

**EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE UN SISTEMA HÍBRIDO  
MIMO – BEAMFORMING PARA LA CANCELACIÓN DE  
INTERFERENCIA**

**LEONARDO MOTTA VARGAS  
XIOMARA ANDREA TEJADA VERA**

**UNIVERSIDAD SURCOLOMBIANA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
NEIVA  
2018**

**EVALUACIÓN DEL DESEMPEÑO DE UN SISTEMA HÍBRIDO  
MIMO – BEAMFORMING PARA LA CANCELACIÓN DE  
INTERFERENCIA**

**LEONARDO MOTTA VARGAS  
XIOMARA ANDREA TEJADA VERA**

**Trabajo De Grado Para Optar Al Título De Ingeniero Electrónico**

**Director  
Martín Diomedes Bravo Obando  
Ph.D(c) en Teleinformática**

**UNIVERSIDAD SURCOLOMBIANA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
NEIVA  
2018**

Nota de aceptación:

---

---

---

---

---

---

---

---

Firma del presidente del Jurado

---

Firma del Jurado

---

Firma del Jurado

Neiva, Agosto 31 de 2018

Dedico este trabajo al ser más especial que la vida me ha regalado mi madre, con su dedicación, esfuerzos y sus deseos por sacarme adelante me moldeó y me inculcó los valores que se requiere para ser una persona de bien y de poner la familia como base fundamental de apoyo para mis metas, por esa razón le agradezco a mis hermanas que cumplieron a cabalidad el papel de hermana mayor de enseñarme en toda mi adolescencia como persona y como estudiante. A mis amigos German Orozco y Andrés Gonzales fuente de apoyo en las cosas buenas como en las malas y ante todo a Dios, el ser que siempre está a mi lado y que me ha regalado dos cosas muy especiales en mi vida, una es la luz que siempre estará hay para alumbrarme el camino a mis sueños y esa persona tan especial Xiomara Andrea tejada, mi engranaje de mi corazón que aparte de ser mi compañera de tesis es el ser que con su carisma y bondad me ha acompañado a lo largo de mi carrera y por lo que estaré eternamente agradecido.

*Leonardo Motta Vargas*

Quiero dedicar este trabajo a mi abuela Cecilia Baquero, por ser la persona que me ha apoyado incondicionalmente durante mi formación como profesional, gracias a su esfuerzo y sacrificio he logrado concluir con éxito esta etapa. También quiero agradecer a mi tío Cristian porque sin su ayuda esto no habría sido posible. De igual manera agradezco a mis Padres, por todo el apoyo, la confianza y los valores que me enseñaron desde mi niñez, por hacer de mí una persona responsable y comprometida. Agradezco a mi hermanita por ser la razón para sacar el valor día tras día de enfrentar nuevos retos. Un agradecimiento especial a Leonardo por ser mi compañero en este largo camino, por compartir los aciertos y también los fracasos, por la paciencia, la nobleza y la responsabilidad con la cual me ha acompañado todo este tiempo. Gracias a todos los que de una u otra manera han estado presentes y me han ayudado a no desistir. A todos ¡Gracias!

*Xiomara Andrea Tejada Vera*

## **AGRADECIMIENTOS**

Infinitas gracias a todo el cuerpo docente del programa de Ingeniería Electrónica de la Universidad Surcolombia por la dedicación y el esfuerzo al impartir cada uno de los cursos. Agradecimiento especial al Ingeniero Martín Diomedes Bravo Obando por todo el apoyo y orientación como director de este trabajo, por toda la ayuda y los consejos brindados que nunca faltaron a lo largo de la realización de este proyecto. Gracias a todos aquellos que de una u otra forma han contribuido en nuestra formación y han compartido este largo camino.

# TABLA DE CONTENIDOS

	Pág
<b>1. INTRODUCCIÓN</b>	<b>13</b>
<b>2. JUSTIFICACIÓN</b>	<b>15</b>
<b>3. OBJETIVOS</b>	<b>16</b>
3.1. Objetivo General . . . . .	16
3.2. Objetivos Específicos . . . . .	16
<b>4. FUNDAMENTACIÓN</b>	<b>17</b>
4.1. CANAL INALÁMBRICO . . . . .	17
4.1.1. Efecto de reflexión, difracción y dispersión . . . . .	17
4.1.2. Efecto de desvanecimiento . . . . .	17
4.1.3. Propagación multitrayecto . . . . .	18
4.1.4. Canal de Rayleigh . . . . .	19
4.1.5. Modulación QAM . . . . .	20
4.2. SISTEMAS MIMO . . . . .	21
4.2.1. Ganancias de la tecnología MIMO . . . . .	23
4.2.2. Canal MIMO . . . . .	24
4.3. DIVERSIDAD . . . . .	25
4.3.1. Esquema de Alamouti . . . . .	27
4.4. MULTIPLEXACIÓN ESPACIAL . . . . .	28
4.4.1. Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time (VBLAST) . . . . .	29
4.5. BEAMFORMING . . . . .	32
4.5.1. Arreglo de antenas . . . . .	32

4.5.2. Modelo de la señal de un arreglo . . . . .	33
4.5.3. Formador de Haz . . . . .	34
4.5.4. Beamforming Adaptativo . . . . .	35
4.6. ESQUEMA HÍBRIDO MIMO . . . . .	39
<b>5. MODELO DEL SISTEMA</b>	<b>40</b>
5.1. DISEÑO DEL SISTEMA DE RECEPCIÓN . . . . .	40
5.1.1. Transmisión . . . . .	41
5.1.2. Recepción . . . . .	43
5.2. IMPLEMENTACIÓN . . . . .	48
<b>6. ANÁLISIS DE RESULTADOS</b>	<b>52</b>
6.1. PARÁMETROS DE SIMULACIÓN . . . . .	52
6.2. HMS CON BEAMFORMING . . . . .	53
6.3. EFICIENCIA ESPECTRAL . . . . .	55
<b>7. CONCLUSIONES</b>	<b>57</b>
<b>8. RECOMENDACIONES</b>	<b>59</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	<b>60</b>
<b>ANEXOS</b>	<b>63</b>

## LISTA DE TABLAS

	<b>Pág</b>
1. Algoritmo LMS . . . . .	39
2. Parámetros de transmisión para la eficiencia espectral . . . . .	56

## LISTA DE FIGURAS

	Pág
1. Canales de desvanecimiento . . . . .	18
2. Rutas en un canal inalámbrico . . . . .	19
3. Esquemas de Modulación QAM . . . . .	21
4. Esquema SISO . . . . .	22
5. Esquema MISO . . . . .	22
6. Esquema SIMO . . . . .	22
7. Esquema MIMO . . . . .	23
8. Tipos de Diversidad . . . . .	26
9. Esquema de Alamouti . . . . .	27
10. Diagrama de un sistema V-Blast . . . . .	29
11. Señal de llegada en un arreglo ULA. . . . .	34
12. Diagrama de bloques del Formador de Haz. . . . .	35
13. Diagrama de bloques del Beamforming adaptativo. . . . .	36
14. Filtro espacial adaptativo . . . . .	38
15. Algoritmo de recepción propuesto para la cancelación de interferencia HMS con Beamforming . . . . .	40
16. Canal MIMO . . . . .	41
17. Esquema híbrido MIMO G2+1 . . . . .	43
18. Diagrama de muestreo espacial . . . . .	44
19. Convergencia del error LMS . . . . .	50
20. Diagrama polar de formación de haces . . . . .	51
21. Sistema híbrido MIMO-Beamforming $3 \times 3$ con modulación 4QAM . . . . .	53
22. Sistema híbrido MIMO-Beamforming $3 \times 3$ con modulación 16QAM . . . . .	54
23. Sistema híbrido MIMO-Beamforming $3 \times 3$ con modulación 64QAM . . . . .	54

## LISTA DE ANEXOS

	<b>Pág</b>
1. ANEXO A. Algoritmo receptor HMS con Beamforming . . . . .	63
2. ANEXO B. Subrutina BeamLMS para un bloque de transmisión . . . . .	65

## ACRÓNIMOS

**MIMO:** Multiple Input Multiple Output.

**STBC:** Space-Time Block Codes.

**V-BLAST:** Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time.

**ZF:** Zero Forcing.

**MMSE:** Minimum Mean Square Error.

**LMS:** Least Mean Square.

$N_{Rx}$ : Número de antenas receptoras.

$N_{Tx}$ : Número de antenas transmisoras.

**SNR:** Signal to Noise Ratio.

**SER:** Symbol Error Rate.

**IC:** Interference Cancellation.

**SIC:** Successive Interference Cancellation.

**AWGN:** Additive White Gaussian Noise.

**QAM:** Quadrature Amplitude Modulation.

**CCI:** Co-channel Interference.

**ULA:** Uniform Linear Array.

**UCA:** Uniform Circular Array.

**HMS:** Hybrid MIMO Schemes.

**LOS:** Line of sight.

**SM:** Multiplexación espacial.

**PCU** Per Channel Use

## NOTACIÓN

$a$	Escalar $a$
$\mathbf{x}$	Vector $\mathbf{x}$
$\mathbf{X}$	Matriz $\mathbf{X}$
$\mathbf{I}_N$	Matriz identidad de dimensión $N$
$(\cdot)^*$	Conjugación compleja
$(\cdot)^T$	Transposición
$(\cdot)^H$	Transposición Hermitiana
$(\cdot)^{-1}$	Inversión
$(\cdot)^\dagger$	Pseudoinversa de Moore-Penrose
$\hat{s}$	Valor estimado de $s$
$ \cdot $	Valor absoluto de un número complejo
$\ \cdot\ $	Norma euclidiana de un vector
$\arg \min \ \cdot\ $	Argumento del mínimo
$\sigma^2$	Varianza

## GLOSARIO

**Beamforming:** Tipo de gestión de radiofrecuencia en el que un punto de acceso utiliza múltiples antenas para enviar la misma señal. Al enviar múltiples señales y analizar los datos de los clientes, puede ajustar las señales que envía y determinar la mejor ruta que debe tomar la señal para llegar a un dispositivo cliente. En cierto sentido, la formación del haz da forma al haz de radiofrecuencia a medida que atraviesa el espacio físico.

**Diversidad espacial:** Técnica práctica y efectiva ampliamente aplicada para reducir el efecto del desvanecimiento multicamino. Se basa en múltiples antenas en el receptor que recibe y analiza varias señales no correlacionales y escoge en cada instante la mejor creando redundancia, lo que reduce la probabilidad de interrupción.

**Multiplexación espacial:** Emisión a través de múltiples antenas de flujos diferentes de señales codificadas individualmente en paralelo, en esencia, esta técnica permite multiplexar las señales para conseguir transportar más datos en un canal determinado. En el extremo receptor, cada antena decodifica las señales haciendo la operación inversa a la que se efectúa en la transmisión, es decir, la demultiplexación.

**Modulación:** Conjunto de técnicas que se aplican en el transporte de datos sobre ondas portadoras. En estas técnicas, es posible aprovechar el canal comunicativo de la mejor manera para transmitir un mayor caudal de datos de manera simultánea. La modulación contribuye a proteger la señal de interferencias y ruidos.

**Relación señal a ruido:** Se define como la proporción existente entre la potencia de la señal que se transmite y la potencia del ruido que la degrada y se representa en decibelios (dB).

**Tasa de error de símbolo:** Parámetro clave usado para evaluar los sistemas que transmiten datos de un lugar a otro, mediante el cálculo de la cantidad de bits recibidos con errores dividida por la cantidad total de bits recibidos, durante un período de tiempo dado. Indicación de cuando un paquete, u otra unidad de datos, tiene que ser retransmitida a causa de un error, y normalmente es expresado como 10 elevado a una potencia negativa.

**Flujo de datos:** Corriente de datos continua que fluye sin interrupción, por un canal de comunicación punto a punto o punto a multipunto. Los datos se representan como una señal electromagnética, una señal de tensión eléctrica, ondas radioeléctricas, microondas o infrarrojos.

## RESUMEN

La tecnología 5G, más allá de mejorar la velocidad, se espera que estas redes, liberen un ecosistema masivo de IoT (*Internet of things*) en el que las redes puedan cubrir las necesidades de comunicación de miles de millones de dispositivos conectados, con la combinación adecuada entre velocidad, latencia y costo. La demanda de alta calidad y velocidad de datos exigen nuevas estructuras de transmisión y recepción eficiente de la información. Se sabe que los sistemas MIMO proporcionan dos tipos principales de ganancias. La ganancia de multiplexación espacial describe las velocidades de datos más altas que se pueden obtener utilizando los subcanales espaciales creados por el canal MIMO como VBLAST, y, por otro lado, los esquemas de diversidad pura, como STBC, cuyo objetivo es aumentar la fiabilidad del enlace contra el desvanecimiento. Estas estructuras pueden ser optimizadas con la técnica de formación de haz, que resulta ser un medio eficaz para mitigar tres deficiencias importantes causadas por los canales inalámbricos como lo son el desvanecimiento, la dispersión y la CCI (*CoChannel Interference*).

En este trabajo se evalúa el desempeño de un esquema híbrido MIMO con Beamforming. El esquema híbrido MIMO combina la diversidad de transmisión y la multiplexación espacial, logrando al mismo tiempo las dos posibles ganancias espaciales que ofrecen los sistemas MIMO, y se incluye el Beamforming con el propósito de robustecer más la transmisión de la información. Para esto, se propone una nueva arquitectura de recepción ejecutando conjuntamente las tareas de cancelación de interferencia y decodificación espacio temporal, además, se considera la detección sucesiva y ordenada de capas en la formulación de los receptores. Los resultados obtenidos muestran un rendimiento satisfactorio de la estructura híbrida MIMO con Beamforming, la cual mejora en promedio 5.4dB la calidad de la información recibida, considerando las modulaciones 4QAM, 16QAM y 64QAM.

