf{x}_j) = \frac{1}{\pi^{N_r} \sigma^{2N_r}} \exp - \left( \frac{\|\mathbf{y} - \mathbf{H}_m \mathbf{x}_j\|_F^2}{\sigma^2} \right). \quad (94)$$

La estimación se reduce a:

$$\tilde{j} = \underset{j,m}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}_m \mathbf{x}_j\|_F^2. \quad (95)$$

Mediante una búsqueda exhaustiva, la ecuación (95) estima de manera conjunta los símbolos enviados y el índice que identifica a un grupo específico de antenas transmisoras activas. Una vez realizada la estimación de  $j$ , el resultado es mapeado utilizando las relaciones de la tabla 7 para obtener finalmente el vector  $\hat{\mathbf{a}}$ . Se puede observar que la complejidad de este detector aumenta de forma exponencial con el orden de modulación  $M$ .

### 3.10.3 Detector segmentado

En la publicación de Rajab *et al.*, (2013), se ha propuesto un detector sub-óptimo usando una técnica ZF-ML para reducir la complejidad del detector óptimo ML. Basados en este esquema, en la figura 15 se analiza un esquema general de detección segmentada, donde el detector ZF-ML es un caso especial (Castillo-Soria, *et al.* 2015). En el detector segmentado, los detectores M-QAM operan sobre la misma señal de entrada considerando todas las  $M'$  posibilidades formadas para las combinaciones de canal (puntos de la constelación espacial). Los datos generados por cada detector M-QAM son entonces enviados a un detector ML simple, el cual realiza una búsqueda exhaustiva con el fin de determinar el índice que identifica las antenas transmisoras. La secuencia de salida está compuesta por los bits del detector M-QAM más los bits correspondientes al índice del grupo de antenas transmisoras activas utilizadas.

En el detector segmentado es posible utilizar cualquier tipo de detección para los símbolos QAM, incluyendo ZF, MMSE, SIC o ML, mientras que en el segundo bloque se utiliza un detector ML de baja complejidad. A diferencia del detector ML convencional de la ecuación (94), se analiza un detector ML que se aplica de manera segmentada. Es decir primeramente se aplica a cada bloque en la detección QAM y posteriormente se aplica para la detección de la constelación espacial, lo que resulta en un detector segmentado ML-ML.

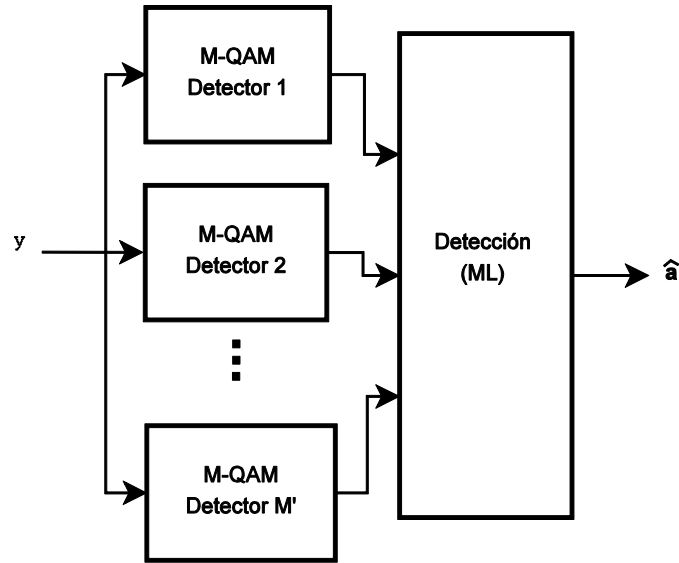


Figura 15. Diseño del detector segmentado general.

### 3.10.4 Algoritmo SIC-ML

En general, debido a la complejidad de la detección, el uso de detectores ML es impráctico. La complejidad del detector se puede reducir al considerar un algoritmo SIC-ML (Castillo-Soria *et al.* 2015). El algoritmo utiliza primeramente SIC en cada matriz de canal posible la cual se forma por una combinación de antenas transmisoras y de antenas receptoras. El algoritmo SIC estima los posibles símbolos transmitidos. Posteriormente, con el fin de estimar el índice de antenas transmisoras se aplica el detector ML. A continuación se describe el algoritmo segmentado SIC-ML.

**Algoritmo 2.** Detector sub-óptimo SM-SMux usando SIC y ML

Recursión  $n=1: M'$

$$\begin{cases} \mathbf{H}_n = [\mathbf{H}(:,n_1) \mathbf{H}(:,n_2) \dots \mathbf{H}(:,n_{nt})] \\ \mathbf{W}_n = \text{pinv}(\mathbf{H}_n) \end{cases}$$

Recursión  $k=1:n_t$

$$\begin{cases} \mathbf{u} = \arg \min_j \|\mathbf{W}_{n,j}\|_F^2 \\ \mathbf{y}_k = \mathbf{W}(\mathbf{u},:) * \mathbf{r}_k \\ \hat{\mathbf{Z}}_{n,k} = \mathbf{Q}(\mathbf{y}_k) \\ \mathbf{r}_{k+1} = \mathbf{r}_k - \sqrt{\frac{\rho}{2(n_t)}} \hat{\mathbf{Z}}_{n,k} \mathbf{W}(:,\mathbf{u}) \end{cases}$$



$$\begin{aligned}
 & \mathbf{H}_n(:,u) = \text{zeros} \\
 & \mathbf{W}_n = \text{pinv}(\mathbf{H}_n) \\
 & \} \\
 & \} \\
 \hat{\mathbf{j}} = \arg \min_n & \left\| \mathbf{y} - \sqrt{\left(\frac{\rho}{n_t}\right)} \mathbf{H}_n \hat{\mathbf{Z}}_n \right\|_F^2
 \end{aligned}$$

### 3.10.5 Complejidad

La complejidad ( $\delta$ ) del algoritmo se determina por el número de operaciones complejas (CO) en el detector. La tabla 8 muestra la complejidad de los algoritmos SM-SMux teniendo en cuenta que se transmiten 9 bpcu y  $N_r = 4$ . En comparación con el algoritmo previo ZF-ML, el algoritmo SIC-ML tiene una mayor complejidad del 64%. En comparación con el esquema de ML con detección conjunta, el algoritmo propuesto tiene una complejidad reducida de aproximadamente 87%.

**Tabla 8. Complejidad de los detectores para una transmisión de 9 bits.**

Esquema	ML Detección Conjunta	ML Segmentado	ZF-ML	SIC-ML
Complejidad ( $\delta$ )	29,376 CO	20,769 CO	1,752 CO	2,721 CO

### 3.10.6 Resultados de la simulación

Para las simulaciones se han considerado transmisiones de 9 bpcu y de 12 bpcu. La relación señal a ruido varía de 0 dB a 20 dB. El número de antenas receptoras es  $N_r=4$ . La simulación se realizó utilizando un canal con desvanecimientos plano tipo Rayleigh sin correlación además se considera que la sincronía entre Tx y Rx y que el conocimiento del estado del canal son perfectos.

En la figura 16 se muestra el desempeño de los receptores para una transmisión de 9 bpcu. Para tasas de error altas todos los algoritmos tienen un desempeño similar, sin embargo para tasas de error medias y bajas se pueden observar diferencias

significativas. En general, los esquemas que incluyen modulación espacial SM-SMux superan al esquema convencional que solo utiliza SMux/SIC. El algoritmo propuesto SIC-ML supera a la técnica ZF-ML por un margen de 4 dB para una tasa de error de  $10^{-3}$  aproximadamente.

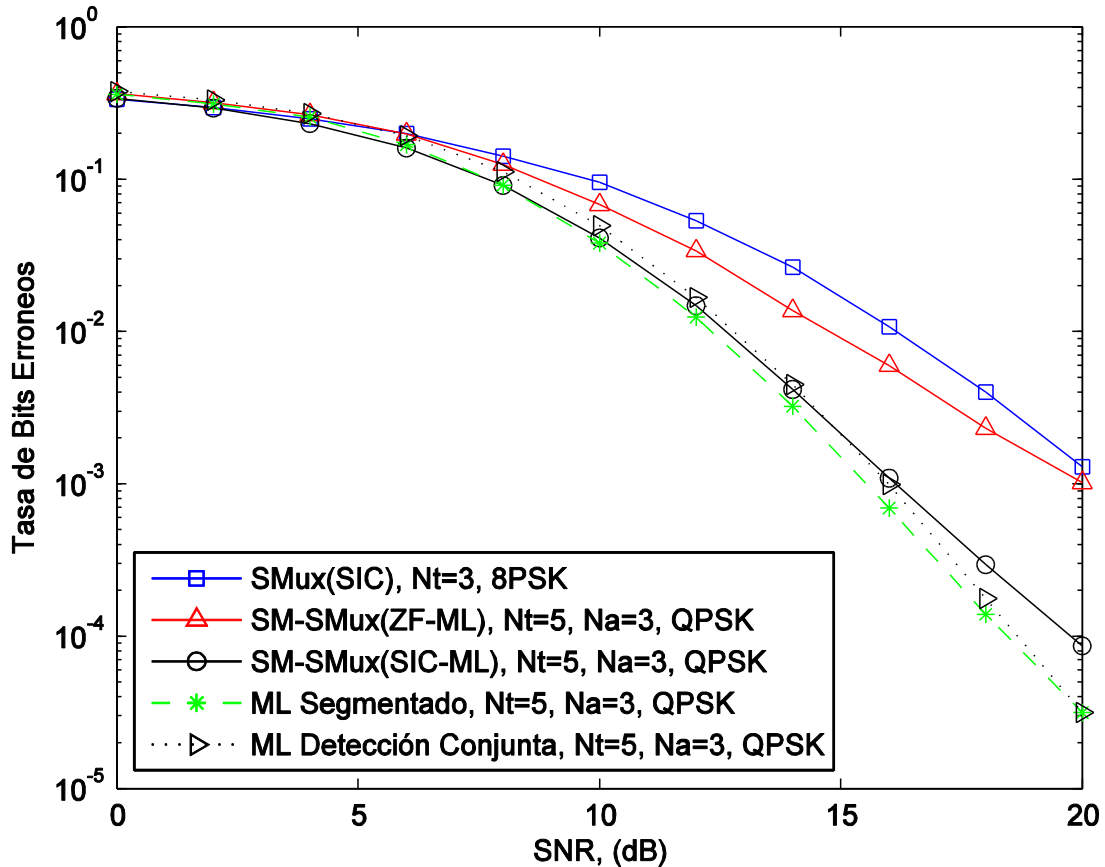


Figura 16. Comparación del desempeño de las técnicas de detección SM-SMux para una transmisión de 9 bpcu.

En la figura 17 se muestra una comparación del desempeño de los sistemas SM-SMux y la técnica convencional SMux/SIC considerando 12 bpcu. El algoritmo SIC-ML tiene ganancias sobre el algoritmo ZF-ML de 4 dB para tasas de bits erróneos de  $10^{-3}$  aproximadamente. Para tasas de error altas (SNR bajo), el algoritmo segmentado ML-ML tiene ganancias de aproximadamente 1 dB sobre el algoritmo ML con detección conjunta; sin embargo, para tasas de error bajas (SNR alto) ambos detectores presentan un desempeño similar.