### Palabras Claves

Estructura MIMO híbrida, Beamforming, STBC, VBLAST, SER, Cancelación de Interferencia

## ABSTRACT

5G technology, in addition to improving speed, these networks are expected to unleash a massive ecosystem of IoT (*Internet of things*) in which networks can attend the communication needs of billions of connected devices, with the combination adequate between speed, latency and cost. The demand for high quality and data speed requires new structures for efficient transmission and reception of information. It is known that MIMO systems provide two main types of gains. The spatial multiplexing gain describes the highest data rates that can be obtained using the spatial subchannels created by the MIMO channel as VBLAST, and, on the other hand, the pure diversity schemes, such as STBC, whose objective is to increase the reliability of the link against fading. These structures can be optimized with Beamforming, which is an effective technique to mitigate three important deficiencies caused by wireless channels such as fading, dispersion and CCI (*CoChannel Interference*).

In this work the performance of a hybrid MIMO scheme with Beamforming is evaluated. The hybrid MIMO scheme combines the diversity of transmission and spatial multiplexing, to simultaneously achieve the two possible spatial gains offered by MIMO systems, and includes Beamforming with the purpose of further strengthening the transmission. To this end, a new reception architecture is proposed, jointly executing the tasks of interference cancellation and space-time decoding, also is considered as the successive and ordered detection of layers in the formulation of the receivers. The obtained results show a satisfactory performance of the hybrid structure MIMO with Beamforming, which improves on average 5.4dB the quality of the received information, with modulation 4QAM, 16QAM and 64QAM.

### **Keywords**

Adaptive Beamforming, Vertical-Blast, STBC

# 1. INTRODUCCIÓN

El avance tecnológico en las telecomunicaciones ha proporcionado un crecimiento de forma exponencial en el consumo de datos, la demanda de alta calidad y capacidad para los sistemas de comunicación inalámbricos exigen nuevas alternativas para la realización de transmisión y recepción eficiente. La tecnología MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) con el uso de múltiples antenas para transmitir simultáneamente múltiples flujos de datos en sistemas de comunicación inalámbricos ha permitido aumentar la velocidad de transmisión permitiendo atender más terminales simultáneamente<sup>1</sup>. El uso de múltiples canales hace necesario encontrar buenas técnicas para lograr una transmisión de datos de alta velocidad y confiabilidad. La técnica STBC (*Space Time Block Codes*) permite obtener ganancia en diversidad con el uso del esquema de Alamouti, que codifica una señal en tiempo espacio a través de las antenas de transmisión creando redundancia, lo que reduce la probabilidad de interrupción y mejora la fiabilidad. La técnica VBLAST (*Vertical Bell Laboratories Layered Space Time*) permite obtener ganancia de multiplexación espacial dividiendo el flujo de datos inicial en subflujos dependiendo del número de antenas utilizadas en la estructura<sup>2</sup>, logrando así una alta eficiencia espectral a la vez que es relativamente simple de implementar<sup>3</sup>.

Los sistemas MIMO funcionan con antenas omnidireccionales o sectorizadas que pueden proporcionar una pérdida de recursos ya que la gran mayoría de la potencia de la señal transmitida se irradia en direcciones distintas a la del usuario deseado obteniendo la interferencia de cualquier otro<sup>4</sup>. Por esta razón, la formación de haz adaptativa (*Beamforming*) que ha sido estudiada en los últimos años, permite mejorar la potencia y así disminuir la interferencia cocanal para aumentar el rendimiento de la tasa de error y la capacidad del canal.

En<sup>5</sup> los autores proponen un HMS (*Hybrid MIMO scheme*) cuyo objetivo principal es explotar la ganancia de diversidad al proteger los datos de alta prioridad para que puedan ser recibidos con fidelidad, y a su vez, se transmiten los datos de baja prioridad

---

<sup>1</sup>Erik G. LARSSON, Fredrik EDFORS y Thomas L. MARZETTA (2014). "Massive MIMO for next generation wireless systems". En: *IEEE communications magazine* 52.2, págs. 186-195.

<sup>2</sup>Alberto RAMOS PANIAGUA y col. (2006). "Implementación de los algoritmos V-BLAST y comparación con los Space-Time codes para sistemas MIMO". En:

<sup>3</sup>Sergey LOYKA y Francois GAGNON (2004). "Performance analysis of the V-BLAST algorithm: An analytical approach". En: *IEEE Transactions on wireless communications* 3.4, págs. 1326-1337.

<sup>4</sup>G. NWALOZIE y col. (2013). "A Simple Comparative Evaluation of Adaptive Beam forming Algorithms". En: *International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT)* 2.7.

<sup>5</sup>Walter da C FREITAS Jr., Francisco CAVALCANTI y Renato R. LOPES (2005). "Hybrid transceiver schemes for spatial multiplexing and diversity in MIMO systems". En: *Journal of Communication and Information systems* 20.3, págs. 63-76.

por medio de multiplexación espacial para lograr una alta velocidad de datos. Para lograr estas dos posibles ganancias se realiza una modificación en el algoritmo de cancelación de interferencia utilizado en los esquemas MIMO tradicionales. En<sup>6</sup> se propone la combinación de un formador de haz de recepción óptima con la transmisión de Alamouti (STBC) modificando el proceso de decodificación. En<sup>7</sup> los autores proponen un esquema de comunicación con formación de haz adaptativa para el enlace ascendente del sistema celular con codificación espacio temporal en capas (VBLAST) que pretende suprimir eficazmente la CCI (*CoChannel Interference*) mejorando la calidad de comunicación.

Este documento implementa el modelo receptor de un HMS con Beamforming que consta de 3 antenas transmisoras y 3 antenas receptoras y evalúa su desempeño considerando las modulaciones de 4QAM, 16QAM y 64QAM para verificar el impacto que tiene en el rendimiento una estructura HMS con Beamforming, donde este último ajusta los pesos complejos en la salida de cada elemento del arreglo para producir un patrón que optimice la recepción de una señal objetivo a lo largo de la dirección de interés, considerando conocimiento de canal<sup>8</sup>. Esta técnica permite colocar una potencia mayor en la dirección de la señal deseada y disminuirla en la dirección de señales interferentes, y así, utilizar de una mejor forma los recursos consiguiendo reducir los efectos de la CCI, el desvanecimiento multitrayecto y el ruido de fondo.

---

<sup>6</sup>Chen SUN y col. (2004). "Combining beamforming with Alamouti scheme for multiuser MIMO communications". En: *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*. Vol. 2. IEEE, págs. 1415-1419.

<sup>7</sup>Zhihui WANG y Liu BO (2008). "Adaptive Beamforming for Cellular Systems with V-BLAST". En: *Pervasive Computing and Applications, 2008. ICPCA 2008. Third International Conference on*. Vol. 2. IEEE, págs. 945-947.

<sup>8</sup>G. NWALOZIE y col. (2013). "A Simple Comparative Evaluation of Adaptive Beam forming Algorithms". En: *International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT)* 2.7.

## 2. JUSTIFICACIÓN

En las últimas décadas el ser humano se ha vuelto más dependiente de la tecnología, y la necesidad de estar siempre conectados es lo que ha provocado incrementos considerables en la transmisión de la información. Cada día se plantean nuevos desafíos, que van dando lugar a diferentes tecnologías permitiendo aumentar la capacidad de usuarios y ofrecer mayores velocidades, pero esto ha traído consigo un gran aumento en la complejidad matemática y computacional, que en muchos casos no permite que un algoritmo sea eficiente.

Alcanzar un mejor rendimiento de los sistemas MIMO por medio de la estructura HMS con Beamforming puede contribuir con un método eficiente para la transmisión de la información y la cancelación de interferencia partiendo del hecho de que el algoritmo adaptativo de formación de haces aprovecha su capacidad de diferenciar la señal de interés con la señal interferente, así como de estimar la dirección de llegada de la señal de preferencia corrigiendo el error presente en ella<sup>9</sup>. El algoritmo no ciego LMS, representa una herramienta eficaz para identificar los desfases que afectan las señales que se transmiten, esto ofrece la posibilidad de obtener en el receptor los símbolos con menor cantidad de interferencia, logrando que mas símbolos sean detectados correctamente.

La técnica de matrices adaptativas, realiza una contribución a los sistemas de acceso inalámbrico de banda ancha que necesitan reutilizar las frecuencias debido a la limitación del recurso espectro electromagnético sin el uso de la formación del haz adaptativa, la CCI es grande, así que la capacidad será limitada, pero con la implementación de este sistema se contribuye a la prevención de la CCI lo que aumenta la eficiencia de la red.

Este trabajo es una contribución al grupo de investigación UNITCOM dirigido por el PhD(C) Martin Bravo Obando de la Universidad Surcolombiana, ya que hace parte de la temática que es de interés para el grupo y que se trabaja en tecnología inalámbrica.

---

<sup>9</sup>Devika RAJESWARAN y Aswathy K. NAIR (2016). “MIMOInterference rejection in MIMO-Beamforming Systems”. En: *Signal Processing and Integrated Networks (SPIN), 2016 3rd International Conference on*. IEEE, págs. 406-410.

## 3. OBJETIVOS

### 3.1. Objetivo General

Evaluar el desempeño de un sistema híbrido MIMO - Beamforming para la cancelación de interferencia.

### 3.2. Objetivos Específicos

- Realizar el estudio del esquema MIMO de diversidad con los algoritmos de Space Time Block Coding (STBC).
- Realizar el estudio del esquema MIMO de multiplexación espacial bajo la arquitectura Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time (VBLAST).
- Estudiar la filosofía de Beamforming y su funcionamiento en sistemas MIMO.
- Implementación a nivel software de los esquemas MIMO con diversidad y multiplexado y verificación de resultados independientes.
- Implementación del esquema MIMO híbrido con Beamforming a nivel de software.
- Validación del simulador.
- Análisis de los resultados obtenidos por medio del desempeño del rendimiento y posteriores conclusiones.
- Escribir el documento final de acuerdo a las normas e ítems establecidos.

## 4. FUNDAMENTACIÓN

### 4.1. CANAL INALÁMBRICO

#### 4.1.1. Efecto de reflexión, difracción y dispersión

En la actualidad las redes inalámbricas se clasifican por el tipo de movilidad que le permite al usuario y cantidad de información que puede manejar. El rendimiento en sistemas de comunicación inalámbrica tiene gran dependencia del canal inalámbrico, en comparación con las características estáticas y predecibles de un canal cableado, el canal inalámbrico es bastante dinámico e impredecible, por consiguiente, realizar un análisis exacto del sistema de comunicación inalámbrica a menudo es difícil. Las propagaciones de radio frecuencias en la comunicación inalámbrica, se ven afectadas principalmente por tres formas diferentes de fenómenos físicos: la reflexión, la difracción y la dispersión. La reflexión ocurre cuando una onda electromagnética de propagación incide sobre un objeto con dimensiones muy grandes en comparación con la longitud de onda, un ejemplo básico, la superficie de la tierra y la construcción, obligando a la potencia de la señal de transmisión a reflejarse de nuevo a su origen en lugar del receptor. La difracción se refiere a varios fenómenos que ocurren cuando la trayectoria de la radio frecuencia entre el transmisor y el receptor está obstruida por una superficie con irregularidades agudas o pequeñas aberturas que parece como una curva de ondas alrededor de los pequeños obstáculos. La dispersión es el fenómeno físico que fuerza a la radiación de una onda electromagnética a desviarse de una trayectoria recta por uno o más obstáculos locales, con pequeñas dimensiones en comparación con la longitud de onda. Los obstáculos que inducen la dispersión como los letreros de las calles y las farolas, se conocen como los dispersores. En otras palabras, la propagación de una onda de radio frecuencia es un proceso complicado y menos predecible que se rige por la reflexión, la difracción y la dispersión, cuya intensidad varía con los diferentes entornos en diferentes instancias<sup>10</sup>.

#### 4.1.2. Efecto de desvanecimiento

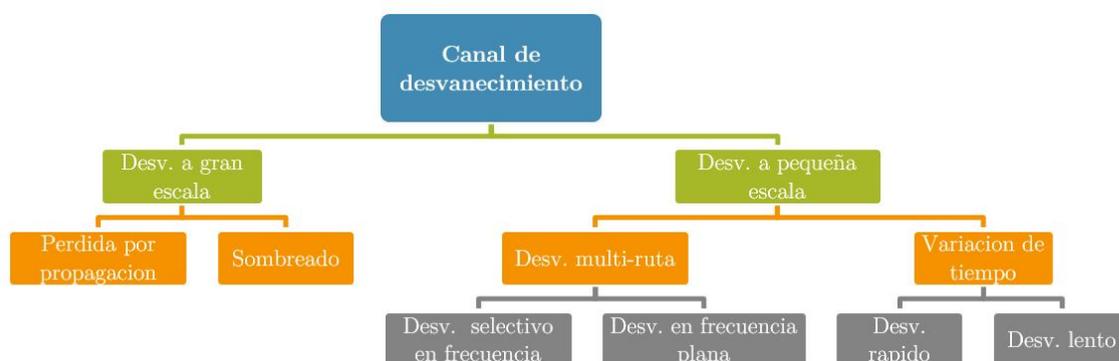
Un canal inalámbrico posee una única característica conocida como desvanecimiento, el cual es la variación de la amplitud de la señal en el tiempo y la frecuencia. En contraste con el ruido aditivo como la fuente más común de degradación de la señal, el desvanecimiento se caracteriza como una perturbación de señal no aditiva en el canal inalámbrico y puede

---

<sup>10</sup>Yong Soo CHO y col. (2010). *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons.

deberse a la propagación multitrayecto, denominado desvanecimiento multidireccional (inducido). El desvanecimiento se clasifica de dos formas diferentes: desvanecimiento a gran escala y desvanecimiento a pequeña escala. El desvanecimiento a gran escala ocurre cuando el móvil se mueve a través de una gran distancia, por ejemplo una distancia del orden de celda de 5km es causada por la pérdida de señal de ruta en función de la distancia y el sombreado de estructuras como edificios, terrenos intermedios y vegetación, en otras palabras, el desvanecimiento a gran escala se caracteriza por la pérdida de trayectorias y el sombreado. En cambio, el desvanecimiento a pequeña escala se refiere a la variación rápida de los niveles de señal debido a la interferencia constructiva y destructiva de múltiples trayectorias de señal (multitrayectorias) cuando el móvil se mueve distancias cortas<sup>11</sup>.

**Figura 1:** Canales de desvanecimiento



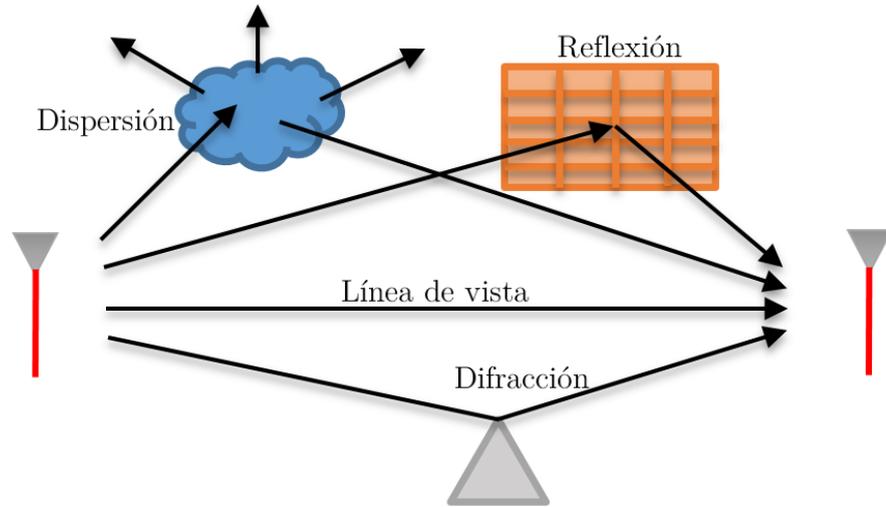
Fuente: CHO Yong Soo y col. (2010). *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons.

#### 4.1.3. Propagación multitrayecto

El sistema MIMO tiene como efecto, aprovechar fenómenos físicos como la propagación multitrayecto para incrementar la tasa de transmisión y reducir la tasa de error, es decir, aumenta la eficiencia espectral de un sistema de comunicación inalámbrica por medio de la utilización del dominio espacial.

<sup>11</sup>Yong Soo CHO y col. (2010). *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons.

**Figura 2:** Rutas en un canal inalámbrico



Fuente: CHO Yong Soo y col. (2010). *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons.

Al establecer una comunicación inalámbrica la información viaja por un medio espectral, la presencia de objetos reflectores, dispersores o de dispersión en el entorno como se observa en la figura (2) producen un cambio constante en el canal de propagación de la señal, lo que disipa energía en amplitud, fase y tiempo. Estos efectos producen múltiples versiones de la señal transmitida que llega a la antena receptora, desplazadas una respecto a la otra en tiempo y orientación espacial<sup>12</sup>.

#### 4.1.4. Canal de Rayleigh

La respuesta al impulso variable lineal en el tiempo permite modelar el canal de desvanecimiento, aproximando mediante una función delta en el caso del desvanecimiento plano y funciones múltiples delta en el caso del desvanecimiento selectivo de frecuencia. La amplitud de estas funciones delta es aleatoria, y esta aleatoriedad se origina principalmente en el multitrayecto y la ubicación aleatoria de los objetos en el entorno. Por lo tanto, se necesitan modelos estadísticos para investigar el comportamiento de la amplitud y la potencia de la señal recibida para el desvanecimiento plano. Los resultados para canales selectivos de frecuencia son muy similares ya que las amplitudes de diferentes funciones delta se desvanecen de forma independiente. También se asume que no hay ruta LOS (*Line of Sight*) entre el transmisor y el receptor. En un canal multitrayecto con  $n$  trayectos múltiples, la transmisión de una señal a través de la frecuencia portadora  $f_c$  da como

<sup>12</sup>Julian RAMIREZ, Alexander LOPEZ y Jorge I. MARIN (2014). *Sistema de Comunicación MIMO "Una Introducción al procesamiento para arreglos de Antenas"*. Editorial Granada.

resultado la recepción de la suma de  $n$  componentes de diferentes trayectos más un ruido gaussiano de la siguiente manera<sup>13</sup>.

$$r = \sum_{i=1}^n a_i \cos(2\pi f_c t + \phi_i) + \eta(t) \quad (1)$$

donde,

- $a_i$  Amplitud de la señal.
- $\phi_i$  La fase del  $i$ -ésimo componente.
- $\eta(t)$  Es el ruido Gaussiano

#### 4.1.5. Modulación QAM

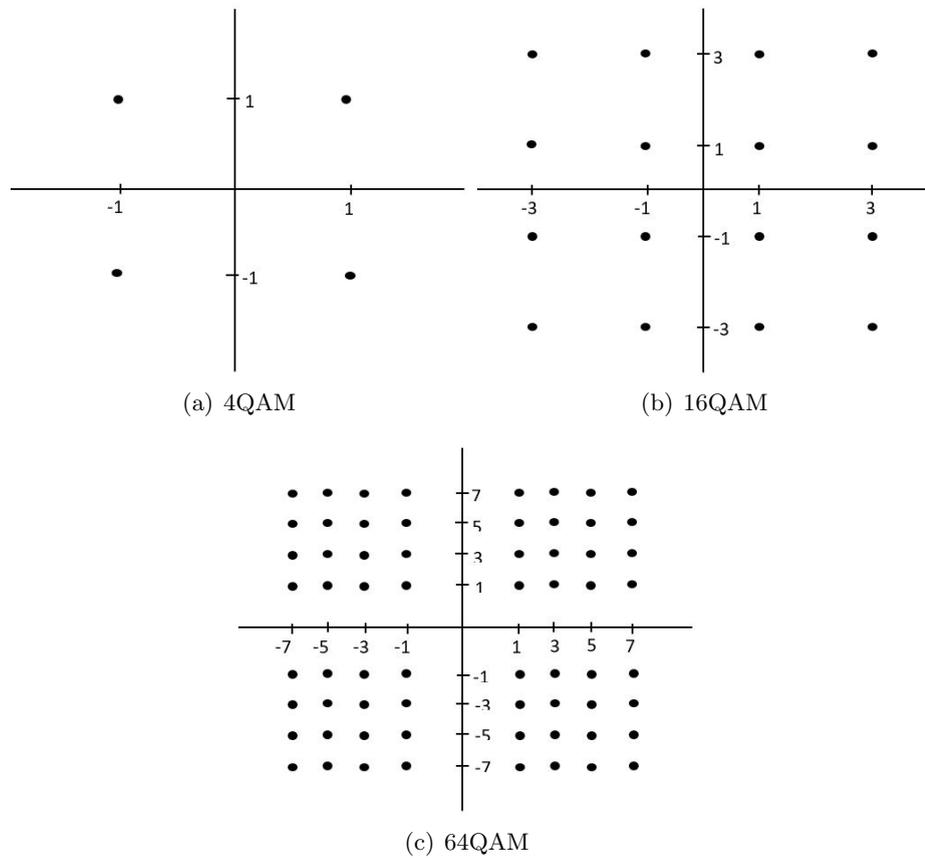
El transmisor codifica una secuencia bits en una onda de radio conocida como portadora mediante el ajuste de los parámetros de la onda, este proceso se le conoce como modulación. Lo realiza aceptando los bits entrantes y calculando los símbolos que representan la amplitud y la fase de la onda saliente<sup>14</sup>. La modulación de amplitud en cuadratura QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*), es un tipo de modulación donde las componentes en fase y cuadratura son independientes, esto es equivalente a decir que  $Re(A)$  es la parte real e  $Im(A)$  la parte imaginaria toman valores independientes, por lo que el número de símbolos en la constelación será el cuadrado del número de valores permitidos por dimensión. Una gran ventaja de la modulación QAM es la sencillez en el diseño, en el transmisor por la independencia de componentes y en el receptor porque las decisiones se pueden tomar de forma independiente sobre las señales en fase y cuadratura. Por lo que respecta al número de bits por símbolo, este depende del número de símbolos de la constelación, es decir, para un número  $\rho$  de bits por símbolo, tendríamos  $M = 2^\rho$  símbolos en la constelación. Algunas de las constelaciones para  $\rho$  par se representan en la figura (3), en el caso de  $\rho$  impar es imposible distribuir los símbolos cubriendo uniforme y completamente el interior de un cuadrado<sup>15</sup>, por lo que se suelen eliminar los símbolos de mayor energía (los cercanos a los vértices) para producir una constelación en cruz, en este caso las componentes en fase y cuadratura dejan de ser independientes, de forma que ya no es posible decidir sobre cada una de ellas por separado.

<sup>13</sup>Yong Soo CHO y col. (2010). *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons.

<sup>14</sup>Christopher COX (2012). *An introduction to LTE: LTE, LTE-advanced, SAE and 4G mobile communications*. John Wiley & Sons.

<sup>15</sup>Antonio ARTES y Fernando PÉREZ (2012). *Comunicaciones Digitales*. Los Autores.

**Figura 3:** Esquemas de Modulación QAM



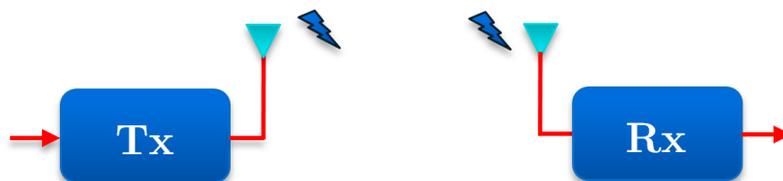
La modulación QAM de la figura 3(a) consta de 4 constelaciones de dos bits de entrada, que proporcionan cuatro valores posibles (0-3), 3(b) de 16 constelaciones de cuatro bits de entrada, que proporcionan cuatro valores posibles (0-15) y 3(c) de 64 constelaciones de seis bits de entrada, que proporcionan cuatro valores posibles (0-63).

## 4.2. SISTEMAS MIMO

MIMO (*Multiple Input Multiple Output*), surge como la tecnología que promete resolver muchos problemas en un futuro inmediato, ofreciendo mayores tasas de transferencia, mayores distancias de cobertura, mayor capacidad de usuarios y más fiabilidad, todo ello sin aumentar el ancho de banda ni la potencia transmitida. Según el número de antenas que encontramos en ambos extremos de la comunicación podemos distinguir los siguientes sistemas de la tecnología MIMO:

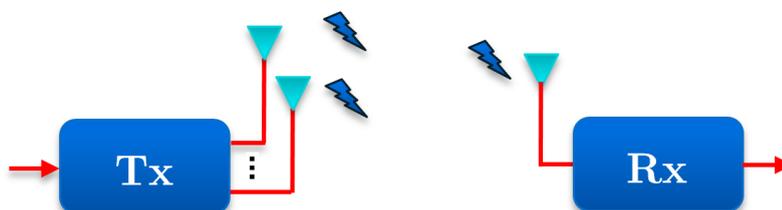
- **SISO** (*Single Input Single Output*): sistema de comunicaciones que utiliza una sola antena transmisora y una sola antena receptora.

**Figura 4:** Esquema SISO



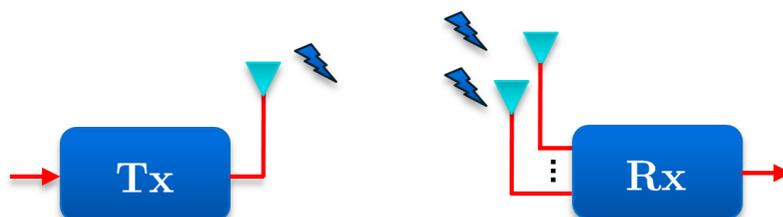
- **MISO** (*Multiple Input Single Output*): sistema de comunicaciones que utiliza dos o más antenas transmisoras pero sólo una antena receptora. También se le conoce como diversidad en transmisión.

**Figura 5:** Esquema MISO



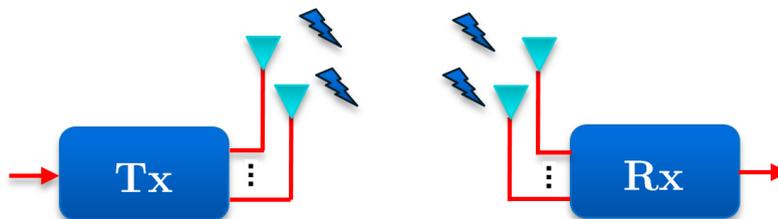
- **SIMO** (*Single Input Multiple Output*): sistema de comunicaciones que utiliza una sola antena de emisión y dos o más antenas receptoras. Se le conoce como diversidad en recepción.

**Figura 6:** Esquema SIMO



- **MIMO** (*Multiple Input Multiple Output*): sistema de comunicaciones que utiliza dos o más antenas en el extremo transmisor, y dos o más antenas en el extremo receptor. Es decir, utilizará diversidad en el espacio a través del uso de varias antenas tanto en transmisión como en recepción.

**Figura 7:** Esquema MIMO



#### 4.2.1. Ganancias de la tecnología MIMO

Los beneficios de la tecnología MIMO son ganancia de arreglo, ganancia de diversidad espacial, ganancia de multiplexación espacial y reducción de interferencia. Estas ganancias se describen brevemente a continuación<sup>16</sup>.