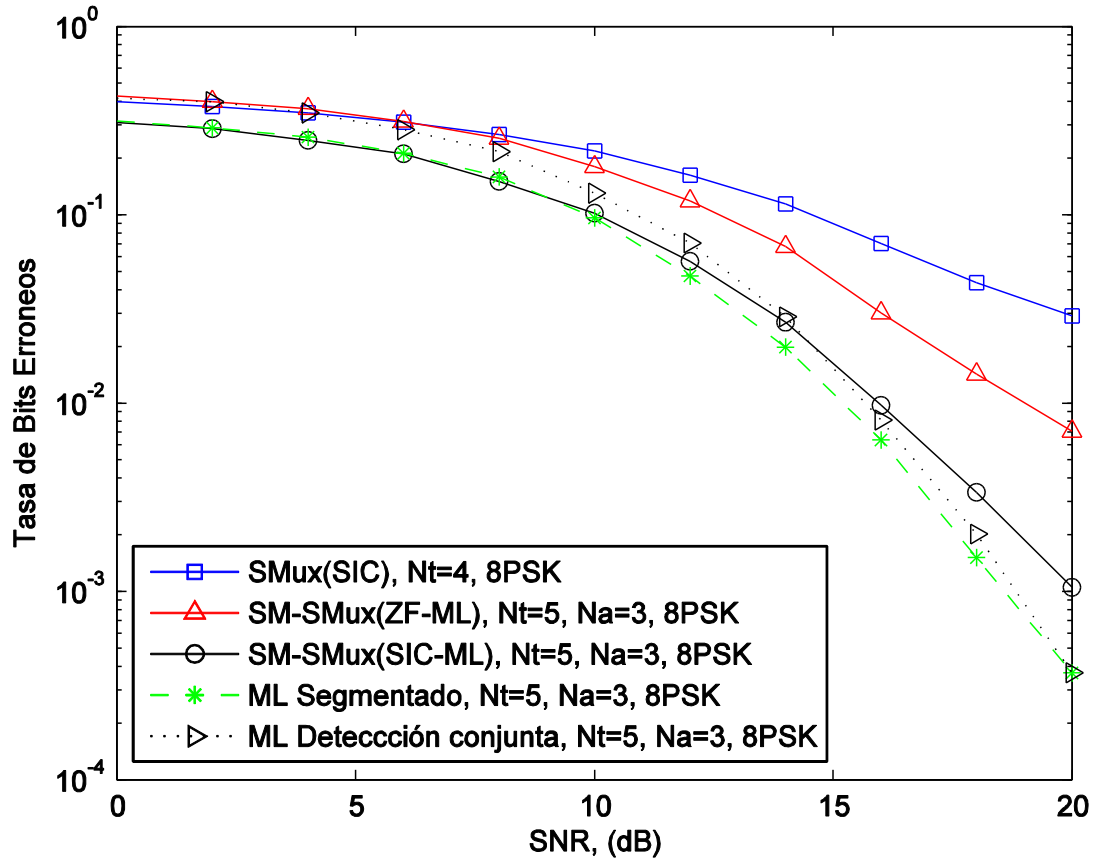


Figura 17. Comparación del desempeño de las técnicas de detección SM-SMux para una transmisión de 12 bpcu.

### 3.10.7 Conclusiones

El esquema de SM-SMux muestra un aumento de la eficiencia espectral en comparación con los esquemas básicos SM-MIMO. Como resultado de la explotación de la dimensión espacial, SM-SMux tiene un desempeño mejorado en comparación con el esquema convencional SMux/SIC. Por último, el algoritmo SIC-ML supera claramente los algoritmos ZF-ML y SMux/SIC. El esquema segmentado ML-ML tiene un desempeño similar que el esquema ML con detección conjunta con la ventaja de una menor complejidad en la detección.

## Capítulo 4. Sistemas SM-MIMO multiusuario

---

En este capítulo se analizan esquemas MIMO multiusuario (MU-MIMO) con modulación espacial en el enlace de bajada. Primeramente se analiza un esquema sin precodificación, posteriormente se analiza un esquema con precodificación mediante códigos Walsh y finalmente se analiza un esquema con una precodificación BD. En los esquemas MU-MIMO se considera una precodificación con el objeto de eliminar la interferencia inter-usuarios. En los esquemas convencionales esta precodificación se realiza normalmente en base al conocimiento de canal (CSI) de manera que el usuario recibe únicamente la información que le es enviada, mientras que la información para otros usuarios es cancelada por el canal. Actualmente existen varias alternativas para la implementación de esquemas de precodificación en sistemas MU-MIMO, entre otros: MU-CI y MU-BD analizados en el capítulo 2. Adicionalmente es necesario eliminar la interferencia inter-antena. Esta interferencia puede ser cancelada en el receptor usando técnicas de detección MIMO monousuario analizadas en 2.5.

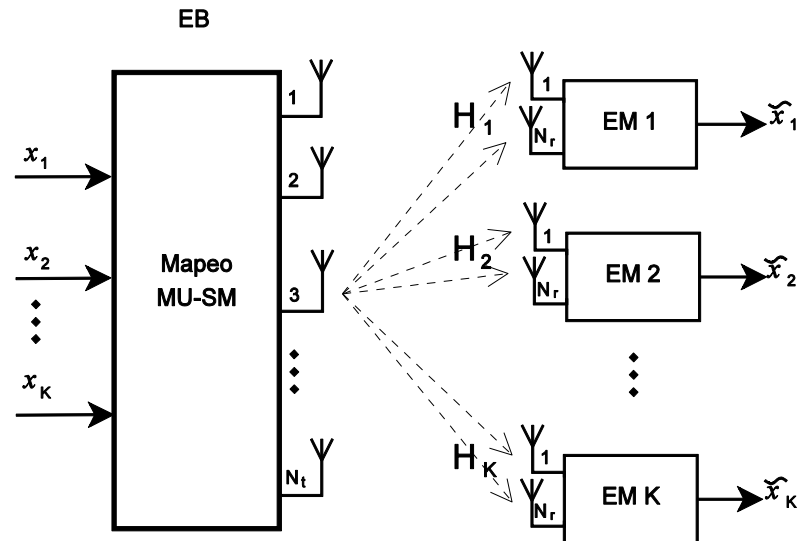
### 4.1 Esquema MU-MIMO en enlace de bajada utilizando modulación espacial sin precodificación

En este apartado se analiza un esquema MU-MIMO en el enlace de bajada utilizando SM sin precodificación (Castillo-Soria, *et al.* 2014). En lugar de utilizar varias antenas transmisoras y solo una antena receptora como en el esquema CI, en este esquema únicamente se activa una antena en el transmisor a la vez, mientras que los usuarios pueden utilizar una o varias antenas receptoras. Se analiza un modelo de sistema para el esquema MU-SM y se analiza el desempeño en tasa de bits erróneos utilizando métodos analíticos. Los resultados se comparan con el esquema convencional MU-CI.

#### 4.1.1 Modelo de sistema MU-SM

La figura 18 muestra el modelo general del sistema MU-SM. El sistema consiste de un enlace MU-MIMO descendente con  $N_t$  antenas transmisoras y  $K$  usuarios (estaciones móviles) cada uno con  $N_r$  antenas receptoras. En general los sistemas SM pueden transmitir  $n = \log_2(MM')$  bpcu, donde  $M$  es el tamaño de la constelación M-QAM y

$M' = N_t = 2^k$  es el tamaño de la constelación espacial,  $k$  es un número entero positivo. Por lo tanto  $n$  es el límite de usuarios que pueden ser atendidos por el sistema MU-SM, sin embargo, si se atienden menos de  $n$  usuarios, el sistema tiene la flexibilidad para transmitir una cantidad diferente de bits por usuario.



**Figura 18. Modelo de sistema MU-SM sin precodificación.**

En el esquema MU-SM todos los usuarios reciben la cadena completa de bits, posteriormente, en una segunda etapa de detección se recuperan sólo los bits que han sido enviados a cada usuario en particular.

En el bloque de transmisión, los  $K$  símbolos de entrada  $x = [x_1, x_2, \dots, x_K]$  componen una cadena de bits la cual es mapeada al vector de constelación  $s_q^j = [0, 0, s_q, 0, \dots, 0]^T$  donde  $s_q$  es el  $q$ -ésimo símbolo de la constelación QAM y el índice " $j$ " representa la posición de la única antena transmisora activa. En el vector  $s_q^j$  solo el  $j$ -ésimo símbolo es diferente de cero.

La tabla 9 muestra un ejemplo de asignación para un sistema con  $K=4$  usuarios, cada usuario recibe 1 bpcu. En este ejemplo se usa una constelación  $M=2$  para transmitir 1 bit a cada usuario utilizando una modulación BPSK. Las fases y amplitudes se definen como:  $\varphi_1 = \frac{e^{i0}}{\sqrt{2}}$  y  $\varphi_2 = \frac{e^{i\pi}}{\sqrt{2}}$ . La constelación espacial es usada para transmitir 3 bits, por

lo tanto se requiere de:  $N_t = 2^3 = 8$  antenas transmisoras. Considerando el primer usuario de la tabla 9, los primeros 8 símbolos transmitidos representan  $x_1=0$ .

**Tabla 9. Regla de mapeo del sistema MU-SM.**

Símbolos de entrada [ $x_1$ $x_2$ $x_3$ $x_4$ ]	$j, (q)$	Transmisión, $s_q^j$
[0 0 0 0]	1,(1)	[ $s_1$ 0 0 0 0 0 0 0]
[0 0 0 1]	1,(2)	[ $s_2$ 0 0 0 0 0 0 0]
[0 0 1 0]	2,(1)	[0 $s_1$ 0 0 0 0 0 0]
[0 0 1 1]	2,(2)	[0 $s_2$ 0 0 0 0 0 0]
[0 1 0 0]	3,(1)	[0 0 $s_1$ 0 0 0 0 0]
[0 1 0 1]	3,(2)	[0 0 $s_2$ 0 0 0 0 0]
[0 1 1 0]	4,(1)	[0 0 0 $s_1$ 0 0 0 0]
[0 1 1 1]	4,(2)	[0 0 0 $s_2$ 0 0 0 0]
[1 0 0 0]	5,(1)	[0 0 0 0 $s_1$ 0 0 0]
[1 0 0 1]	5,(2)	[0 0 0 0 $s_2$ 0 0 0]
[1 0 1 0]	6,(1)	[0 0 0 0 0 $s_1$ 0 0]
[1 0 1 1]	6,(2)	[0 0 0 0 0 $s_2$ 0 0]
[1 1 0 0]	7,(1)	[0 0 0 0 0 0 $s_1$ 0]
[1 1 0 1]	7,(2)	[0 0 0 0 0 0 $s_2$ 0]
[1 1 1 0]	8,(1)	[0 0 0 0 0 0 0 $s_1$ ]
[1 1 1 1]	8,(2)	[0 0 0 0 0 0 0 $s_2$ ]

En forma conjunta los índices  $j$  y  $q$  representan un punto en la constelación extendida AFE. El vector de señal recibida  $\mathbf{y}_i \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  para el  $i$ -ésimo usuario cuando el vector de transmisión  $s_q^j$  es utilizado está dado por:

$$\mathbf{y}_i = \sqrt{\rho_i} \mathbf{H}_i \mathbf{s}_q^j + \mathbf{z}_i, \quad (96)$$

donde  $\mathbf{H}_i$  representa la matriz de ganancia del canal entre la Estación Base (EB) y el  $i$ -ésimo usuario.  $\mathbf{z}_i$  es el ruido blanco Gaussiano aditivo (AWGN) para el  $i$ -ésimo usuario,  $\beta_i$  es la relación señal a ruido (SNR) promedio en cada antena receptora. Tanto  $\mathbf{H}_i$  como  $\mathbf{z}_i$  tienen cantidades independientes e idénticamente distribuidas (iid) con  $\mathcal{CN}(0,1)$ .