- **Ganancia de arreglo:** La ganancia de arreglo es el aumento en la SNR (*Signal to Noise Ratio*) recibida que resulta de un efecto de combinación coherente de la señal inalámbrica en un receptor. La combinación coherente puede realizarse a través del procesamiento espacial en el arreglo de antenas de recepción y/o el pretratamiento espacial en el arreglo de antenas de transmisión. La ganancia del arreglo mejora la resistencia al ruido, mejorando así la cobertura y el alcance de una red inalámbrica.
- **Ganancia de diversidad espacial:** El nivel de señal en el receptor en un sistema inalámbrico fluctúa o se desvanece. La ganancia de diversidad espacial mitiga el desvanecimiento proporcionando al receptor múltiples copias (idealmente independientes) de la señal transmitida en espacio, frecuencia o tiempo. Con un número creciente de copias independientes, la probabilidad de que al menos una de las copias no experimente error aumenta, mejorando así la calidad y la fiabilidad de la recepción.
- **Ganancia de multiplexación espacial:** Los sistemas MIMO ofrecen un aumento lineal en la velocidad de datos a través de la multiplexación espacial, es decir, la transmisión de múltiples flujos de datos independientes dentro del ancho de banda de operación. En condiciones de canal adecuadas, como una rica dispersión en el entorno, el receptor puede separar los flujos de datos, además, cada flujo de datos experimenta al menos la misma calidad de canal que experimentaría un sistema de salida única, mejorando efectivamente la capacidad mediante un factor multiplicativo igual al número de flujos. En general, el número de flujos de datos que pueden ser soportados de manera confiable por un canal MIMO es igual al mínimo de la cantidad de antenas de transmisión y el número de antenas de recepción, es decir,

<sup>16</sup>Ezio BIGLIERI y col. (2007). *MIMO wireless communications*. Cambridge university press.

$\min(N_{Tx}N_{Rx})$ . La ganancia de multiplexación espacial aumenta la capacidad de una red inalámbrica.

- **Reducción y evasión de interferencias:** La interferencia en las redes inalámbricas es el resultado de múltiples usuarios que comparten recursos de tiempo y frecuencia. La interferencia puede mitigarse en los sistemas MIMO mediante la explotación de la dimensión espacial para aumentar la separación entre los usuarios. Por ejemplo, en presencia de interferencia, la ganancia de arreglo aumenta la tolerancia al ruido así como la potencia de interferencia, mejorando la SINR (*Signal to Noise plus Interference Ratio*). Además, la dimensión espacial puede aprovecharse con el objetivo de evitar las interferencias, es decir, dirigir la energía de la señal hacia el usuario previsto y minimizar la interferencia a otros usuarios. La reducción y evasión de interferencias mejora la cobertura y el alcance de una red inalámbrica.

En general, puede que no sea posible explotar simultáneamente todos los beneficios descritos anteriormente debido a las demandas contradictorias sobre los grados de libertad espaciales. Sin embargo, el uso de una combinación de los beneficios a través de una red inalámbrica dará como resultado una mejor capacidad, cobertura y confiabilidad.

#### 4.2.2. Canal MIMO

Para diseñar algoritmos de comunicación eficientes para sistemas MIMO y comprender los límites de rendimiento, es importante comprender la naturaleza del canal MIMO. Para un sistema con antenas de transmisión  $N_{Tx}$  y antenas de recepción  $N_{Rx}$ , suponiendo un desvanecimiento plano de frecuencia sobre el ancho de banda de interés, el canal MIMO en un instante de tiempo dado puede representarse como una matriz  $N_{Tx} \times N_{Rx}$ .

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \dots & h_{1,N_{Tx}} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \dots & h_{2,N_{Tx}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_{Rx},1} & h_{N_{Rx},2} & \dots & h_{N_{Rx},N_{Tx}} \end{bmatrix} \quad (2)$$

donde  $h_{m,n}$  es la ganancia del canal (*single input single output*) entre el par de la  $m$ -ésima antena de recepción y la  $n$ -ésima antena de transmisión. La  $n$ -ésima columna de  $\mathbf{H}$  a menudo se denomina firma espacial de la  $n$ -ésima antena de transmisión a través de la red de antenas de recepción. La geometría relativa de las  $N_{Tx}$  firmas espaciales determina la diferenciabilidad de las señales enviadas desde las antenas de transmisión en un receptor, esto es particularmente importante cuando se envían flujos de datos independientes desde

las antenas de transmisión, como se hace en el caso de la multiplexación espacial<sup>17</sup>.

En el caso de los canales de entrada y salida única, las ganancias de canales individuales que comprenden el canal MIMO se modelan comúnmente como variables aleatorias complejas gaussianas circularmente simétricas de media cero. En consecuencia, las amplitudes  $|h_{m,n}|$  son variables aleatorias distribuidas de Rayleigh y las potencias  $|h_{m,n}|^2$  correspondientes se distribuyen exponencialmente.

### 4.3. DIVERSIDAD

Las técnicas de diversidad se utilizan para mitigar la degradación en la transmisión de la información debido a los canales de desvanecimiento inalámbrico inestables, un ejemplo de esto está sujeto al desvanecimiento multitrayecto. La diversidad en la transmisión tiene como pilar que la probabilidad de que varios canales de desvanecimiento estadísticamente independientes experimenten simultáneamente un profundo desvanecimiento es muy baja<sup>18</sup>. La ganancia de diversidad espacial mitiga el desvanecimiento y se realiza proporcionando al receptor como se mencionó anteriormente múltiples copias idealmente independientes, ya que existe la la probabilidad de que al menos una de las copias no experimente error, mejorando así la calidad y la fiabilidad de la recepción<sup>19</sup>. Existen diferentes técnicas que permiten lograr la ganancia de la diversidad y que se mencionan a continuación<sup>20</sup>.

- **Diversidad espacial:** se utilizan antenas múltiples suficientemente separadas (más de  $10\lambda$ ) para implementar canales inalámbricos independientes.
- **Diversidad de polarización:** los canales independientes se implementan utilizando el hecho de que las trayectorias polarizadas vertical y horizontalmente son independientes.
- **Diversidad de tiempo:** la misma información se transmite repetidamente a instancias de tiempo suficientemente separadas (más que coherencia) como se ilustra en la figura 8(a).
- **Diversidad de frecuencias:** la misma información se transmite repetidamente a bandas de frecuencias suficientemente separadas (más que la banda de coherencia) como se muestra en la figura 8(b).

---

<sup>17</sup>Ezio BIGLIERI y col. (2007). *MIMO wireless communications*. Cambridge university press.

<sup>18</sup>Haohong WANG y col. (2009). *4G wireless video communications*. Vol. 11. Wiley Online Library.

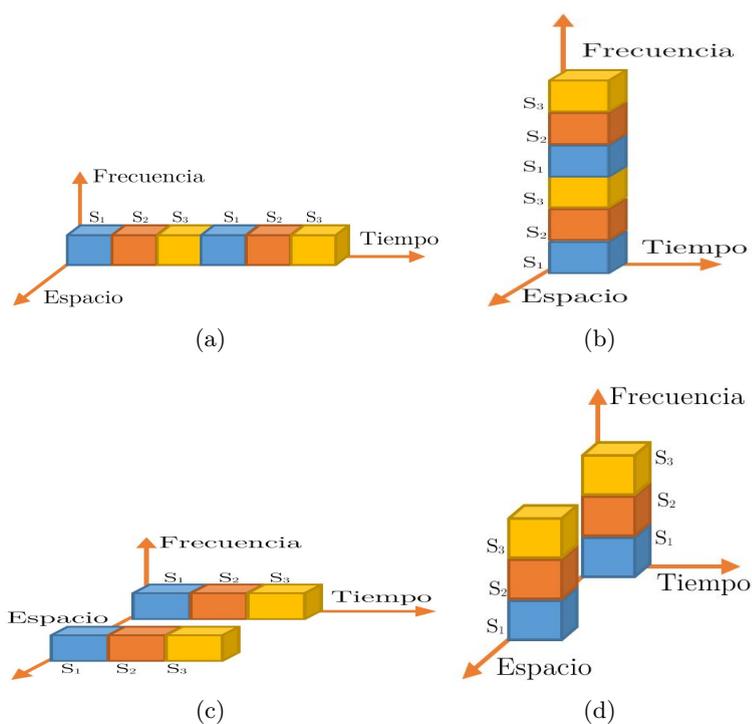
<sup>19</sup>Ezio BIGLIERI y col. (2007). *MIMO wireless communications*. Cambridge university press.

<sup>20</sup>Yong Soo CHO y col. (2010). *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons.

- **Diversidad angular:** se utilizan múltiples antenas receptoras con directividad diferente para recibir la misma señal portadora de información en diferentes ángulos.

Las técnicas de diversidad de tiempo y diversidad de frecuencias requieren recursos de tiempo y recursos de frecuencia adicionales, respectivamente. Sin embargo, las técnicas de diversidad de antena o espacio no requieren ningún recurso adicional de tiempo o frecuencia. La figura 8(c). ilustra un concepto de la diversidad espacio temporal que emplea múltiples antenas de transmisión, sin necesidad de tiempo adicional.

**Figura 8:** Tipos de Diversidad



Fuente: CHO Yong Soo y col. (2010). *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons.

Los usos de diferentes réplicas transmitidas para explotar la diversidad, parte por medio de un sistema codificador de espacio tiempo que codifica una única corriente a través del espacio implementando todas las antenas transmisoras y a través del tiempo, es decir el envío de cada símbolo en diferentes momentos. Esta forma de codificación se conoce como Codificación de espacio tiempo STC (*Space Time Code*). Ya que su decodificación es de baja complejidad, para los STC la forma más dominante son los códigos de bloques de espacio tiempo STBC<sup>21</sup>. Este trabajo se enfoca en el esquema de Alamouti, debido a la

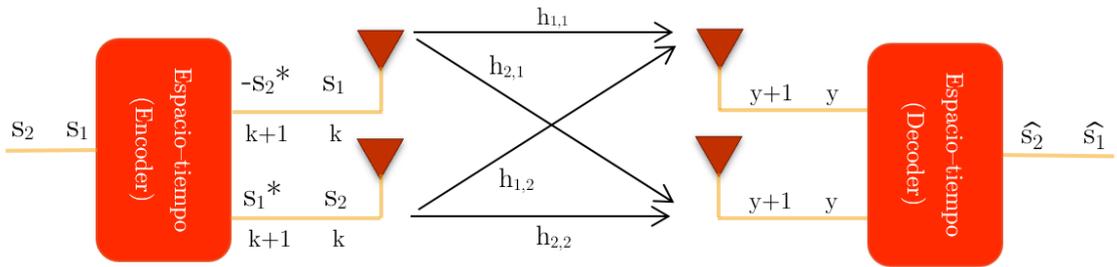
<sup>21</sup>Luis Miguel CORTES-PEÑA (2009). "MIMO space-time block coding (STBC): simulations and results". En: *Design Project: Personal and Mobile Communications*, pág. 8.

simplicidad de la estructura.

#### 4.3.1. Esquema de Alamouti

Históricamente, el primer esquema STBC es ilustrado en la figura (9), conocido como el esquema de Alamouti. Utiliza mínimo dos antenas de transmisión  $N_{Tx} = 2$  y  $N_{Rx}$  antenas de recepción, es decir usa dos antenas de transmisión independientemente del número de antenas de recepción, alcanzando un orden de diversidad máximo de  $2N_{Rx}$ . Alamouti logra una velocidad completa (es decir, una tasa de 1) ya que transmite 2 símbolos cada 2 intervalos de tiempo<sup>22</sup>. El objetivo principal de este sistema es transmitir  $s_1$  y  $s_2$  en un instante  $k$  y transmitir  $-s_2^*$  y  $s_1^*$  en un instante  $k + 1$ , de esta manera crea redundancia en los datos permitiendo que se incremente la fiabilidad en la recepción.

**Figura 9:** Esquema de Alamouti



- Maximum-likelihood (ML):** El detector óptimo ML, tiene como objetivo explotar plenamente las ventajas de Alamouti al realizar una detección conjunta de índices de antena de transmisión y símbolos modulados, se calcula realizando una búsqueda exhaustiva sobre todas las matrices de transmisión<sup>23</sup>. La detección de máxima verosimilitud (ML) calcula la distancia euclidiana entre el vector de señal recibido y el producto de todos los posibles vectores de señal transmitida con el canal  $\mathbf{H}$  dado y encuentra el que tiene la distancia mínima, donde  $C$  y  $N_{Tx}$  denotan un conjunto de puntos de símbolo de constelación de la señal y un número de antenas de transmisión, respectivamente. Entonces, ML determina la estimación del vector

<sup>22</sup>Luis Miguel CORTES-PEÑA (2009). “MIMO space-time block coding (STBC): simulations and results”. En: *Design Project: Personal and Mobile Communications*, pág. 8.

<sup>23</sup>Hongjun XU y Narushan PILLAY (2014). “Simple near-maximum-likelihood low-complexity detection scheme for Alamouti space-time block coded spatial modulation”. En: *IET Communications* 8.15, págs. 2611-2618.

de señal transmitida  $\mathbf{s}$  como:

$$\hat{\mathbf{s}}_{ML} = \underset{\mathbf{s} \in \mathcal{C}^{N_{Tx}}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \quad (3)$$

El método ML permite un rendimiento óptimo como la máxima detección a posteriori, cuando todos los vectores transmitidos son igualmente probables, pero con desventaja, su complejidad aumenta exponencialmente a medida que el orden de modulación o número de elementos de transmisión aumentan, además, si este método particular padece de complejidad computacional, el efecto que tendrá es que su rendimiento sirva como referencia para otros métodos de detección, ya que corresponde al mejor rendimiento posible<sup>24</sup>.

#### 4.4. MULTIPLEXACIÓN ESPACIAL

La demultiplexación espacial consiste en la división de una señal de mayor ancho de banda en varias señales iguales de menor ancho de banda. Hace referencia a la transmisión, simultánea y por el mismo canal de frecuencia de cada una de estas señales por medio de antenas diferentes. La multiplexación espacial es justamente el proceso contrario, es decir, la combinación de varias señales de menor ancho de banda en una señal de mayor ancho de banda. Estas dos técnicas son las que usan los transmisores y receptores MIMO respectivamente para aprovechar la propagación multicamino y son las responsables del aumento de la tasa de transmisión en dichos sistemas<sup>25</sup>.

El orden de multiplexación espacial es el número de flujos de datos transmitidos paralelamente, y su valor máximo estará limitado por el menor del número de antenas transmisoras o de antenas receptoras. El incremento de la eficiencia espectral será proporcional a este orden. Por último, se debe destacar que no podemos entender la multiplexación espacial sin un esquema de diversidad de antenas, es obligatorio utilizar varias antenas tanto en el transmisor como en el receptor, ya que es lo que nos proporciona la diversidad espacial.

En los últimos años, las investigaciones teóricas han revelado que el canal inalámbrico multitrayecto tiene capacidades enormes, siempre que la dispersión multitrayecto sea suficientemente rica y se explote adecuadamente mediante el uso de una arquitectura de procesamiento apropiada.

---

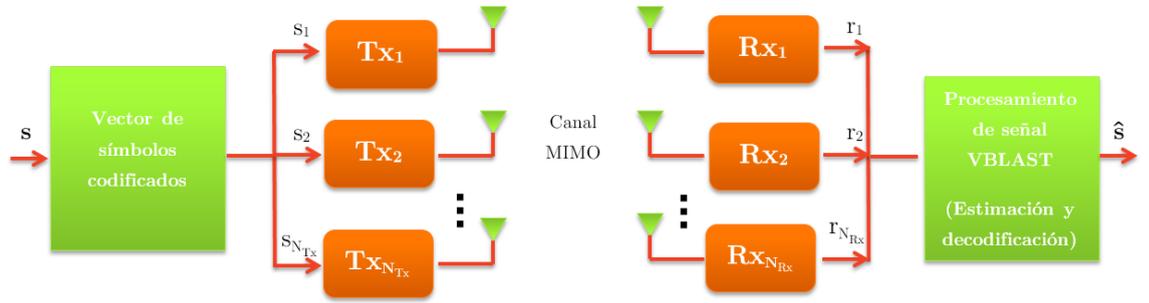
<sup>24</sup>Luis Miguel CORTES-PEÑA (2009). "MIMO space-time block coding (STBC): simulations and results". En: *Design Project: Personal and Mobile Communications*, pág. 8.

<sup>25</sup>José Javier ANGUÍS H. (2008). "Redes de Area Local Inalámbricas: Diseño de la WLAN de Wheelers Lane Technology College". Tesis doct. Tesis para obtener el Título de Ingeniero de las Telecomunicaciones. Universidad de Sevilla. España.

#### 4.4.1. Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time (VBLAST)

En la figura (10) se muestra un diagrama de bloques de un sistema VBLAST donde un flujo único de datos se demultiplexa en  $N_{Tx}$  subflujos, y cada uno de estos se codifica en símbolos y se alimenta a su transmisor respectivo. La multiplexación espacial aumenta la capacidad de la red al dividir una señal de alta frecuencia en múltiples flujos de baja frecuencia y transmitirlos a través de las diferentes antenas. El receptor puede decodificar correctamente cada flujo dado que las señales recibidas tienen suficientes firmas espaciales y el receptor tiene suficientes antenas para separar las secuencias<sup>26</sup>.

**Figura 10:** Diagrama de un sistema V-Blast



Se observa el proceso de detección para un solo símbolo de un vector transmitido. Si  $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_{Tx}}]^T$  denota el vector de símbolos de transmisión, entonces el  $N_{Rx}$  vector recibido correspondiente es

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{v} \quad (4)$$

donde  $\mathbf{v}$  es un vector de ruido con componentes extraídos de procesos estacionarios con varianza  $\sigma^2$ . Conceptualmente, cada subflujo se considera la señal deseada y el resto se consideran interferentes<sup>27</sup>. La cancelación se realiza ponderando linealmente las señales recibidas para satisfacer algún criterio relacionado con el rendimiento, como *Minimum Mean Squared Error (MMSE)* o *Zero Forcing (ZF)*<sup>28</sup>.

Por ejemplo, la cancelación de Zero Forcing se puede realizar eligiendo vectores de peso

<sup>26</sup>Luis Miguel CORTES-PEÑA (2009). "MIMO space-time block coding (STBC): simulations and results". En: *Design Project: Personal and Mobile Communications*, pág. 8.

<sup>27</sup>Robert L. CUPO y col. (1997). "A four-element adaptive antenna array for IS-136 PCS base stations". En: *Vehicular Technology Conference, 1997, IEEE 47th*. Vol. 3. IEEE, págs. 1577-1581.

<sup>28</sup>Peter W. WOLNIANSKY y col. (1998). "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel". En: *Signals, Systems, and Electronics, 1998. ISSSE 98. 1998 URSI International Symposium on*. IEEE, págs. 295-300.

$\mathbf{w}_i$  para  $i = 1, 2, \dots, N_{Tx}$  tal que

$$\mathbf{w}_i^T (\mathbf{H})_j = \delta_{ij} \quad (5)$$

donde  $(\mathbf{H})_j$  es la  $j$ -ésima columna de  $\mathbf{H}$ , y  $\delta$  es el delta de Kronecker. Por lo tanto, la estadística de decisión para el  $i$ -ésimo subflujo es  $y_i = \mathbf{w}_i^T \mathbf{r}_1$ .

Este enfoque de cancelación lineal es viable, pero se obtiene un rendimiento superior si se utilizan técnicas no lineales. Una alternativa no lineal particularmente atractiva es explotar el sincronismo temporal inherente en el modelo del sistema (la suposición de que los transmisores colocados conjuntamente lo hacen completamente razonable) y usar la cancelación de símbolos, así como la anulación lineal para realizar la detección. Usando la cancelación de símbolos, la interferencia de componentes ya detectados de  $\mathbf{s}$  se sustrae del vector de señal recibido, dando como resultado un vector recibido modificado en el que, efectivamente, están presentes menos interferencias. Esto es algo análogo a la ecualización de la retroalimentación de decisión. Cuando se utiliza la cancelación de símbolos, el orden en que se detectan los componentes de  $\mathbf{s}$  se vuelve importante para el rendimiento general del sistema. Ahora, se discute el procedimiento de detección general con respecto a un orden arbitrario<sup>29</sup>.

Suponga que el conjunto ordenado  $a = (k_1, k_2, \dots, k_{N_{Tx}})$  es una permutación de los enteros  $1, 2, \dots, N_{Tx}$  que especifica el orden en el que se extraen los componentes del vector de símbolo transmitido  $\mathbf{s}$ . El proceso de detección se desarrolla generalmente por medio de los siguientes pasos:

1. Usando el vector de anulación  $\mathbf{w}_{k_1}$ , se tiene la decisión estadística  $y_{k_1}$ :

$$y_{k_1} = \mathbf{w}_{k_1}^T \mathbf{r}_1 \quad (6)$$

2. Por medio de  $y_{k_1}$  se obtiene  $\hat{s}_{k_1}$ :

$$\hat{s}_{k_1} = Q(y_{k_1}) \quad (7)$$

donde  $Q(\cdot)$  denota la operación de cuantificación apropiada para la constelación en uso.

---

<sup>29</sup>Peter W. WOLNIANSKY y col. (1998). "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel". En: *Signals, Systems, and Electronics, 1998. ISSSE 98. 1998 URSI International Symposium on*. IEEE, págs. 295-300.

3. Suponiendo que  $\hat{s}_{k_1} = s_{k_1}$  se cancela  $s_{k_1}$ , del vector recibido  $\mathbf{r}_1$ , dando como resultado el vector recibido modificado  $\mathbf{r}_2$ :

$$\mathbf{r}_2 = \mathbf{r}_1 - \hat{s}_{k_1}(\mathbf{H})_{k_1} \quad (8)$$

donde  $(\mathbf{H})_{k_1}$  denota la  $k_1$ -ésima columna de  $\mathbf{H}$ , este proceso se conoce como SIC (*Successive Interference Cancellation*).

Los pasos 1, 2 y 3 se realizan para los componentes  $k_2, \dots, k_{N_{Tx}}$  operando a su vez la progresión de los vectores recibidos modificados  $\mathbf{r}_2, \mathbf{r}_3, \dots, \mathbf{r}_{N_{Tx}}$ . Los detalles del proceso de detección dependen del criterio elegido para calcular los vectores de cancelación  $\mathbf{w}_{k_i}$  los mas comunes son el *Minimum Mean Squared Error (MMSE)* y el *Zero Forcing (ZF)*. El proceso de detección se describe aquí con respecto al criterio ZF, ya que es algo más simple de describir. El  $k$ -ésimo vector de cancelación de ZF se define como el único vector de norma mínimo que satisface<sup>30</sup>

$$\mathbf{w}_{k_i}^T(\mathbf{H})_j = \begin{cases} 0 & j \geq i \\ 1 & j = i \end{cases} \quad (9)$$

Por lo tanto,  $\mathbf{w}_{k_i}$  es ortogonal al subespacio abarcado por las contribuciones a  $\mathbf{r}_i$  debido a aquellos símbolos que aún no se han estimado y cancelado. No es difícil mostrar que el único vector que satisface (9) es simplemente la  $k_i$ -ésima fila de  $\mathbf{H}_{k_i}^\dagger$ , donde la notación  $\mathbf{H}_{k_i}$  denota la matriz obtenida al poner en cero las columnas  $k_1, k_2, \dots, k_i$  de  $\mathbf{H}$  y  $\dagger$  denota la pseudoinversión de Moore Penrose<sup>31</sup>.

- **Minimum Mean Squared Error (MMSE):** En este criterio el vector de los pesos  $w_i^T$  se obtiene de la fila  $i$ -ésima de la matriz:

$$\mathbf{W} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_{Tx}})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (10)$$

donde  $\mathbf{H}$  es el canal aleatorio,  $\sigma^2$  es la varianza del ruido y  $\mathbf{I}_{N_{Tx}}$  es una matriz identidad  $N_{Tx} \times N_{Tx}$ <sup>32</sup>.

<sup>30</sup>Peter W. WOLNIANSKY y col. (1998). "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel". En: *Signals, Systems, and Electronics, 1998. ISSSE 98. 1998 URSI International Symposium on*. IEEE, págs. 295-300.

<sup>31</sup>Gene H. GOLUB y Charles F. VAN LOAN (2012). *Matrix computations*. Vol. 3. JHU Press.

<sup>32</sup>Alberto RAMOS PANIAGUA y col. (2006). "Implementación de los algoritmos V-BLAST y comparación con los Space-Time codes para sistemas MIMO". En:

## 4.5. BEAMFORMING

El recurso fundamental de Beamforming es el uso de antenas inteligentes y ha sido durante mucho tiempo reconocido como un medio efectivo para suprimir la CCI y optimizar la eficiencia del espectro en el contexto de comunicaciones MIMO. El significado de “beamforming” ha sido ampliado para incluir la combinación de salida de señales independientes desde antenas de diversidad y multiplexación en los transmisores y receptores<sup>33</sup>. Pero antes de abordar el funcionamiento de beamforming se hace referencia a los parámetros que permiten el funcionamiento de dicho sistema.

### 4.5.1. Arreglo de antenas

El patrón de radiación de un solo elemento (antena) es relativamente amplio, y cada elemento presenta valores relativamente bajos de directividad (ganancia). Por lo que se requiere diseñar antenas con características muy directivas (ganancias muy altas) para satisfacer la comunicación a larga distancia. La solución es aumentar el tamaño eléctrico de la antena y evitar aumentar necesariamente el tamaño de los elementos individuales. Un arreglo de antenas, es un grupo de elementos de radiación dispuestos de forma que se produzcan características de radiación particulares para proporcionar patrones muy directivos, o como lo define,<sup>34</sup> el conjunto de elementos radiantes en una configuración eléctrica y geométrica formada por multielementos se le conoce como arreglo. Es necesario que los campos de los elementos del arreglo interfieran constructivamente (agreguen) en las direcciones deseadas e interfieran de forma destructiva (se anulen entre sí) en el espacio restante. Existen múltiples formas geométricas para dar forma al patrón general de la antena,<sup>35</sup> estos son:

- **Arreglo lineal uniforme (ULA):** Es un arreglo compuesto de varios elementos colocados en línea recta. Se considera como un filtro espacial que pasa las señales de una cierta dirección y rechazar las señales de otras direcciones.
- **Arreglo circular uniforme (UCA):** Los elementos están dispuestas sobre un anillo circular.

Para realizar un análisis es necesario determinar las fases de las corrientes de cada uno de los elementos del arreglo, por ello, se puede asumir que los haces emitidos por cada

---

<sup>33</sup>Chen SUN y col. (2004). “Combining beamforming with Alamouti scheme for multiuser MIMO communications”. En: *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*. Vol. 2. IEEE, págs. 1415-1419.

<sup>34</sup>Matthew N. O. SADIKU (2003). “Elementos de electromagnetismo”. En: *Ed Oxford, México* 764.

<sup>35</sup>Constantine A. BALANIS y col. (2005). “Antenna theory: analysis and design”. En: *MICROSTRIP ANTENNAS, third edition, John wiley & sons*.

uno de los elementos salen en fase,<sup>36</sup> lo que requiere un gasto computacional bastante alto. De acuerdo a esto se tomó el arreglo lineal uniforme (ULA) por su simplicidad como base para la implementación de este trabajo.

#### 4.5.2. Modelo de la señal de un arreglo

Partiendo de una señal espacial, con adición de ruido e interferencia coherente y recibida por un **ULA** (Arreglo Lineal Uniforme), dicha señal se encuentra modulada, lo que implica que el ancho de banda de la misma es mucho más pequeño que la frecuencia de portadora, por lo que el modelo de propagación es en Banda Angosta, es decir que la señal se muestrea solo en espacio. La señal para esta configuración de arreglo se puede formular como un vector que contiene la salida individual de cada uno de los elementos del arreglo.

$$\mathbf{x} = [x_1(k)x_2(k)...x_m(k)..x_{N_{Rx}}(k)]^T \quad (11)$$

- $N_{Rx}$ : es el número de elementos en el arreglo.
- $x_m(k)$ : denota la señal de salida del  $m$ -ésimo elemento.