El sistema completo se puede representar como:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{N_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\beta_1} \mathbf{H}_1 \\ \sqrt{\beta_2} \mathbf{H}_2 \\ \vdots \\ \sqrt{\beta_{N_r}} \mathbf{H}_{N_r} \end{bmatrix} \mathbf{s}_q^j + \begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{z}_{N_r} \end{bmatrix} \quad (97)$$

#### 4.1.2 Detección de señales

El objetivo de la primera etapa de detección es estimar los índices  $j$  y  $q$ . Suponiendo que las entradas de canal son equiprobables, la detección óptima se logra por la regla de máxima similitud (ML). La regla ML realiza una comparación entre la señal recibida  $\mathbf{y}_i$  y el conjunto completo de la constelación extendida AFE y decide a favor de la combinación  $[\tilde{j}, \tilde{q}]$  que minimiza la distancia euclidiana, es decir:

$$[\tilde{j}, \tilde{q}] = \underset{j=\{1,2,\dots,M\}, q=\{1,2,\dots,M\}}{\arg \min} \|\mathbf{y}_i - \sqrt{\beta} \mathbf{H}_i \mathbf{s}_q^j\|_F^2. \quad (98)$$

Si se utiliza más de una antena receptora, se usa MRC (analizado en 2.5.1). Una vez que los índices  $j$  y  $q$  son estimados, el receptor elige sus bits correspondientes. Esta regla de asignación es diferente para cada usuario. Por ejemplo, considerando al usuario 1 en la tabla 9. Se toma la decisión final basados sólo en el índice  $j$ , como se muestra en el diagrama a bloques de la figura 19. Observe que en esta etapa de la detección, el usuario puede adquirir cualquier cantidad de bits de la ristra recibida.

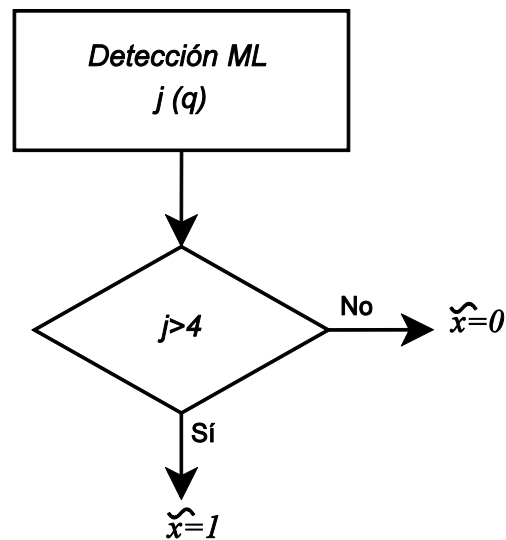


Figura 19. Diagrama de bloques de la segunda etapa de detección para el usuario 1.

### 4.1.3 Análisis de desempeño

Con el fin de derivar la probabilidad de error de bit del esquema MU-SM, se utiliza la técnica de cota superior. Teniendo en cuenta el diagrama de bloques en la figura 19, si sólo se transmite un bit por usuario, la probabilidad de error en bits para SM está acotada como (Proakis. J.G., 2001):

$$P_{e,\text{bit}} \leq E_x \left[ \frac{\gamma}{2} \sum_{j,\tilde{q}} N(q, \tilde{q}) P(x_{jq} \rightarrow x_{j\tilde{q}}) \right]$$

$$= \frac{\gamma}{2} \sum_{j=1}^{N_t} \sum_{q=1}^M \sum_{\tilde{j}=1}^{N_t} \sum_{\tilde{q}=1}^M \frac{N(q, \tilde{q}) P(x_{jq} \rightarrow x_{j\tilde{q}})}{N_t M}, \quad (99)$$

donde  $N(q, \tilde{q})$  es el número de bits erróneos entre el símbolo  $x_q$  y  $x_{\tilde{q}}$ , y  $P(x_{jq} \rightarrow x_{j\tilde{q}})$  denota la probabilidad de error de una pareja (PEP) de decidir por el vector  $x_{j\tilde{q}}$  dado que se transmite  $x_{jq}$ . Además  $\gamma = \frac{\sum_{k=1}^m k \binom{m}{k}}{2^{m-1}}$ . El PEP se puede calcular en forma cerrada como, (Alouni, *et al.*, 1999):

$$P(x_{jq} \rightarrow x_{j\tilde{q}}) = \mu^{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \binom{N_r-1+k}{k} [1-\mu]^k, \quad (100)$$

donde  $\mu = \left(1 - \sqrt{\frac{\sigma^2}{1+\sigma^2}}\right)$  y  $\sigma^2 = \frac{\beta(|x_q|^2 + |x_{\tilde{q}}|^2)}{4}$  para constelaciones reales (Jeganathan, *et al.* 2008).

Sustituyendo (100) en (99) se obtiene la expresión analítica para la probabilidad de error de bits del esquema MU-SM:

$$P_e \leq \frac{\gamma}{2} \sum_{q=1}^M \sum_{\tilde{q}=1}^M \frac{N_t N(q, \tilde{q}) \mu^{N_r} \sum_{k=0}^{N_r-1} \binom{N_r-1+k}{k} [1-\mu]^k}{M}. \quad (101)$$



#### 4.1.4 Resultados de la simulación

El desempeño del sistema se calcula considerando la probabilidad de bits erróneos promedio (ABEP). Para la simulación se considera un canal plano con desvanecimiento tipo Rayleigh sin correlación, se considera una potencia de transmisión unitaria y la misma cantidad de bits recibidos por usuario para ambos esquemas. Para el esquema MU-CI se considera conocimiento perfecto del canal (CSI) en el transmisor.

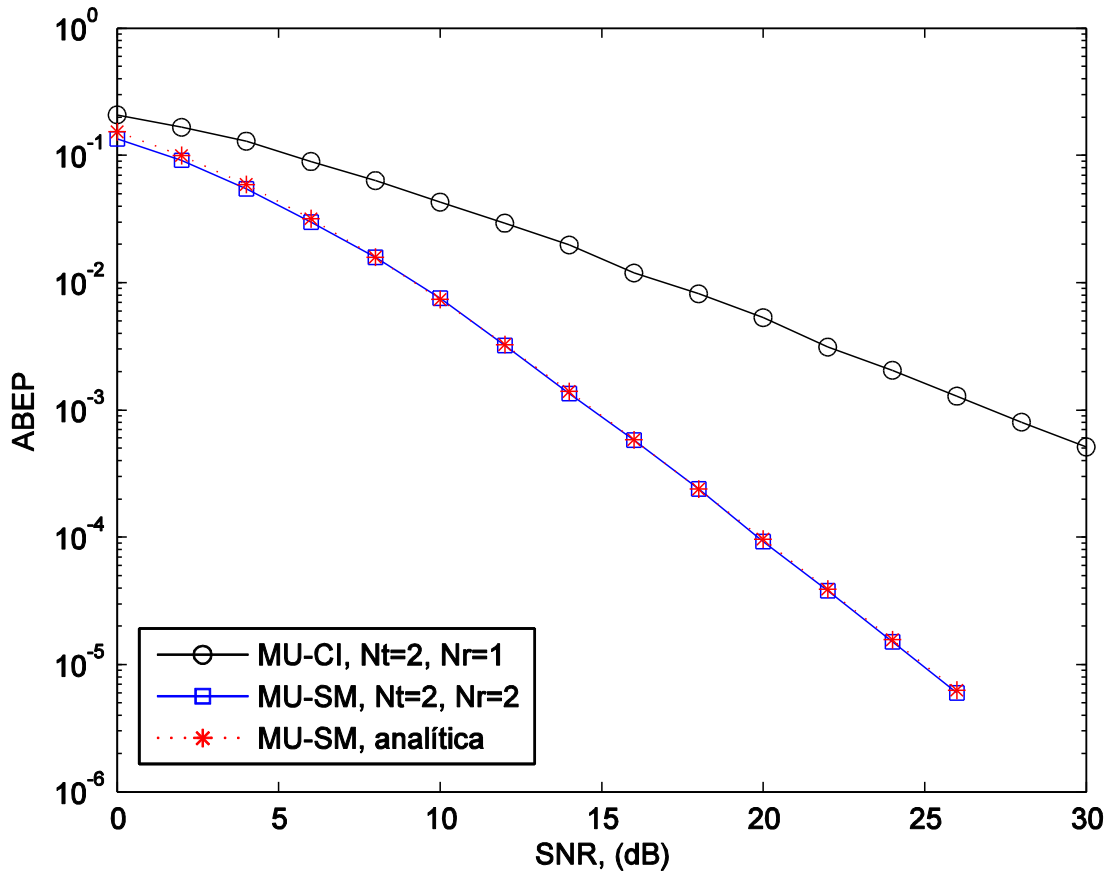


Figura 20. Desempeño de los sistemas MU-CI y MU-SM para 2 usuarios.

Los resultados de la figura 20 se obtienen considerando  $K=2$  usuarios y una modulación BPSK. El esquema MU-CI utiliza  $N_t=2$  antenas transmisoras y  $N_r=1$  antenas receptoras. Mientras que el esquema MU-SM considera  $N_t=2$  con solo 1 antena activa en un tiempo y  $N_r=2$ . La figura 20 muestra además que el resultado analítico derivado en (100) se ajusta a los valores obtenidos en la simulación para el esquema MU-SM. Como puede

observarse, el esquema propuesto tiene ganancias de aproximadamente 15 dB para una ABEP de  $10^{-3}$  aproximadamente.

La figura 21 muestra una comparación de ambos esquemas considerando  $K = 4$  usuarios y una modulación BPSK. El esquema MU-CI utiliza:  $N_t=4$  antenas transmisoras y  $N_r=1$ . El esquema de MU-SM utiliza  $N_t=8$  con una sola antena activa a la vez y  $N_r=2$ . En comparación con el esquema de referencia, el esquema MU-SM tiene ganancias de 11 dB para una ABEP de  $10^{-3}$  aproximadamente. Los resultados analíticos y de simulación representados confirman que las expresiones teóricas son adecuadas para determinar el desempeño del esquema MU-SM para tasas de error media y baja.