La señal se encuentra modelada como un desfase y una respuesta al impulso y se expresa de la siguiente forma

$$x_m(k) = H_m(F_c, \theta_s)S_o(k)e^{-j2\pi F_c \tau_m} + v_m(k) \quad (12)$$

donde,

- $H_m(F_c, \theta_s)$ : Es la respuesta frecuencial de la antena. Dado que las antenas del arreglo se consideran isotrópicas, este término se asume  $H_m(F_c, \theta_s) = 1$ .
- $S_o(k)$ : Es la señal emitida por la fuente.
- $v_m(k)$ : Representa las componentes de ruido aditivo en cada sensor (ruido de fondo y ruido térmico).

Cabe aclarar que las señales no llega de forma sucesiva como se han enviado, la expresión  $\tau_m(\theta)$  corresponde al retardo con que es recibida la señal en el  $m$ -ésimo sensor

---

<sup>36</sup>Julian RAMIREZ, Alexander LOPEZ y Jorge I. MARIN (2014). *Sistema de Comunicación MIMO "Una Introducción al procesamiento para arreglos de Antenas"*. Editorial Granada.

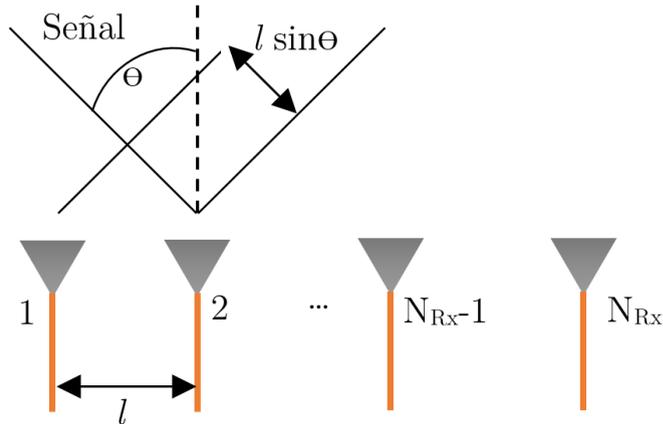
como se ilustra en la figura (11), con respecto al primer sensor, y está dada, por la expresión (13)<sup>37</sup>.

$$\tau_m(\theta) = (m - 1) \frac{l \sin(\theta)}{c} \quad (13)$$

donde,

- $c$ : corresponde a la velocidad de propagación de la onda.
- $\theta$ : el ángulo de llegada de la misma.
- $l$ : es la separación entre elementos del arreglo, como se muestra en la figura (11) la separación debe ser de  $l = \frac{\lambda}{2}$  para evitar aliasing espacial (criterio de Nyquist).

**Figura 11:** Señal de llegada en un arreglo ULA.



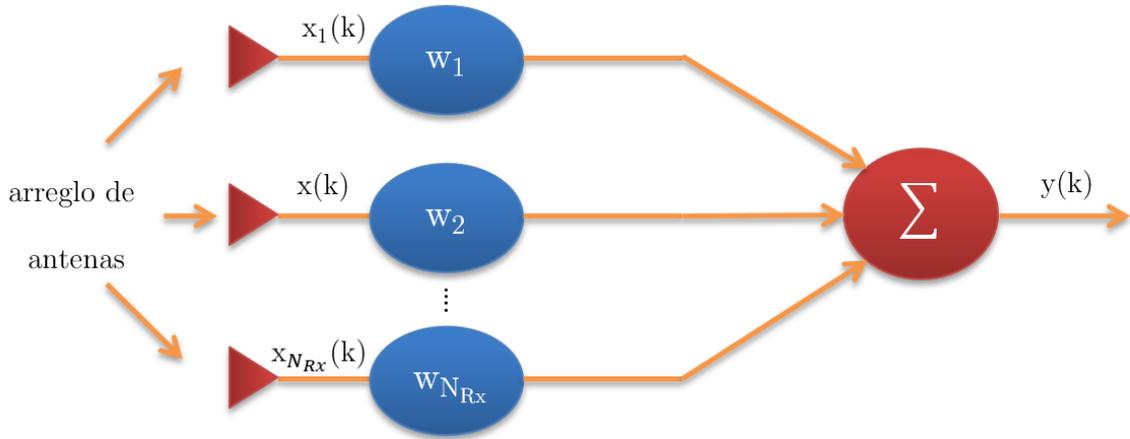
Fuente: RAMIREZ Julian, LOPEZ, Alexander y MARIN, Jorge I. (2014). *Sistema de Comunicación MIMO Una Introducción al procesamiento para arreglos de Antenas*. Editorial Granada.

#### 4.5.3. Formador de Haz

El formador de haz es un procesador que se usa en conjunto con un arreglo de elementos para proporcionar una forma versátil de Filtrado Espacial en sistemas donde la señal deseada y las señales interferentes son recibidas al mismo tiempo, pero desde diferentes locaciones espaciales.

<sup>37</sup>Julian RAMIREZ, Alexander LOPEZ y Jorge I. MARIN (2014). *Sistema de Comunicación MIMO Una Introducción al procesamiento para arreglos de Antenas*. Editorial Granada.

**Figura 12:** Diagrama de bloques del Formador de Haz.



Las señales de interés son muestreadas únicamente en el espacio, este tipo de formador se conoce como banda angosta y se ilustra en la figura (12). Las señales de entrada provienen de un arreglo de antenas y la salida del formador está dada por:<sup>3839</sup>

$$y(k) = \sum_{m=1}^{N_{Rx}} w_m^* x_m(k) \quad (14)$$

donde  $(\cdot)^*$  indica el conjugado. Esta ecuación es la multiplicación entre los datos de entrada  $x_m(k)$  y el complejo conjugado de los pesos  $w_m$ . Estos últimos pueden ponderar tanto la amplitud como la fase de los datos para producir la señal deseada. La anterior ecuación se puede expresar en forma vectorial como:

$$y(k) = \mathbf{w}^H(k) \mathbf{x}(k) \quad (15)$$

Donde  $\mathbf{w} = [w_1, w_2 \dots w_{N_{Rx}}]^T$  son los pesos.

#### 4.5.4. Beamforming Adaptativo

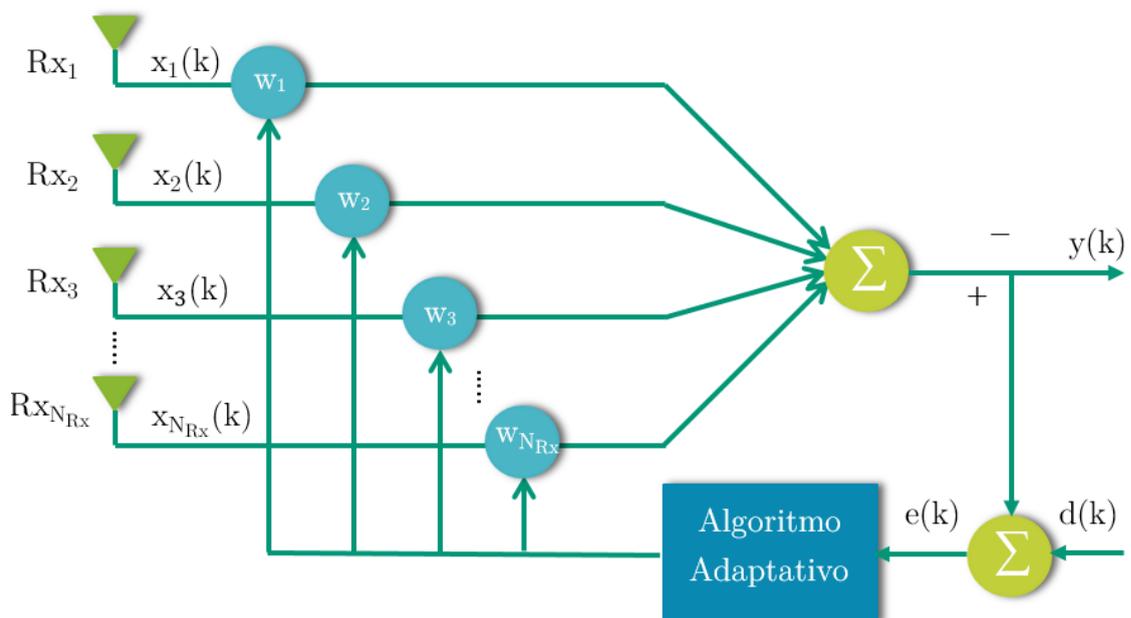
En un entorno de propagación en constante cambio, tal como en una red celular móvil, donde los ángulos de llegada de los emisores cambian continuamente con el tiempo,

<sup>38</sup>Julian RAMIREZ, Alexander LOPEZ y Jorge I. MARIN (2014). *Sistema de Comunicación MIMO "Una Introducción al procesamiento para arreglos de Antenas"*. Editorial Granada.

<sup>39</sup>Barry VAN VEEN y K. BUCKLEY (1997). "Beamforming techniques for spatial filtering". En: *Digital Signal Processing Handbook*, págs. 61-71.

la formación de haz fijo se hace ineficaz debido a que las señales son desviadas de su trayectoria por los obstáculos, así que en tal entorno se utiliza la formación adaptativa de haz para superar los problemas de formación de haces fijos<sup>40</sup>. En la Figura (13) se puede observar que la formación adaptativa de haz combina las entradas de múltiples antenas para formar haces muy estrechos hacia usuarios individuales en una celda. Un formador de haz adaptativo es un dispositivo que es capaz de separar señales colocadas en la misma banda de frecuencias, pero separadas en el dominio espacial. Esto proporciona un medio para separar una señal deseada de la señal de interferencia<sup>41</sup>.

**Figura 13:** Diagrama de bloques del Beamforming adaptativo.



El algoritmo adaptativo calcula los pesos complejos apropiados para dirigir la radiación máxima del patrón de antena hacia el usuario deseado y hace la radiación nula hacia las direcciones interferentes. Existen varios algoritmos adaptativos utilizados que se caracterizan típicamente en términos de sus propiedades de convergencia y complejidad computacional<sup>42</sup>.

- **Least Mean Square (LMS):** Es un algoritmo adaptativo no ciego basado

<sup>40</sup>Zhijun ZHANG y col. (2003). "Hybrid smart antenna system using directional elements-performance analysis in flat Rayleigh fading". En: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 51.10, págs. 2926-2935.

<sup>41</sup>G. NWALOZIE y col. (2013). "A Simple Comparative Evaluation of Adaptive Beam forming Algorithms". En: *International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT)* 2.7.

<sup>42</sup>G. NWALOZIE y col. (2013). "A Simple Comparative Evaluation of Adaptive Beam forming Algorithms". En: *International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT)* 2.7.

en el método de descenso de gradiente para actualizar los pesos de la matriz. Iterativamente hace correcciones en el peso de la matriz para lograr el Minimum Mean Squared Error<sup>43</sup>. Hace uso de estimaciones instantáneas de la función de autocorrelación  $r_x(j, m)$  y la función de correlación cruzada  $r_{xd}(m)$ . Estas estimaciones se deducen directamente de la siguiente manera<sup>44</sup>:

$$\hat{r}_x(j, m; k) = x_j(k)x_m(k) \quad (16)$$

y

$$\hat{r}_{xd}(m; k) = x_m(k)d(k) \quad (17)$$

Las definiciones introducidas en las ecuaciones (16) y (17) se han generalizado para incluir un entorno no estacionario, en cuyo caso todas las señales sensoriales y la respuesta deseada adoptan también formas variables en el tiempo<sup>45</sup>. Por lo tanto, sustituyendo  $\hat{r}_x(j, m; k)$  y  $\hat{r}_{xd}(m; k)$  en lugar de  $r_x(j, m)$  y  $r_{xd}(m)$ , se obtiene

$$\begin{aligned} \hat{w}_m(k+1) &= \hat{w}_m(k) + \mu \left[ x_m(k)d(k) - \sum_{j=1}^{N_{Rx}} \hat{w}_j(k)x_j(k)x_m(k) \right] \\ &= \hat{w}_m(k) + \mu \left[ d(k) - \sum_{j=1}^{N_{Rx}} \hat{w}_j(k)x_j(k) \right] x_m(k) \\ &= \hat{w}_m(k) + \mu [d(k) - y(k)] x_m(k), m = 1, 2, \dots, N_{Rx} \end{aligned} \quad (18)$$

donde  $y(k)$  es la salida del filtro espacial calculado en la iteración  $k$  de acuerdo con el algoritmo LMS, es decir:

$$y(k) = \sum_{j=1}^{N_{Rx}} \hat{w}_j(k)x_j(k) \quad (19)$$

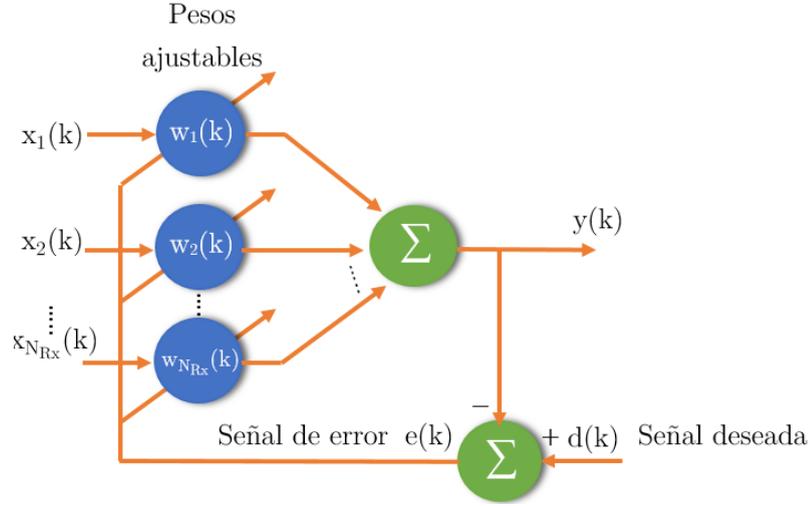
Se debe tener en cuenta que en la ecuación (18) se ha usado  $\hat{w}_m(k)$  en lugar de  $w_m(k)$  para enfatizar el hecho de que la ecuación (18) implica estimaciones de los pesos del filtro espacial.