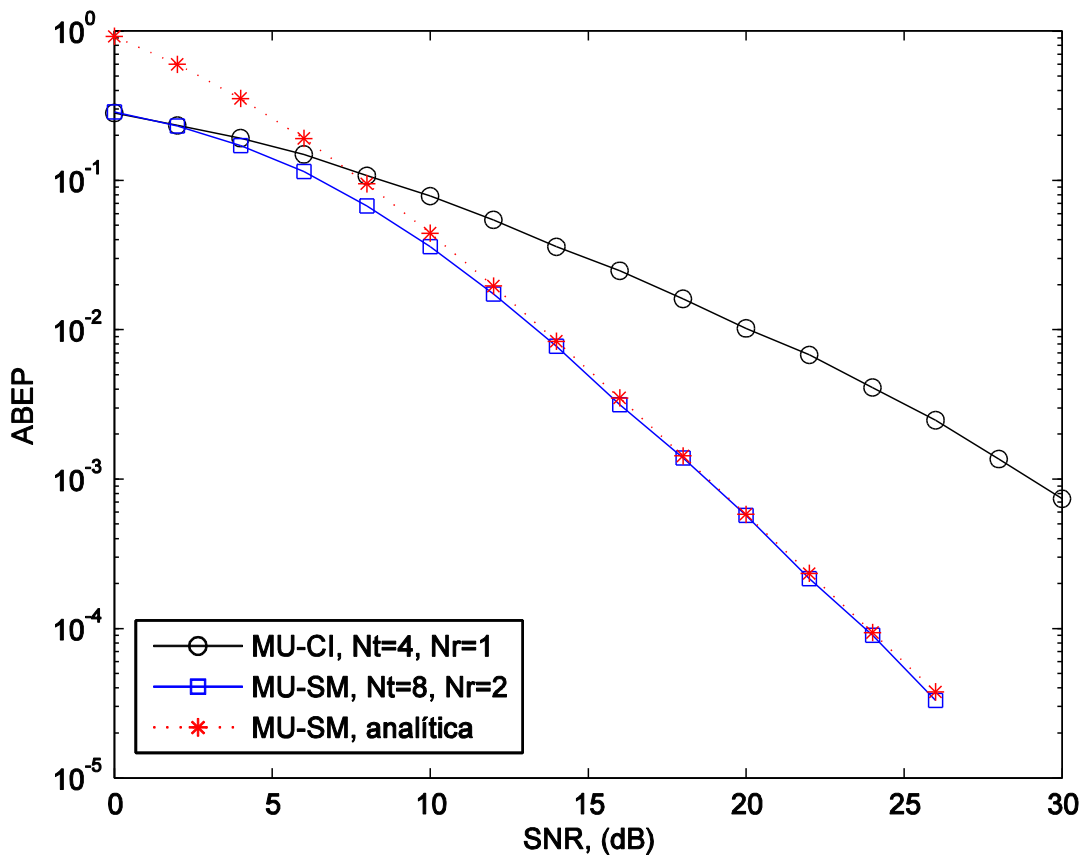


Figura 21. Desempeño de los sistemas MU-CI y MU-SM para 4 usuarios.

#### 4.1.5 Complejidad

La complejidad ( $\delta$ ) en los detectores se calcula como la suma de operaciones complejas (CO) realizadas considerando detección ML. Adicionalmente a las operaciones aritméticas, se considera una comparación como una operación compleja.

El cálculo de la norma de las diferencias entre la señal recibida y las  $M$  posibilidades en la constelación M-QAM requiere  $2M$  CO, la búsqueda de la distancia mínima requiere:  $M$  CO. Sumando esos resultados parciales tenemos que la complejidad del receptor MU-CI es:

$$\delta_{\text{MU-CI}} = 3M \text{ CO.} \quad (102)$$

La complejidad del esquema MU-SM se calcula utilizando (98). El tamaño de la constelación es:  $N_t M$ . El valor absoluto de las diferencias entre la señal recibida y el vector de constelación se calcula usando:  $2N_t M$  CO. Encontrar la distancia mínima utiliza  $N_t M$  CO. La suma total considerando  $N_r$  antenas de recepción es:

$$\delta_{\text{MU-SM}} = 3N_r N_t M \text{ CO.} \quad (103)$$

La tabla 10 muestra los resultados de complejidad ( $\delta$ ) en los detectores para ambos esquemas cuando se usan  $N_t = 8$  antenas transmisoras.

**Tabla 10. Complejidad de los detectores: MU-CI y MU-SM,  $N_r = 1, M = 2$ .**

Usuarios \ sistema	MU-CI [CO]	MU-SM [CO]
2 usuarios	6	$3 \times 2^2 = 12$
4 usuarios	6	$3 \times 2^4 = 48$
6 usuarios	6	$3 \times 2^6 = 192$

#### 4.1.6 Discusión

En este análisis, se ha considerado para comparación el esquema convencional de Inversión de Canal (CI) (Peel, *et al.* 2005). Debido a que este esquema utiliza sólo una antena por cada usuario, no existe la interferencia inter-antena, lo cual resulta en un sistema con una complejidad de detección reducida. Sin embargo, una desventaja importante del esquema CI (y otras técnicas MU-MIMO) es que la información del estado del canal (CSI) debe ser conocida en el transmisor para realizar la

precodificación de los símbolos transmitidos. Cabe destacar que la estimación de canal requiere un ancho de banda adicional y el número de errores en el detector se puede incrementar debido a una estimación imperfecta del canal. El hecho de que el esquema MU-SM no utilice CSI es una de sus principales ventajas; sin embargo, resulta en una mayor complejidad en la detección aunque todavía moderada y práctica para un número limitado de usuarios. Una alternativa es la implementación de algoritmos de detección SM con complejidad reducida como los presentados en (Ping-Yang, *et al.* 2012).

#### **4.1.7 Conclusiones**

Las características del esquema MU-SM sugieren que su aplicación puede ser apropiada en sistemas con pocos usuarios utilizando baja o media capacidad, con las ventajas de un desempeño considerablemente superior, simplicidad en la implementación y flexibilidad en la transmisión de bits por usuario. Además, el esquema MU-SM tiene las siguientes ventajas: *i*) el número de antenas transmisoras es independiente del número de antenas receptoras, *ii*) la interferencia entre portadoras (ICI) se evita por completo, *iii*) el esquema es eficiente energéticamente. La principal desventaja del esquema propuesto es un aumento de la complejidad en la detección cuando se incrementa la cantidad de usuarios conectados al sistema.

## **4.2 Esquema MU-MIMO en enlace de bajada usando SSK y códigos Walsh**

El esquema MU-SM analizado en 4.1, muestra ganancias de desempeño significativas y además tiene la ventaja de no requerir CSI en la transmisión, sin embargo, tiene el inconveniente de una complejidad en la detección considerablemente alta. La razón principal por la que este esquema tiene una complejidad alta es que no se considera una etapa de precodificación. Para superar este inconveniente, en este apartado se analiza un esquema de transmisión MU-MIMO en enlace descendente que utiliza SSK y códigos Walsh. La técnica SSK se utiliza porque es el esquema más simple que emplea un solo transmisor RF, mientras que tiene la menor complejidad en la detección. Los

códigos Walsh se utilizan para la identificación de los múltiples usuarios (Swick, D. 1969).

#### 4.2.1 Modelo de sistema MU-SSK

La figura 22 muestra el modelo de sistema MU-SSK, el cual consta de un enlace inalámbrico MU-MIMO con  $N_t$  antenas transmisoras de las cuales se activa únicamente una a la vez y  $K$  usuarios, cada uno con  $N_r$  antenas receptoras. En el transmisor, la señal de entrada  $\hat{x}_i$  se expande por un código Walsh. Los códigos Walsh son ortogonales e identifican a cada usuario en el sistema. Posteriormente, se suman todas las señales con el fin de generar la señal de salida  $\mathbf{x} = [x'_1 \mathbf{C}_1 + x'_2 \mathbf{C}_2 + \dots + x'_K \mathbf{C}_K]$ . Ya que cada señal codificada tiene sólo niveles de +1 y -1, la señal de salida tiene como máximo  $(2K + 1)$  niveles de amplitud incluyendo el cero. Esta señal multinivel se mapea al vector de constelación espacial  $\mathbf{s} = [s_1, s_2 \dots s_{N_t}]^T$ . Por lo tanto, la asignación de SSK tiene  $(2K + 1)$  antenas transmisoras de las cuales se activa sólo una antena a la vez.

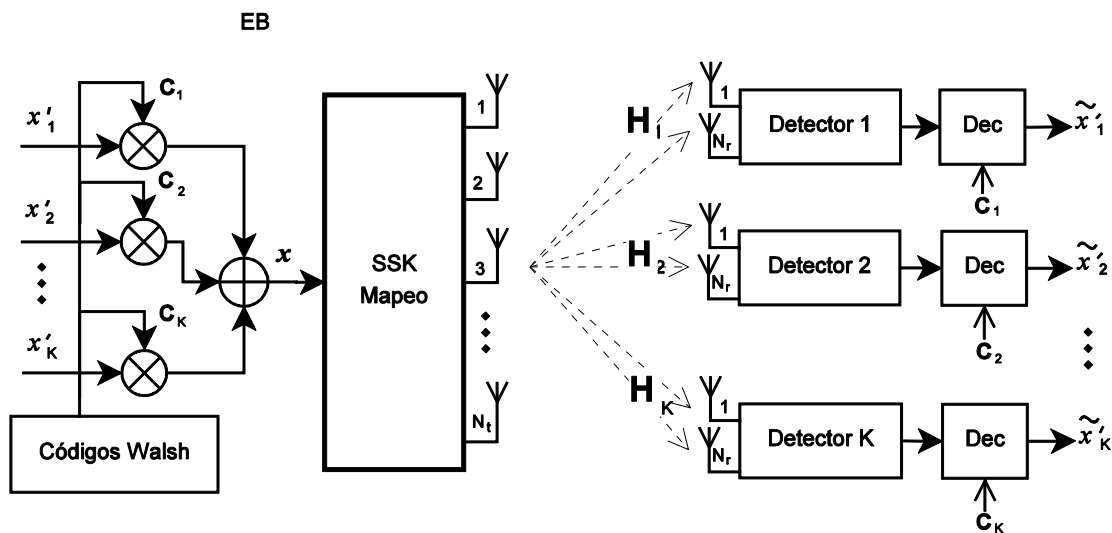


Figura 22. Modelo de sistema MU-SSK.

La señal modulada se transmite a través de un canal inalámbrico  $\mathbf{H}$  de dimensiones  $N_r \times N_t$  y experimenta un canal con desvanecimientos tipo Rayleigh con respuesta plana. La señal recibida está dada por  $\mathbf{y} = \sqrt{\beta} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{z}$ , donde  $\mathbf{z}$  es el ruido AWGN y  $\beta$  es

la relación señal a ruido (SNR) promedio en cada antena receptora. Tanto  $\mathbf{H}$  como  $\mathbf{z}$  tienen entradas i.i.d. conforme a  $\mathcal{CN}(0,1)$ . El receptor del sistema MU-SSK calcula el índice de antena que se utilizó durante la transmisión y mapea ese índice a un nivel de amplitud de la señal, posteriormente cada usuario utiliza su propia palabra de código Walsh para recuperar la señal transmitida.

#### 4.2.2 Resultados de la simulación

Con el fin de obtener comparaciones justas, los esquemas de referencia utilizan una técnica de codificación/decodificación de redundancia mientras que el esquema MU-SSK utiliza códigos Walsh ortogonales. Para todas las simulaciones se ha considerado una restricción de potencia unitaria y perfecto conocimiento del estado del canal (CSI). Todos los esquemas transmiten 1 bpcu por usuario y la probabilidad promedio de bits erróneos (ABEP) se ha calculado como el promedio de la tasa de error de bit (BER) de todos los usuarios en el sistema. La figura 23 muestra el desempeño del sistema MU-SSK. Nótese que para una ABEP de  $10^{-3}$ , la SNR aumenta aproximadamente 2.5 dB cuando la cantidad de usuarios se incrementa al doble.

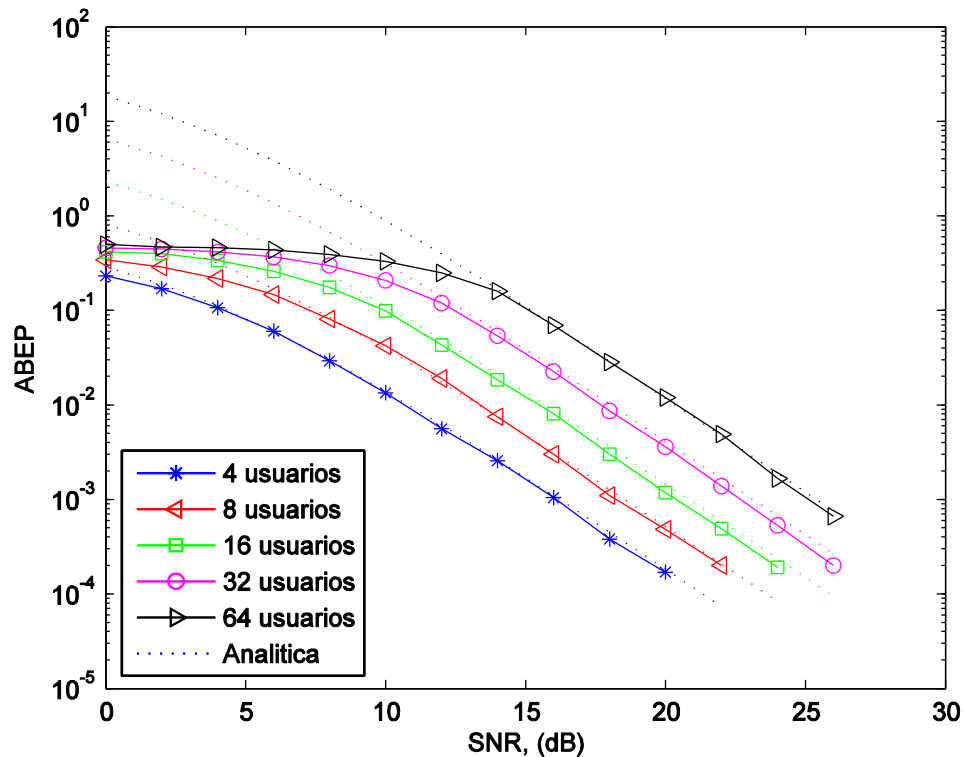
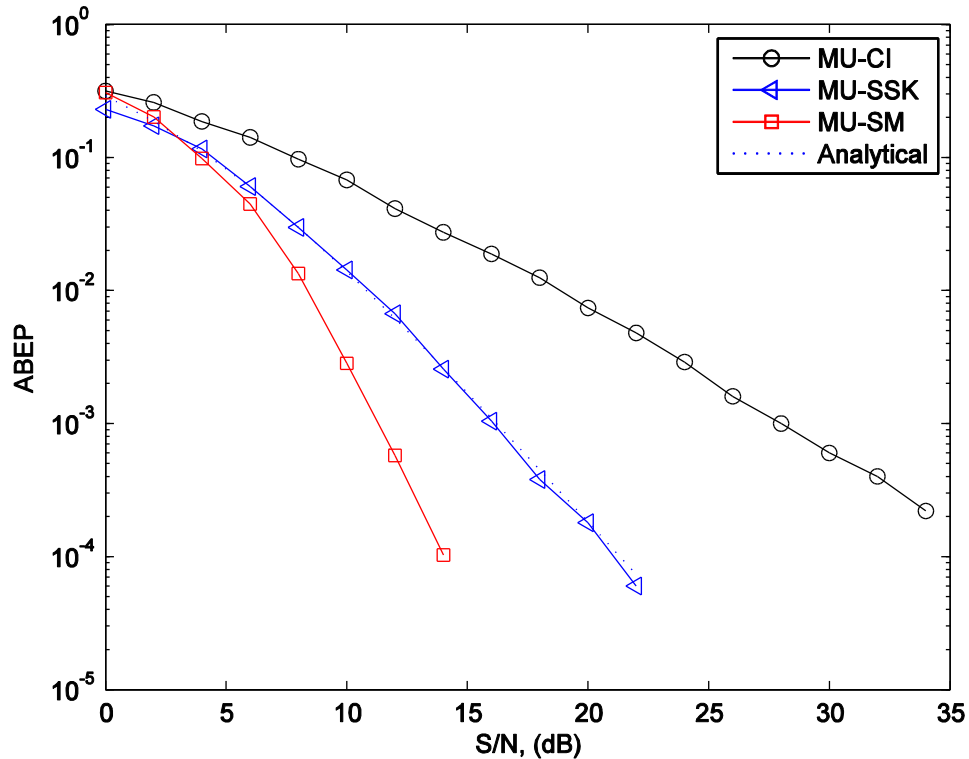


Figura 23. Desempeño del sistema MU-SSK.

La figura 24 muestra una comparación del desempeño del esquema MU-SSK, contra el esquema MU-SM sin precodificación y el esquema de referencia MU-CI considerando 4 usuarios. Como se observa, el esquema MU-SSK tiene ganancias de desempeño de 11 dB aproximadamente en comparación con el esquema de MU-CI para un ABEP de  $10^{-3}$ . En comparación con el esquema MU-SM sin precodificar, el esquema tiene pérdidas en desempeño de 4 dB aproximadamente.



**Figura 24. Comparación del desempeño de los sistemas: MU-SSK, MU-CI y MU-SM.**

La tabla 11 muestra la complejidad de los detectores de los sistemas analizados. Se observa que el esquema MU-SSK tiene una complejidad moderada en comparación con el esquema MU-SM.

**Tabla 11. Complejidad de los detectores de los sistemas: MU-CI, MU-SM y MU-SSK.**

Usuarios \ Esquema	MU-CI [CO]	MU-SM [CO]	MU-SSK [CO]
4 usuarios	24	192	116
8 usuarios	48	6144	424

### 4.2.3 Conclusiones

El esquema MU-SSK utiliza SSK y códigos Walsh para generar una transmisión de broadcast MIMO multiusuario. Los resultados muestran que el sistema MU-SSK mejora el desempeño del esquema MU-CI y tiene complejidad de detección reducida en comparación al esquema MU-SM. Adicionalmente el esquema MU-SSK, no requiere CSI en el transmisor y utiliza solo un transmisor RF.

## 4.3 Esquema MU-MIMO en enlace de bajada usando BD y SM generalizado

En este apartado se analiza un esquema que combina las técnicas BD y SM generalizado. En el esquema resultante BDSM los símbolos modulados utilizando la constelación M-QAM se envían a un usuario específico basado en el subsistema BD (canal unicast), mientras que la señal transmitida utilizando el subsistema SM es detectada por todos los usuarios (canal de broadcast). En este caso, la interferencia multiusuario se cancela en el transmisor mediante el uso de la técnica de BD, mientras que el subsistema SM opera considerando la interferencia inter-antena en los receptores.

### 4.3.1 Modelo del sistema BDSM

La figura 25 muestra el modelo del sistema BDSM. El sistema tiene  $K$  usuarios independientes (estaciones móviles), cada uno con  $N_r$  antenas receptoras. La estación base tiene  $N_t$  antenas de transmisión y  $N_a$  antenas activas. La configuración extremo a extremo se puede considerar como un enlace descendente MU-MIMO:  $(K \cdot N_r) \times \begin{bmatrix} N_t \\ N_a \end{bmatrix}$ .

En esta notación debe ser claro que sólo  $N_a$  antenas de un total de  $N_t$  antenas se activan en un momento dado. Para el  $i$ -ésimo usuario ( $i = 1, 2, \dots, K$ ), el bloque de transmisión se define como:  $\mathbf{b}_i = [\mathbf{x}'_i, a_j]$ , donde  $\mathbf{x}'_i \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  es un vector que contiene uno o más símbolos QAM, mientras que  $a_j$  es el  $j$ -ésimo elemento del conjunto  $A = \{a_1, a_2, \dots, a_{M'}\}$  y representa el símbolo transmitido utilizando la constelación espacial que se detecta por todos los usuarios en el sistema.  $M'$  es el tamaño de la



constelación espacial y se define como el número de combinaciones  $N_a$  de  $N_t$  tal que,  $M' = 2^k \leq \binom{N_t}{N_a}$  donde  $k$  es un número entero positivo.

El vector  $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_a}]^T$  es la salida del subsistema de BD, donde  $N_a = K \times N_r$  es una restricción impuesta por el esquema BD.  $\mathbf{s}^j = [x_1, 0, x_2, 0, 0, \dots, x_{N_a}]^T$  es el vector de señal transmitida, donde el índice  $j$  representa un grupo de antenas activas. Todos los elementos de  $\mathbf{s}^j \in \mathbb{C}^{N_t \times 1}$  son ceros, excepto los elementos que corresponden a las antenas activas.

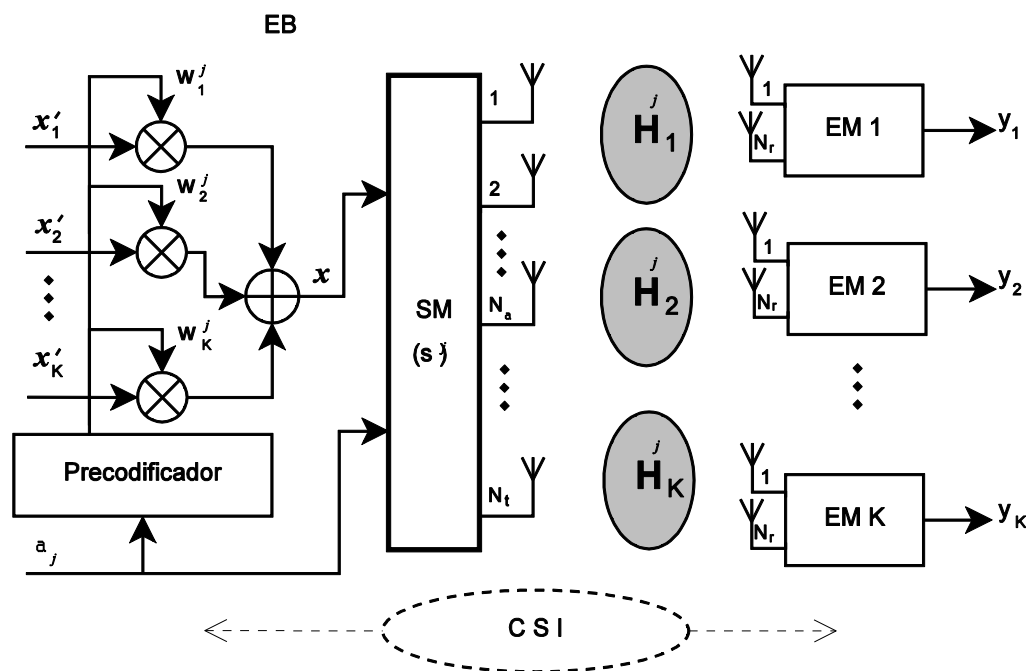


Figura 25. Modelo de sistema BDSM.

El esquema analizado puede transmitir  $n = \log_2(M') + N_a \log_2(M)$  bpcu, donde  $M$  es el tamaño de la constelación M-QAM. La señal recibida  $\mathbf{y}_i \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ . ( $i = 1, 2, \dots, K$ ), por el  $i$ -ésimo usuario, se puede expresar como:

$$\mathbf{y}_i = \sqrt{\beta_i} \mathbf{H}_i \mathbf{s}^j + \mathbf{z}_i, \quad (104)$$

donde  $\mathbf{H}_i$  representa la matriz de ganancia del canal entre la EB y el  $i$ -ésimo usuario.  $\mathbf{z}_i \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$  es el ruido blanco aditivo gaussiano (AWGN) para el  $i$ -ésimo usuario. Tanto

como  $\mathbf{z}$  tienen entradas i.i.d. con  $\mathcal{CN}(0,1)$ .  $\beta_i$  es la relación señal a ruido (SNR) promedio en cada antena receptora.