<sup>43</sup>Devika RAJESWARAN y Aswathy K. NAIR (2016). "MIMOInterference rejection in MIMO-Beamforming Systems". En: *Signal Processing and Integrated Networks (SPIN), 2016 3rd International Conference on*. IEEE, págs. 406-410.

<sup>44</sup>Simon HAYKIN y Neural NETWORK (2004). "A comprehensive foundation". En: *Neural networks 2.2004*, págs. 126-127.

<sup>45</sup>Simon HAYKIN y Neural NETWORK (2004). "A comprehensive foundation". En: *Neural networks 2.2004*, págs. 126-127.

**Figura 14:** Filtro espacial adaptativo



La figura (14) ilustra el entorno operacional del algoritmo LMS, que se describe por completo mediante las ecuaciones (18) y (19) y en la Tabla 1 se presenta un resumen del algoritmo LMS que ilustra claramente el algoritmo. Como se indica en esta tabla, para la inicialización del algoritmo, se establece todos los valores iniciales de los pesos del filtro igual a cero. En el método de descenso más empinado aplicado a un entorno conocido, el vector de peso  $\mathbf{w}(k)$ , formado por los pesos  $w_1(k)$ ,  $w_2(k)$ , ...,  $w_{N_{Rx}}(k)$  comienza en un valor inicial  $\mathbf{w}(0)$ , y luego sigue una trayectoria definida con precisión (a lo largo de la superficie de error) que eventualmente termina en la solución óptima  $\mathbf{w}$  siempre que el parámetro  $\mu$  se elija adecuadamente debido a que la convergencia del LMS depende directamente del tamaño del paso  $\mu$ . Este parámetro se encuentra en un rango de  $0 < \mu < \frac{1}{2\lambda_{max}}$ . Donde  $\lambda_{max}$  es la traza de la matriz de autocorrelación como se puede encontrar en<sup>46</sup>.

$$R_{xx} = xx^H \quad (20)$$

<sup>46</sup>Rinkee CHOPRA y Rahul LAKHMANI (2017). "Design and comparative evaluation of antenna array performance using non blind LMS beamforming algorithms". En: *Progress in Electromagnetics Research Symposium-Fall (PIERS-FALL), 2017*. IEEE, págs. 1827-1834.

**Tabla 1:** Algoritmo LMS

---

**1. Inicialización**

$$\hat{w}_m = 0 \text{ Para } m=1,2,3\dots p$$

**2. Filtrado. Para el instante de tiempo k**

$$y(k) = \sum_{j=1}^{N_{Rx}} \hat{w}_j(k)x_j(k)$$

$$e(k) = d(k) - y(k)$$

$$\hat{w}_m(k+1) = w_m(k) + \mu e^*(k)x_m(k) \text{ Para } m=1,2,3\dots N_{Rx}$$

---

## 4.6. ESQUEMA HÍBRIDO MIMO

Las estructuras de transmisión híbridas MIMO HMS (*Hybrid MIMO Scheme*) han surgido como una solución para lograr conjuntamente la ganancia de multiplexión espacial y la ganancia de diversidad. Con HMS es posible aumentar considerablemente la velocidad de datos manteniendo una calidad de enlace satisfactoria en términos de tasa de errores de bit (BER) o tasa de error de símbolo (SER). HMS aplica estructuras de diversidad puros como STBC, y, esquemas de multiplexación espacial puros como VBLAST, de modo que un subconjunto de datos se codifican en espacio y tiempo a través de algunas antenas que son combinadas en capas, utilizando un enfoque VBLAST. Como las capas multiplexadas espacialmente consideran interferencias, los algoritmos de cancelación de interferencia similares a los empleados en VBLAST son obligatorios en el receptor<sup>47</sup>.

---

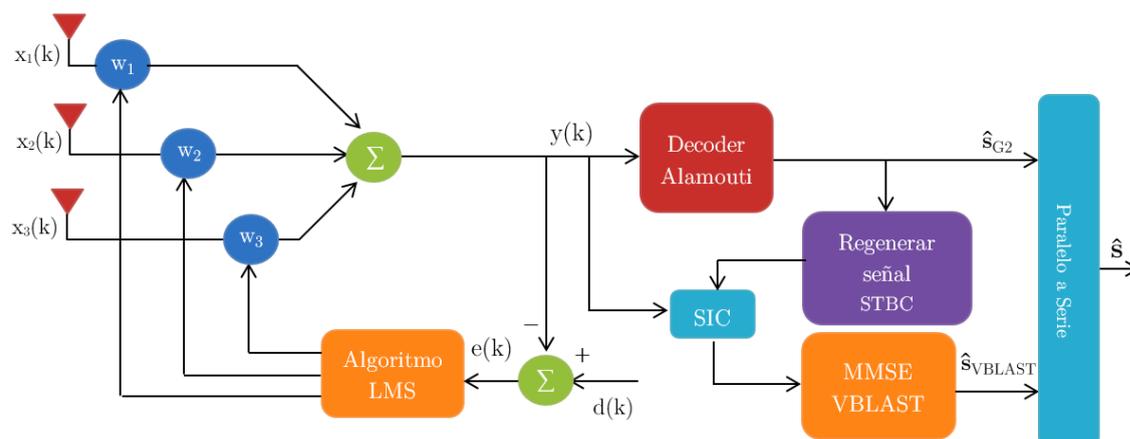
<sup>47</sup>Walter da C FREITAS Jr., Francisco CAVALCANTI y Renato R. LOPES (2005). “Hybrid transceiver schemes for spatial multiplexing and diversity in MIMO systems”. En: *Journal of Communication and Information systems* 20.3, págs. 63-76.

## 5. MODELO DEL SISTEMA

Dado que la estructura HMS combina STBC con VBLAST para lograr las ganancias de multiplexación y diversidad, este trabajo propone optimizar la transmisión de información de la estructura híbrida con la técnica de formación de haz (Beamforming) y evaluar el rendimiento de la tasa de error de símbolo y la SNR. La configuración del HMS G2+1 presenta dos capas de las cuales una se encuentra codificada en espacio y tiempo, además, su detección de máxima verosimilitud (ML) se realiza por medio de operaciones lineales en el receptor<sup>48</sup>. La estructura del receptor propuesto permite combinar la técnica de formación del haz adaptativa con el algoritmo de Cancelación de Interferencia (IC) y la decodificación de STBC y VBLAST.

### 5.1. DISEÑO DEL SISTEMA DE RECEPCIÓN

**Figura 15:** Algoritmo de recepción propuesto para la cancelación de interferencia HMS con Beamforming



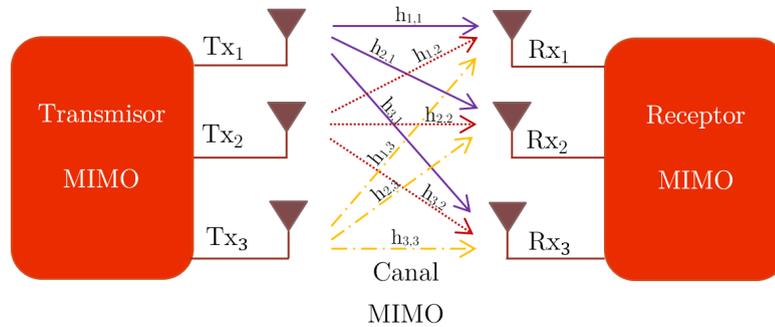
En la figura (15) la señal recibida en la arquitectura receptora propuesta es procesada por la técnica del Beamforming, que dispone de todo el arreglo de antenas receptoras para ponderar la señal deseada por medio del conjunto de pesos  $\mathbf{w}$ , el cual es actualizado con el algoritmo adaptativo LMS, en favor de una señal de referencia. Una vez la señal recibida es optimizada por la formación de haz, se realiza la estimación de los símbolos de la primera capa G2 con el decodificador preestablecido de Alamouti, y se regenera nuevamente con

<sup>48</sup>Martin B. OBANDO, Walter C. FREITAS JR. y Francisco RP. CAVALCANTI (2010). "Switching between hybrid MIMO structures for video transmission based on distortion model". En:  *Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2010-Fall), 2010 IEEE 72nd.* IEEE, págs. 1-5.

el fin de cancelar la interferencia de la primera capa, es decir, la capa de diversidad que comprende los receptores 1 y 2, de la capa restante que es la última en ser detectada y que comprende el receptor 3 por medio del algoritmo SIC (*Cancelación Sucesiva de Interferencia*), más específicamente, la señal detectada en la capa de Alamouti se resta de la señal recibida total de modo que se obtiene la señal restante con la interferencia reducida. Una vez cancelada la interferencia se realiza la estimación de la última capa VBLAST, aplicando el criterio MMSE sobre la señal resultante de la cancelación de interferencia, de esta manera se obtienen los símbolos de la última capa.

### 5.1.1. Transmisión

Figura 16: Canal MIMO



Se considera un sistema MIMO de  $N_{Tx} = 3$  antenas transmisoras y  $N_{Rx} = 3$  antenas receptoras como se muestra en la figura (16), para la transmisión de un conjunto finito de bloques configurados de tal forma que permita obtener las ganancias de diversidad y multiplexación.

Cada bloque de transmisión se encuentra constituido por  $K = 4$  símbolos, es decir:

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, s_3, s_4]$$

Los símbolos  $s_1$  y  $s_2$  son transmitidos con el esquema de Alamouti para obtener la ganancia en diversidad y los símbolos  $s_3$  y  $s_4$  son transmitidos con el enfoque de VBLAST para obtener la ganancia de multiplexación espacial.

### ALAMOUTI

En este esquema, también llamado G2,  $s_1$  y  $s_2$  son transmitidos simultáneamente por diferente antena en un instante de tiempo diferente. En un instante  $k$  el símbolo  $s_1$  es transmitido desde la antena 1 y  $s_2$  es transmitido desde la antena 2. Si la duración de

un instante de tiempo es igual a 1, en el instante  $k + 1$  las antenas 1 y 2 transmiten los símbolos  $-s_2^*$  y  $s_1^*$  respectivamente. Las señales transmitidas pueden organizarse en la matriz de codificación espacio temporal equivalente que se muestra a continuación

$$\mathbf{S}_{G2}(k, k + 1) = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (21)$$

donde las filas de  $\mathbf{S}_{G2}$  corresponden a las antenas de transmisión y las columnas corresponden a los instantes de tiempo<sup>49</sup>.

Como el esquema G2 multiplexa  $K = 2$  símbolos de información  $s_1$  y  $s_2$  en  $T = 2$  instantes, la tasa de símbolos de datos de este esquema es igual a  $K/T = 1$  símbolo pcu (*per channel use*), mientras que la eficiencia espectral efectiva de este esquema es igual a

$$\eta_{G2} = (K/T) \log_2 M = \log_2 M (\text{bits}/Hz) \quad (22)$$

donde  $M$  es la cardinalidad del esquema de modulación considerado.

### **VBLAST**

En este esquema, los elementos transmisores se utilizan para multiplexar diferentes símbolos en cada período de tiempo. En la estructura propuesta, se tiene una antena para la capa VBLAST por la cual se transmite un símbolo por instante de tiempo y se organiza en la siguiente matriz de codificación

$$\mathbf{S}_{VBLAST}(k, k + 1) = \begin{bmatrix} s_3 & s_4 \end{bmatrix} \quad (23)$$

donde cada columna representa un instante de tiempo. Como los símbolos multiplexados espacialmente causan interferencia entre sí, el procesamiento de la señal es obligatorio en el receptor para cancelar la interferencia. La eficiencia espectral efectiva en VBLAST es igual a

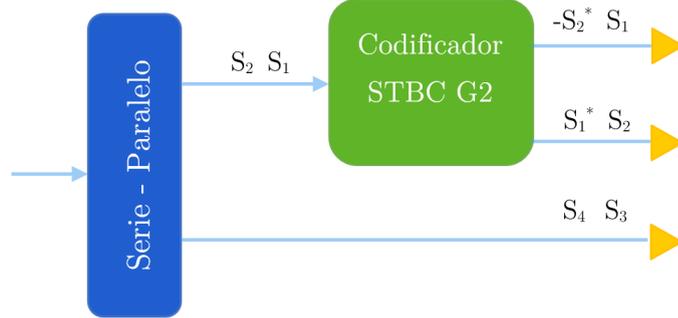
$$\eta_{VBLAST} = \min(N_{Tx}, N_{Rx}) \log_2 M (\text{bits}/Hz) \quad (24)$$

Dicho lo anterior, como se pretende conseguir las ganancias de diversidad y multiplexación simultáneamente, entonces, para la transmisión del vector de símbolos  $\mathbf{s}$  se utiliza un sistema HMS que permite alcanzar este objetivo.

<sup>49</sup>Walter da C FREITAS Jr., Francisco CAVALCANTI y Renato R. LOPES (2005). "Hybrid transceiver schemes for spatial multiplexing and diversity in MIMO systems". En: *Journal of Communication and Information systems* 20.3, págs. 63-76.

## HMS con tres antenas transmisoras G2+1

Figura 17: Esquema híbrido MIMO G2+1



La estructura implementada llamada G2+1 se propone en<sup>50</sup> y se muestra en la figura (17), la cual, para transmitir el vector de símbolos  $\mathbf{s}$  emplea la matriz de transmisión de tres elementos con dos capas de multiplexación espacial. En la primera capa, como se mencionó anteriormente, se utiliza el esquema de Alamouti y otra capa que no presenta una codificación espacio temporal, es decir VBLAST.