### 4.3.2 Resultados de la simulación

Para las simulaciones se ha considerado un canal plano con desvanecimientos tipo Rayleigh y correlación espacial. Se considera una restricción de potencia unitaria y perfecto conocimiento del estado del canal (CSI). El desempeño de los sistemas se compara usando detección conjunta ML. La tasa de error de bit (BER) se evalúa como el promedio de todos los usuarios en el sistema.

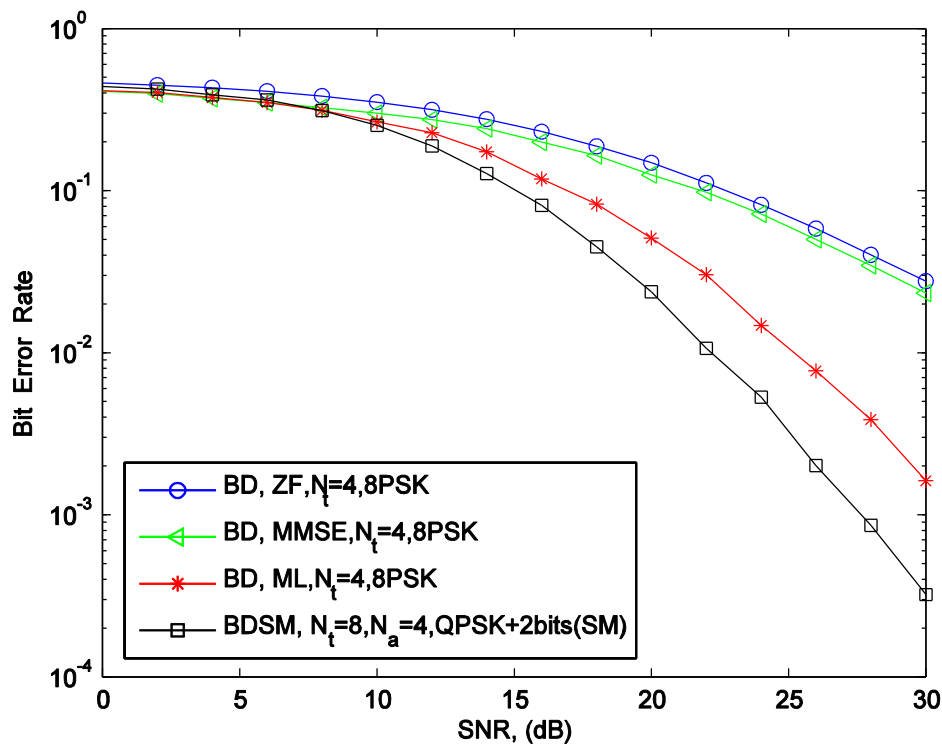


Figura 26. Comparación del desempeño del esquema BDSM y del esquema BD, considerando una transmisión de 6 bpcu y correlación de canal con  $\rho=0.7$ .

La figura 26 muestra una comparación del desempeño para una transmisión de 6 bpcu. El esquema BDSM utiliza una configuración  $(2 \cdot 2) \times \begin{bmatrix} 8 \\ 4 \end{bmatrix}$  QPSK + 2 bits (SM), (es decir que en el esquema BDSM comparten 2 bits). Se utiliza un canal con correlación  $\rho=0.7$ . Se observa que el esquema BDSM supera al esquema BD con detección óptima ML por 4 dB para tasas de error de  $10^{-3}$  aproximadamente.

La figura 27 muestra una comparación de desempeño de los sistemas BDSM y BD. El esquema BD transmite 2 bits. El esquema de BDSM transmite 2 bits en el canal unicast y 1 bit en el canal de broadcast con  $\rho=0.7$ . Se observa un desempeño similar en el esquema BDSM y el esquema BD con detección óptima ML.

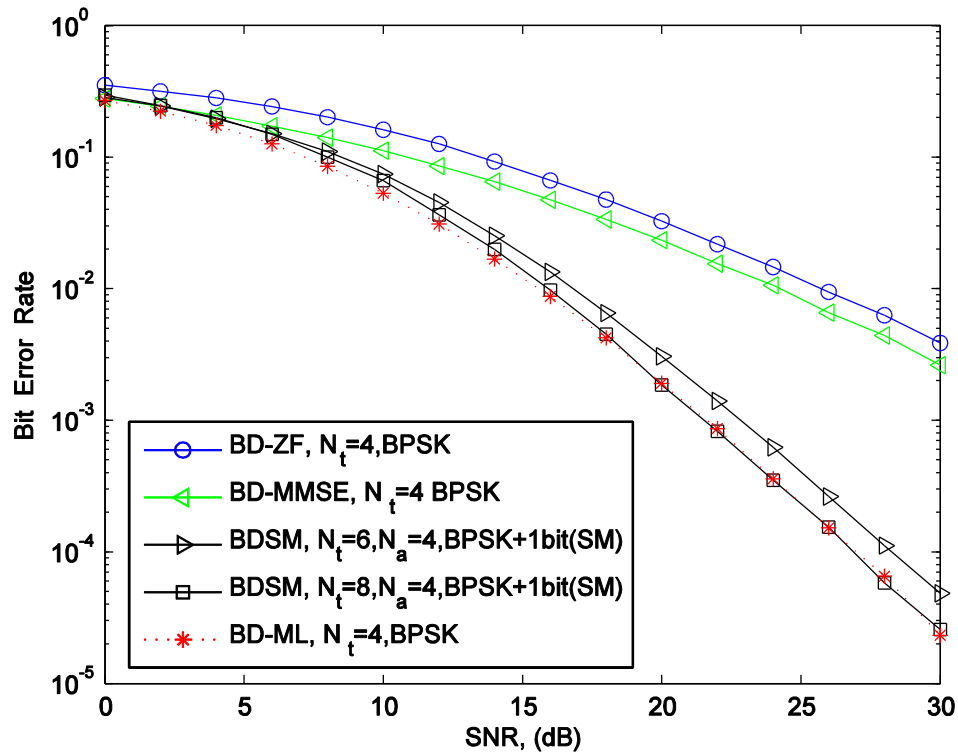


Figura 27. Comparación de desempeño. El esquema BD transmite 2 bits. El esquema de BDSM transmite 2 bits en el canal unicast y 1 bit en el canal de broadcast, se considera  $\rho=0.7$ .

#### 4.3.3 Conclusiones

Como se observa en los resultados, el esquema BDSM mostró mejor desempeño que el esquema convencional BD para el caso en que se consideraron algunos bits de transmisión broadcast. Por otro lado, cuando el canal de broadcast se consideró únicamente en el esquema BDSM, éste mostró un desempeño similar al del esquema de referencia con la ventaja de transmitir un bit adicional en el canal de broadcast. El costo a pagar por el esquema BDSM es un incremento de la cantidad de antenas transmisoras utilizadas, sin embargo se utilizó la misma cantidad de antenas activas que en el sistema de referencia.

## Capítulo 5. Conclusiones

---

En esta tesis se han analizado diversos esquemas de transmisión MIMO que incorporan modulación espacial. Se ha demostrado que los esquemas SM MIMO monousuario con transmisor RF único, tienen ventajas en desempeño y complejidad en comparación con los esquemas SM-MIMO generalizados y los esquemas convencionales SMux. Adicionalmente los esquemas SM-MIMO de transmisor RF único son más eficientes energéticamente y evitan completamente la ICI. Sin embargo, una desventaja de estos esquemas, es que requieren de una gran cantidad de antenas transmisoras, cuando se usan constelaciones espaciales grandes, lo que puede ser una limitante, principalmente en implementaciones prácticas en las que se desea alta capacidad de transmisión.

Por su parte los esquemas generalizados mostraron una mejora en la eficiencia espectral a expensas de un moderado aumento en la complejidad de detección, sin embargo, ese aumento está todavía lejos de la eficiencia espectral que alcanzan los esquemas convencionales SMux. El esquema combinado SM y SMux es una alternativa que hereda las ventajas y desventajas de ambos esquemas. A medida que el sistema está dominado por la técnica SMux, se mejora en eficiencia espacial pero se pierden al mismo tiempo las ventajas intrínsecas de SM. En general el diseño del sistema puede verse como un problema de optimización considerando limitaciones del espectro, de energía y de espacio (cantidad de antenas utilizadas).

Los esquemas SM-MIMO multiusuario analizados mostraron ventajas en desempeño en comparación con los esquemas convencionales. El esquema sin precodificación que utiliza únicamente modulación espacial (MU-SM) es una alternativa para la implementación de esquemas multiusuario con mejoras considerables en desempeño la cual además no requiere conocimiento del estado del canal. Sin embargo, una desventaja del esquema MU-SM es su alta complejidad para una cantidad elevada de usuarios. Por su parte el esquema multiusuario que utiliza precodificación con códigos Walsh (MU-SSK), reduce considerablemente la complejidad del esquema MU-SM a la vez que presenta ventajas en desempeño en comparación con el esquema MU-CI (pero no así contra el esquema MU-SM) y no requiere conocimiento del estado del canal. Por

su parte el esquema BDSM analizado muestra que las técnicas MIMO multiusuario convencionales y la técnica SM pueden ser utilizadas en forma conjunta para agregar un canal de broadcast al sistema convencional de transmisión inalámbrico. En general los esquemas MIMO multiusuario analizados son capaces de ofrecer ventajas en desempeño y complejidad en comparación con las técnicas convencionales analizadas, heredando las características y ventajas de sus versiones monousuario utilizadas en cada caso. El costo que pagan estos sistemas es un aumento de la cantidad total de antenas transmisoras utilizadas pero no así de la cantidad de antenas transmisoras activas. Esta característica podría significar una mejora en la eficiencia energética del sistema al reducir la cantidad de transmisores RF utilizados.

En resumen, la modulación espacial extiende la constelación amplitud-fase a una constelación tridimensional AFE, adaptándose de manera natural a los esquemas de comunicación MIMO masivo, brindando ventajas en desempeño y complejidad así como una mayor flexibilidad en el diseño del sistema de comunicaciones inalámbricas. Aunque las técnicas SM-MIMO pertenecen a un campo de investigación todavía en desarrollo, son una alternativa prometedora en la implementación de los futuros sistemas de comunicación inalámbrica.

Como trabajo futuro se considera el análisis de las técnicas QSM y STSK sobre esquemas multiusuario y el análisis de técnicas beamforming para sistemas con modulación espacial. Otros temas de interés son: la evaluación de los sistemas MU-SM considerando esquemas multiportadora y escenarios multicélula, así como el impacto de los esquemas de transmisor RF único sobre la eficiencia energética del sistema.

## Lista de referencias bibliográficas

- Alamouti S. M. (1998). A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE Journal on Select Areas in Communications* 16(8), 1451-1458.
- Alouini, M.S., Goldsmith, A.J., (1999). A unified approach for calculating error rates of linearly modulated signals over generalized fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 47(9), 1324-1334.
- Alshamali & B. Quza, (2009, march). Spatial modulation: Performance evaluation in Nakagami fading channels. In *Proceedings of IEEE GCC Conf. & Exhibition*. (pp.1-4)
- Andrews, J.G., A. Ghosh, and R. Muhamed, (2007). *Fundamentals of WiMAX*. Englewood Cliffs. NJ, USA: Prentice Hall
- Babich, F.A.Crismani, M. Driusso, and L. Hanzo, (2012). Design criteria and genetic algorithm aided optimization of three-stage-concatenated space-time shift keying systems. *IEEE Signal Processing Letters*, 19(8), 543-546.
- Bazdresch, M., J. Cortez, O. Longoria, R. Parra Michel, (2012). A Family of Hibrid Space-Time Codes for MIMO Wireless Communications. *Journal of Applied Research and technology*, 10(2), 122-142.
- Bhekisizwe Mzimkhulu Mthethwa, Hongjun Xu. (2013). Spatial modulation over K multiplicative complex fading wireless channels. *IET Communications*, 7(9), 875–882.
- Castillo Soria, F.R., Sánchez García, J., Maciel Barboza, F.M., (2015). Improved Detection of SM-SMux Signals for MIMO Channels. *IEEE Latin America Transactions*, 13(1), 43-47.
- Castillo-Soria, F.R., J Sánchez-García, VI Rodríguez Abdala and R. Parra-Michel, (2014). Multiuser MIMO Downlink Transmission using Spatial Modulation. VI *IEEE Latin American Conference on Communications, Cartagena de Indias, Colombia*.
- Chau, Y., & Yu, S. H. (2001). Space modulation on wireless fading channels. In *Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Fall. IEEE VTS 54th* (Vol. 3, pp. 1668-1671).
- Cheng-Xiang Wang, Haider, F., Xiqi Gao, Xiao-Hu You, Yang Yang, Dongfeng Yuan, Aggoune, H., Haas, H., Fletcher, S., Hepsaydir, E., (2014). Cellular architecture and key technologies for 5G wireless communication networks. *IEEE Communications Magazine*, 52(2), 122-130.

- Choi, R. & Murch, R., (2003). A transmit preprocessing technique for multiuser MIMO systems using a decomposition approach. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 2(2), 20–24.
- Cisco, (2013). *Cisco visual networking index: Global mobile data traffic forecast update 2012-2017*. Recuperado en 2013 de <http://www.cisco.com>
- Costa, M. H M, (1983). Writing on dirty paper. *IEEE Transactions on Information Theory*, 29(3), 439-441.
- Datta, Tanumay, Chockalingam, A, (2013). On generalized spatial modulation. *IEEE Conference on Wireless Communications and Networking WCNC*, 7(10), 2716-2721.
- Di Renzo, M., Harald Haas and Peter M Grant, (2011). Spatial Modulation for Multiple-Antenna Wireless System: A Survey. *IEEE Communication Magazine*, 49(12), 182-191.
- Di Renzo, M., Harald Haas and Peter M Grant, (2012a). Bit Error Probability of SM-MIMO Over Generalized Fading Channels. *IEEE, Transactions on vehicular technology*, 61(3), 87-105.
- Di Renzo M. and H. Haas, (2010). Improving the performance of space shift keying (SSK) modulation via opportunistic power allocation. *IEEE Commun. Lett.*, 14(6), 500–502.
- Di Renzo M. and H. Haas, (2010). A general framework for performance analysis of space shift keying (SSK) modulation for MISO correlated Nakagami-m fading channels. *IEEE Trans. Commun.*, 58(9), 2590–2603.
- Di Renzo, M. D. De Leonardis, F. Graziosi, and H. Haas, (2012b). Space shift keying (SSK-) MIMO with practical channel estimates. *IEEE Trans. Commun.* 60(4), 998-1012.
- Di Renzo, M., Haas, H., Ghrayeb, A., Sugiura, S., Hanzo, L., (2014). Spatial Modulation for Generalized MIMO: Challenges, Opportunities, and Implementation. *Proceedings of the IEEE*, 102(1), 56-103.
- Ehsan Soleimani-Nasab, Ehsan Soleimani-Nasab, Mehrdad Ardebilipour, Ashkan Kalantari, (2013). Performance analysis of multi-antenna relay networks with imperfect channel estimation. *International Journal of Electronics and Communications*, 67(1), 45–57.
- Farooq Khan. (2009). *LTE for 4G Mobile Broadband ,Air Interface Technologies and Performance*. Cambridge University Press.

- Foschini, G. J., (1996). Layered Space-Time Architecture for Wireless Communication in a Fading Environment when Using Multi-Element Antennas. *Bell Labs Technical Journal*, 1(2), 41-59.
- Ghosh, A., J. Zhang, J. G. Andrews and R. Muhamed, (2010). *Fundamentals of LTE*. Englewood Cliffs. NJ, USA: Prentice Hall
- Golden, G.D., Foschini, C.J., Valenzuela, R.A., and Wolniansky, P.W., (1999). Detection algorithm and initial laboratory result using V-BLAST space-time communication architecture. *Electron. Lett.*, 35(1), 14–15.
- Greenwood, D. and hanzo, L. (1994). *Characterization of Mobile Radio Channels*. R. Steele, Pentech Press, London.
- Haas, H., E. Costa, and E. Schultz, (2002). Increasing Spectral Efficiency by Data Multiplexing Using Antennas Arrays. *IEEE Int. Symp. Personal, Indoor, Mobile Radio Commun.* 2, 610-613.
- Handte, T. A. Muller, and J. Speidel, (2009). BER analysis and optimization of generalized spatial modulation in correlated fading channels. *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. Fall*.
- Hasan, Z., H. Boostanimehr, and V. K. Bhargaba, (2011). Green Cellular Networks: A survey some research issues and challenges. *IEEE Communication Surveys. Tut.* 13(4), 524-540.
- Hata, M., (1980). Empirical Formulae for Propagation Loss in land Mobile Radio Services. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 29(3), 317-325.
- Haustein, T., Helmolt, C.V., Jorwieck, E., (2002). Performace of MIMO systems with channel inversion. *IEEE VTC'02*, 35–39.
- Heath, R., Steven Peters, Yi Wang and Jiayin Zhang, (2013). A Current Perspective on Distributed Antenna Systems for the Downlink of Cellular Systems. *IEEE Communications Magazine*, 54(4), 161-167
- Huang, H. C.B. Papadias and S Vankatesan. (2011). *MIMO Communications for Cellular Networks*. New York USA: Springer-Verlag.
- Ikki, S.S., Mesleh, R., (2012). A General Framework for Performance Analysis of Space Shift Keying (SSK) Modulation in the Presence of Gaussian Imperfect Estimations. *IEEE Communications Letters*, 16(2), 228-230.
- Jafarkhani, H., (2005). *Space-Time Coding: Theory and Practice*. Cambridge University Press.



- Jeganathan, J., Ghrayeb, A., & Szczecinski, L. (2008, September). Generalized space shift keying modulation for MIMO channels. In *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2008. PIMRC 2008. IEEE 19th International Symposium on* (pp. 1-5).
- Jeganathan, J., A. Ghrayeb, L. Szczecinski, and A. Ceron. (2009). Space shift keying modulation for MIMO channels. *IEEE Trans. Wireless Communications*, 8(7), 3692-3703.
- Jeganathan, J., Ghrayeb, A., Szczecinski, L., (2008). Spatial modulation: optimal detection and performance analysis. *IEEE Communications Letters*, 12(8), 545-547.
- Jintao Wang, Shuyun Jia, Jian Song, (2012). Generalised Spatial Modulation System with Multiple Active Transmit Antennas and Low Complexity Detection Scheme. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 11(4), 1605-1615.
- Kim, J., Kim, Y., and Kim, K. (2007). Computationally efficient signal detection method for next generation mobile communications using multiple antennas. *SK Telecommun. Review*, 17(1C), 183–191.
- Kim, S. and Kim, K. (2006). Log-likelihood ratio based detection ordering in V-BLAST. *IEEE Transactions on Communications*, 54(2), 302–307.
- Li, G.Y., Zhikun Xu, Cong Xiong, Chenyang Yang; Shunqing Zhang, Yan Chen, Shugong Xu, (2011). Energy-efficient wireless communications: tutorial, survey, and open issues. *IEEE Wireless Communications*, 18(6), 28-35.
- Luna-Rivera, J.M., D. U. Campos-Delgado, and M. G. Gonzalez-Perez, (2013). Constellation design for spatial modulation. *Procedia Technol.*, 7, 71–78.
- Martin, C., Ottersten, B., (2004). Asymptotic eigenvalue distributions and capacity for MIMO channels under correlated fading. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 3(4), 1350-1359.
- Mesleh R.Y. (2007), *Spatial Modulation: A Spatial Multiplexing Technique for Efficient Wireless Data Transmission*, Tesis de doctorado en ciencias. Jacobs University. 136 p.
- Mesleh, H. Haas, C. W. Ahn, and S. Yun, (2005). Interchannel interference avoidance in MIMO transmission by exploiting spatial information. *IEEE Int. Symp. Pers. Indoor Mobile Radio Commun.* 141–145.
- Mesleh, R., H. Haas, C. Ahn, and S. Yun. (2006). Spatial modulation a new low complexity spectral efficiency enhancing technique. in *First International Conference on Communications and Networking.China*

- Mesleh, R., Marco Di Renzo, Harald Haas y Grant, Peter M., (2010). Trellis Code Spatial Modulation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 9(7), 2349- 2361.
- Mesleh, R., Ikki, S.S., Aggoune, H.M., (2014). Quadrature Spatial Modulation. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 64(6), 2738 -2742.
- Mesleh, R., (2008). Spatial Modulation. *IEEE, Transactions on vehicular technology*, 57(4), 87-105.
- Mietzner, J., R. Schober, L. Lampe, W.H. Gerstacker and P.A. Hoeher, (2009). Multiple antenna techniques for wireless communications-A comprehensive literature survey. *IEEE Communications Survey Tutorial*, 11(2), 87-105.
- Pan, Z., Wong, K.K., and Ng, T. (2003), MIMO antenna system for multi-user multi-stream orthogonal space division multiplexing. *IEEE ICC'03*, 5, 3220-3224.
- Parra-Michel, R., A. Alcocer-Ochoa, A. Sanchez-Hernandez and V. Kontorovich, (2009). MIMO Channel Modeling and Simulation. *Recent Advances in Signal Processing*, I-Tech Education and Publishing KG.
- Patzold, M., (2002). *Mobile Fading Channels*. U.K.: John Wiley & Sons Ltd.
- Paulraj, A., and C. Papadias, (1997). Space-Time Processing for Wireless Communications. *IEEE Signal Processing Magazine*, 14(6), 49-83.
- Paulraj, R. Nabar, and D. Gore. (2003). *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. U.K.: Cambridge University Press.
- Paz Portela, N.A., Rodriguez Diaz, B., (2013). Performance comparison between the air Interfaces of LTE and mobile WiMAX. *IEEE Latin America Transactions*, 11(4), 1001-1006.
- Peel, C.B., Hochwald, B.M., and Swindlehurst, A.L. (2005). A vector-perturbation technique for near-capacity multiantenna multiuser communication-part I: channel inversion and regularization. *IEEE Tran. Commun.*,53(1), 195-202.
- Ping YANG, Yue XIAO, Qian TANG, Bin ZHOU, Shaoqian LI, (2012). A low-complexity ordered sphere decoding algorithm for spatial modulation. *IEICE transactions on Communications*, E95-B(7), 2494-2497.
- Proakis G.J. (2001). *Digital Communications*. (4a. ed.) New York, Mc Graw Hill.
- Rajab M. Legnain, Roshdy H.M. Hafez, Ian D. Marsland. (2013). A Novel Spatial Modulation Using MIMO Spatial Multiplexing. *Communications, International Conference on Signal Processing, and their Applications (ICCSPA)*,1-4.

- Ramirez Gutierrez, R. Li Zhang, Elmirghani, J. Rui F. (2011). Generalized Phase Spatial Shift Keying Modulation for MIMO Channels. *IEEE 73rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, Hungria.1-5
- Rappaport, T. S., (1996). *Wireless Communications*. Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey USA.
- Serafimovski, N., A. Younis, R. Mesleh, P. Chambers, M. Di Renzo, C.-X. Wang, P. M. Grant, M. A. Beach, and H. Haas. (2013). Practical implementation of spatial modulation. *IEEE Trans. Vehicular. Technology*. 62(9), 4511- 4523.
- Shinya Sugiura, Sheng Chen, and Lajos Hanzo, (2010). Coherent and Differential Space-Time Shift Keying: A Dispersion Matrix Approach. *IEEE Transactions on Communications*, 58(11), 3219-3230.
- Shinya Sugiura, Sheng Chen, and Lajos Hanzo, (2011). Generalized Space-Time Shift Keying Designed for Flexible Diversity-Multiplexing and Complexity-Tradeoffs. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 10(4), 1144-1153.
- Sklar, B. (2009). *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Pearson Education. (2a. ed.)
- Song, S., Yang, Y., Xiong, Q., Xie, K., Jeong, B. J., & Jiao, B. (2004, June). A channel hopping technique I: Theoretical studies on band efficiency and capacity. In *Communications, Circuits and Systems, 2004. ICCAS 2004. 2004 International Conference on* (Vol. 1, pp. 229-233).
- Spencer, Q.H., Swindlehurst, A.L., Haardt, M., (2004). Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52(2), 461-471.
- Stavridis, A., S. Sinanovic, M. Di Renzo, H. Haas, and P. M. Grant, (2012). An energy saving base station employing spatial modulation. *Proc. IEEE Int. Workshop Comput.-Aided Model. Anal. Design Commun. Links Netw*, 231–235.
- Sugiura, S. Chen, and L. Hanzo, (2011). Generalized space-time shift keying designed for flexible diversity-multiplexing-and complexity-tradeoffs. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 10(4), 1144-1153.
- Sugiura, S., C. Xu, S. X. Ng, and L. Hanzo, (2011). Reduced-complexity coherent versus non-coherent QAM-aided space-time shift keying. *IEEE Trans. Commun.*, 59(11), 3090-3101.
- Sugiura, S., S. Chen, and L. Hanzo, (2012). A universal space-time architecture for multiple-antenna aided systems. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 14(2), 401-420.

- Swick, D. (1969). Walsh function generation (Corresp.), *IEEE Transactions on Information Theory*, 15(1), 167-167.
- Tarokh, V., A. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank. (1999) Combined array processing and space-time coding. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 45(4), 1121-1128.
- Tarokh, V., N. Seshadri, and A. Calderbank. (1998). Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction. *IEEE Transactions on Information Theory*, 44(2), 744-765.
- Telatar, E. (1999). Capacity of Multi-Antenna Gaussian Channels. *European Transaction Telecommunication*, 10(6), 558-595.
- Wang Jintao, Shuyun Jia, Jian Song, (2012a) .Generalised Spatial Modulation System with Multiple Active Transmit Antennas and Low Complexity Detection Scheme. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 11(4), 1605-1615.
- Wang Jintao, Shuyun Jia, Jian Song, (2012b). Signal Vector Based Detection Scheme for Spatial Modulation, *IEEE Communications Letters*, 16(1), 19-21.
- Trinh, Q.K.; Fan, P.Z., (2008). Construction of multilevel Hadamard matrices with small alphabet. *Electronics Letters*, 44(21), 1250-1252.
- Wolniansky, P., Foschini, G., Golden, G., and Valenzuela, R. (1998). V-BLAST: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. *Proc. ISSSE'98*, Pisa, Italia, 295-300.
- Yang Y. and B. Jiao., (2008). Information-Guided Channel-Hopping for High Data Rate *IEEE Wireless Communication Letters*, 12(4), 225-227.
- Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yang and Chung G. Kang, (2010). *MIMO wireless communications with MATLAB*. Jhon Wiley & Sons (Asia)
- Young-Han Nam, Boon Loong Ng, Krishna Sayana, Yang Li, and Jianzhong (Charlie) Zhang, (2013). Full-Dimension MIMO (FD-MIMO) for Next Generation Cellular Technology. *IEEE Communications Magazine, Topics in Radio Communications*. 51(6), 172-179.
- Younis, A, Serafimovski, N., Mesleh, R., Haas, H., (2010). Generalised spatial modulation. *IEEE Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR)*, 1498-1502.

- Yue Xiao, Qian Tang, Lisha Gong, Ping Yang, and Zongfei Yang, (2013). Power scaling for spatial modulation with limited feedback. *International Journal of Antennas and Propagation*, 2013, 1-5.
- Yuyang Peng and Jaeho Choi, (2014). A New Cooperative MIMO Scheme Based on SM for Energy-Efficiency Improvement in Wireless Sensor Network. *The Scientific World Journal*, 2014, 1-10.

## Apéndice A. Potencia de ruido en ZF y MMSE

### A.1 Potencia de ruido en ZF

Usando la descomposición en valores singulares (SVD) en la post-detección, la potencia del ruido de ZF puede ser calculada como (Yong Soo Cho, *et al.* 2010):

$$\|\tilde{\mathbf{z}}_{\text{ZF}}\|_2^2 = \|(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{z}\|^2 \quad (\text{A-1})$$

$$= \|(\mathbf{V} \Sigma^2 \mathbf{V}^H)^{-1} \mathbf{V} \Sigma \mathbf{U}^H \mathbf{z}\|^2 \quad (\text{A-2})$$

$$= \|\mathbf{V} \Sigma^{-2} \mathbf{V}^H \mathbf{V} \Sigma \mathbf{U}^H \mathbf{z}\|^2 \quad (\text{A-3})$$

$$= \|\mathbf{V} \Sigma^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z}\|^2 \quad (\text{A-4})$$

Ya que  $\|\mathbf{Q}\mathbf{x}\|^2 = \mathbf{x}^H \mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \mathbf{x} = \mathbf{x}^H \mathbf{x} = \|\mathbf{x}\|^2$ , para una matriz unitaria  $\mathbf{Q}$ , la potencia de ruido está dada como:

$$E\{\|\tilde{\mathbf{z}}_{\text{ZF}}\|_2^2\} = E\{\|\Sigma^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z}\|_2^2\} \quad (\text{A-5})$$

$$= E\{\text{tr}(\Sigma^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z} \mathbf{z}^H \mathbf{U} \Sigma^{-1})\} \quad (\text{A-6})$$

$$= \text{tr}(\Sigma^{-1} \mathbf{U}^H E\{\mathbf{z} \mathbf{z}^H\} \mathbf{U} \Sigma^{-1}) \quad (\text{A-7})$$

$$= \text{tr}(\sigma^2 \Sigma^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{U} \Sigma^{-1}) \quad (\text{A-8})$$

$$= \sigma^2 \text{tr}(\Sigma^{-2}) \quad (\text{A-9})$$

$$= \sum_{i=1}^{N_T} \frac{\sigma^2}{\sigma_i^2} \quad (\text{A-10})$$

### A.2 Potencia de ruido en MMSE

Usando la descomposición en valores singulares la potencia de ruido de MMSE es (Yong Soo Cho, *et al.* 2010):

$$\|\tilde{\mathbf{z}}_{\text{MMSE}}\|_2^2 = \|(\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{z}\|^2 \quad (\text{A-11})$$

$$= \|(\mathbf{V}\Sigma^2 \mathbf{V}^H + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{V}\Sigma \mathbf{U}^H \mathbf{z}\|^2 \quad (\text{A-12})$$

$$\|\tilde{\mathbf{z}}_{\text{MMSE}}\|_2^2 = \|(\Sigma \mathbf{V}^H + \sigma^2 \Sigma^{-1} \mathbf{V}^H)^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z}\|^2 = \|\mathbf{V}(\Sigma + \sigma^2 \Sigma^{-1})^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z}\|^2 \quad (\text{A-13})$$

Ya que la multiplicación con un vector unitario no cambia la norma del vector, es decir:

$\|\mathbf{V}\mathbf{x}\|^2 = \|\mathbf{x}\|^2$ , El valor esperado de la ecuación anterior es:

$$E\left\{\|\tilde{\mathbf{z}}_{\text{MMSE}}\|_2^2\right\} = E\left\{\|(\Sigma + \sigma^2 \Sigma^{-1})^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z}\|^2\right\} \quad (\text{A-14})$$

$$= E\left\{\text{tr}\left((\Sigma + \sigma^2 \Sigma^{-1})^{-1} \mathbf{U}^H \mathbf{z} \mathbf{z}^H \mathbf{U} (\Sigma + \sigma^2 \Sigma^{-1})^{-1}\right)\right\} \quad (\text{A-15})$$

$$= \text{tr}\left((\Sigma + \sigma^2 \Sigma^{-1})^{-1} \mathbf{U}^H E\{\mathbf{z} \mathbf{z}^H\} \mathbf{U} (\Sigma + \sigma^2 \Sigma^{-1})^{-1}\right) \quad (\text{A-16})$$

$$= \text{tr}\left(\sigma^2 (\Sigma + \sigma^2 \Sigma^{-1})^{-2}\right) \quad (\text{A-17})$$

$$= \sum_{i=1}^{N_T} \sigma^2 \left(\sigma_i + \frac{\sigma^2}{\sigma_i}\right)^{-2} \quad (\text{A-18})$$

$$= \sum_{i=1}^{N_T} \frac{\sigma^2 \sigma_i^2}{(\sigma_i^2 + \sigma^2)^2}. \quad (\text{A-19})$$

## Apéndice B. Publicaciones

### B.1 Artículos sometidos a revisión

Castillo-Soria, F.R., Sánchez-García, J., Parra-Michel, R., Flores-Troncoso, J., Fernández Torres, G., La modulación espacial; una comparación de las técnicas básicas de transmisión. *Revista IIT UNAM*.

Castillo-Soria, F.R., Sánchez-García, J., Maciel-Barboza M., Flores-Troncoso, J., Multiuser MIMO Downlink Transmission using BD and Generalized SM Techniques. *International Journal of Electronics and Communications*, Elsevier.

Castillo-Soria, F.R., Sánchez-García, J., Parra-Michel, R., Multiuser MIMO Downlink Transmission using SSK and Orthogonal Walsh Codes, *Wireless personal communications*, Springer.

### B.2 Artículos publicados

Castillo-Soria, F.R., Sanchez-Garcia, J., Rodriguez-Abdala, V.I., Parra-Michel, R., (2014). Multiuser MIMO downlink transmission using spatial modulation. *IEEE Latin-America Conference on Communications (LATINCOM)*, Cartagena de Indias, Colombia pp.1,5, 5-7 Nov. 2014.  
URL:<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?reload=true&arnumber=7041848>

Castillo Soria, F.R., Sanchez Garcia, J., Maciel Barboza, F.M., (2015). Improved Detection of SM-SMux Signals for MIMO Channels. *IEEE Latin America Transactions*, 13(1), 43-47.  
URL:<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?reload=true&arnumber=7040626>