Finalmente, el bloque de transmisión queda organizado en la siguiente matriz de codificación espacio temporal.

$$\mathbf{S}_{G2+1}(k, k+1) = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \\ s_3 & s_4 \end{bmatrix} \quad (25)$$

A partir de (25), se puede ver que  $K = 4$  símbolos de información se transmiten en  $T = 2$  usos de canal consecutivos. Por lo tanto, la eficiencia espectral efectiva de este esquema es

$$\eta_{G2+1} = 2 \log_2 M(\text{bits}/Hz) \quad (26)$$

### 5.1.2. Recepción

Al realizar la transmisión de un conjunto finito de bloques y asumiendo un conocimiento del estado completo del canal tanto en el transmisor como en el receptor, la señal recibida

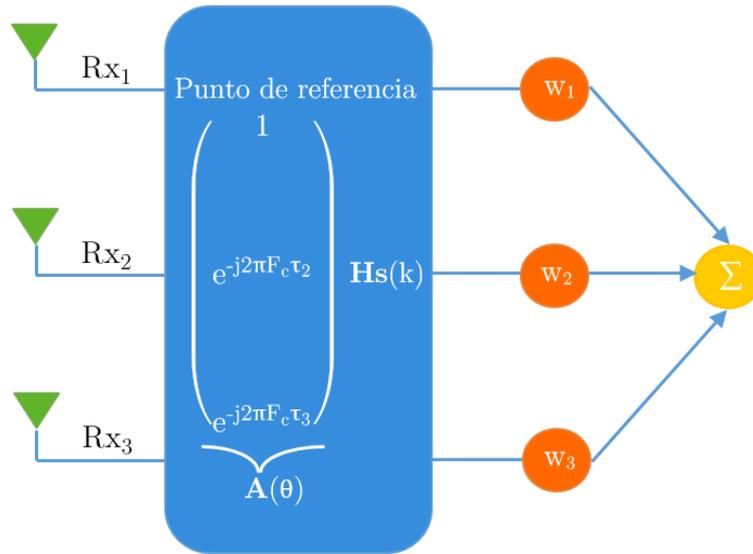
<sup>50</sup>Walter da C FREITAS Jr., Francisco CAVALCANTI y Renato R. LOPES (2005). "Hybrid transceiver schemes for spatial multiplexing and diversity in MIMO systems". En: *Journal of Communication and Information systems* 20.3, págs. 63-76.

se encuentra modelada como:

$$\mathbf{X}(k, k + 1) = (\mathbf{A}(\theta) \cdot \mathbf{H})\mathbf{S}(k, k + 1) + \mathbf{V}(k, k + 1) \quad (27)$$

donde  $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{N_{Rx} \times T}$  denota la matriz de símbolos recibidos,  $T$  son los instantes de tiempo para transmitir un bloque,  $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{N_{Tx} \times T}$  denota la matriz de símbolos transmitidos,  $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_{Rx} \times N_{Tx}}$  denota la matriz de canal cuyas entradas son variables aleatorias gaussianas circularmente simétricas. Dicha matriz  $\mathbf{H}$  permanece constante durante todo el bloque de símbolos, y, para cada bloque se genera una matriz independiente de la anterior<sup>51</sup>, y por último,  $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{N_{Rx} \times T}$  es la matriz de AWGN (*Additive white Gaussian noise*).

**Figura 18:** Diagrama de muestreo espacial



Fuente: STOICA P. MOSES R. *Introduction to Spectral Analysis*, Prentice Hall, 1997

Representando el modelo (27) en forma matricial:

$$\begin{bmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} \\ x_{2,1} & x_{2,2} \\ x_{N_{Rx},1} & x_{N_{Rx},2} \end{bmatrix} = \mathbf{A}(\theta) \cdot \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & h_{1,3} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & h_{2,3} \\ h_{N_{Rx},1} & h_{N_{Rx},2} & h_{N_{Rx},N_{Tx}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \\ s_3 & s_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{1,1} & v_{1,2} \\ v_{2,1} & v_{2,2} \\ v_{N_{Rx},1} & v_{N_{Rx},2} \end{bmatrix} \quad (28)$$

<sup>51</sup>Daniel R. FURTADO, F. Marcio CALDAS y Walter FREITAS (2011). "Hybrid Space-time diversity and spatial-multiplexing MIMO cooperative scheme for wireless communication systems". En: *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2011 IEEE 22nd International Symposium on*. IEEE, págs. 1657-1661.

La matriz  $\mathbf{A}(\theta)$  como se muestra en la figura (18) denota los desfases con los cuales son recibidas las señales con respecto al primer sensor, en forma matricial se expresa de la siguiente forma:

$$\mathbf{A}(\theta) = \begin{bmatrix} e^{-i2\pi F_c \tau_1(\theta_1)} & e^{-i2\pi F_c \tau_1(\theta_2)} & e^{-i2\pi F_c \tau_1(\theta_3)} \\ e^{-i2\pi F_c \tau_2(\theta_1)} & e^{-i2\pi F_c \tau_2(\theta_2)} & e^{-i2\pi F_c \tau_2(\theta_3)} \\ e^{-i2\pi F_c \tau_3(\theta_1)} & e^{-i2\pi F_c \tau_3(\theta_2)} & e^{-i2\pi F_c \tau_3(\theta_3)} \end{bmatrix} \quad (29)$$

Este desfase se encuentra expresado como  $\tau_m(\theta)$  y para un ULA en el  $m$ -ésimo sensor está dado por<sup>52</sup>:

$$\tau_m(\theta) = (m - 1) \frac{l \sin(\theta)}{c} \quad (30)$$

Donde  $c$  es la velocidad de propagación de la onda,  $\theta$  el ángulo de llegada de la misma y  $l$  es la separación entre elementos del arreglo que debe ser  $l \leq \frac{\lambda}{2}$  para evitar aliasing espacial<sup>53</sup>.

El arreglo de antenas recibe cada una de las señales transmitidas de un bloque de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} x_{1,1} &= s_1 h_{1,1} e^{-j2\pi F_c \tau_1(\theta_1)} + s_2 h_{1,2} e^{-j2\pi F_c \tau_1(\theta_2)} + s_3 h_{1,3} e^{-j2\pi F_c \tau_1(\theta_3)} + v_{1,1} \\ x_{2,1} &= s_1 h_{2,1} e^{-j2\pi F_c \tau_2(\theta_1)} + s_2 h_{2,2} e^{-j2\pi F_c \tau_2(\theta_2)} + s_3 h_{2,3} e^{-j2\pi F_c \tau_2(\theta_3)} + v_{2,1} \\ x_{3,1} &= s_1 h_{3,1} e^{-j2\pi F_c \tau_3(\theta_1)} + s_2 h_{3,2} e^{-j2\pi F_c \tau_3(\theta_2)} + s_3 h_{3,3} e^{-j2\pi F_c \tau_3(\theta_3)} + v_{3,1} \\ x_{1,2} &= -s_2^* h_{1,1} e^{-j2\pi F_c \tau_1(\theta_1)} + s_1^* h_{1,2} e^{-j2\pi F_c \tau_1(\theta_2)} + s_4 h_{1,3} e^{-j2\pi F_c \tau_1(\theta_3)} + v_{1,2} \\ x_{2,2} &= -s_2^* h_{2,1} e^{-j2\pi F_c \tau_2(\theta_1)} + s_1^* h_{2,2} e^{-j2\pi F_c \tau_2(\theta_2)} + s_4 h_{2,3} e^{-j2\pi F_c \tau_2(\theta_3)} + v_{2,2} \\ x_{3,2} &= -s_2^* h_{3,1} e^{-j2\pi F_c \tau_3(\theta_1)} + s_1^* h_{3,2} e^{-j2\pi F_c \tau_3(\theta_2)} + s_4 h_{3,3} e^{-j2\pi F_c \tau_3(\theta_3)} + v_{3,2} \end{aligned} \quad (31)$$

## LMS

Para que la recepción de  $\mathbf{X}$  sea más eficiente se emplea el Beamforming, que por medio del algoritmo adaptativo LMS procesa cada una de las señales del bloque enviado utilizando el arreglo de antenas receptoras para ponderar los símbolos deseados y corregir el desfase por medio del conjunto de pesos  $\mathbf{w} = [w_1, w_2, w_3]$  en las señales que son recibidas, tal como se muestra en la figura (13).

<sup>52</sup>Julian RAMIREZ, Alexander LOPEZ y Jorge I. MARIN (2014). *Sistema de Comunicación MIMO "Una Introducción al procesamiento para arreglos de Antenas"*. Editorial Granada.

<sup>53</sup>Julian RAMIREZ, Alexander LOPEZ y Jorge I. MARIN (2014). *Sistema de Comunicación MIMO "Una Introducción al procesamiento para arreglos de Antenas"*. Editorial Granada.

En un bloque de transmisión, este algoritmo adaptativo procesa de igual forma el primer y segundo instante de tiempo. En un instante  $k$ , cada señal recibida en el arreglo de antenas se multiplica por el conjunto de pesos (en una primera iteración  $\mathbf{w}=0$ ) el cual va ser actualizado por medio de la señal de error, que es calculada con una señal de referencia como sigue:

$$y(k) = \mathbf{w}^H(k)\mathbf{x}(k) \quad (32)$$

$$e(k) = d(k) - y(k) \quad (33)$$

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu\mathbf{x}(k)e^*(k) \quad (34)$$

Por medio de la señal de referencia  $d(k)$  el LMS conoce el desfase con el cual ha sido recibida la señal, y esto le permite corregirlo con el vector de pesos  $\mathbf{w}$ .

Una vez que se ha procesado el primer y segundo instante de un bloque de transmisión con el algoritmo adaptativo LMS se tiene una nueva matriz de señal recibida optimizada  $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{N_{Rx} \times T}$ .

$$\mathbf{Y}_{N_{Rx},T} = \sum_{k=1}^T \sum_{i=1}^{N_{Rx}} \mathbf{w}_i^H(k)\mathbf{x}_i(k) \quad (35)$$

### Proceso de Detección

Luego que el Beamforming entrega la matriz  $\mathbf{Y}$  de símbolos procesados corrigiendo el desfase proveniente del ángulo de llegada, el esquema G2+1, que busca mitigar la interferencia de las capas, obtiene una salida que consiste en una sola señal codificada en espaci y tiempo o de una única señal no codificada<sup>54</sup>. Como se observa en la figura (15) las capas de cada bloque se procesan sucesivamente en tres pasos.

#### 1. Detección de la capa G2

En un bloque de transmisión con los instantes  $k$  y  $k+1$ , se detecta la capa  $G2$  que es más robusta, es decir, se estiman los símbolos  $\hat{\mathbf{s}}_{G2} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2]$  utilizando el decodificador preestablecido para STBC. Para esta detección se toma la matriz recibida correspondiente a la primera capa, es decir las dos primeras filas de  $\mathbf{Y}$ .

<sup>54</sup>Martin B. OBANDO, Walter C. FREITAS JR. y Francisco RP. CAVALCANTI (2010). "Switching between hybrid MIMO structures for video transmission based on distortion model". En: *Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2010-Fall), 2010 IEEE 72nd*. IEEE, págs. 1-5.

Como la capa de Alamouti cuenta con un escenario  $N_{Tx_{G2}} = 2$  y  $N_{Rx_{G2}} = 2$ , luego de quitar la interferencia de la capa no codificada, los símbolos en el receptor se tienen de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
y_{1,1} &= h_{1,1}s_1 + h_{1,2}s_2 + v_{1,1} \\
y_{1,2} &= -h_{1,1}s_2^* + h_{1,2}s_1^* + v_{1,2} \\
y_{2,1} &= h_{2,1}s_1 + h_{2,2}s_2 + v_{2,1} \\
y_{2,2} &= -h_{2,1}s_2^* + h_{2,2}s_1^* + v_{2,2}
\end{aligned} \tag{36}$$

Para esto, se utiliza el canal equivalente a la capa  $G2$  que corresponde a las dos primeras filas y columnas de  $\mathbf{H}$ , es decir

$$\mathbf{H}_{G2} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{bmatrix} \tag{37}$$

Ahora, para estimar  $\hat{s}_1$  y  $\hat{s}_2$

$$\begin{aligned}
\hat{s}_1 &= h_{1,1}^*y_{1,1} + h_{1,2}y_{1,2}^* + h_{2,1}^*y_{2,1} + h_{2,2}y_{2,2}^* \\
\hat{s}_2 &= h_{1,2}^*y_{1,1} + h_{1,1}y_{1,2}^* + h_{2,2}^*y_{2,1} + h_{2,1}y_{2,2}^*
\end{aligned} \tag{38}$$

Se lleva a cabo la estadística de decisión del decodificador  $ML$ , el cual decodifica en favor de  $\hat{s}_1$  y  $\hat{s}_2$  sobre todos los valores posibles de  $s_1$  y  $s_2$  dependiendo del tipo de modulación utilizada, de manera<sup>55</sup>

$$\left| \left[ \sum_{i=1}^{N_{Rx_{G2}}} (y_{i,1}h_{i,1}^* + y_{i,2}^*h_{i,2}) \right] - s_1 \right|^2 + \psi |s_1|^2 \tag{39}$$

$$\left| \left[ \sum_{i=1}^{N_{Rx_{G2}}} (y_{i,1}h_{i,2}^* - y_{i,2}^*h_{i,1}) \right] - s_2 \right|^2 + \psi |s_2|^2 \tag{40}$$

$\hat{s}_1$  y  $\hat{s}_2$  son minimizados por  $\psi$ , el cual se encuentra dado por

$$\psi = \left( -1 + \sum_{i=1}^{N_{Rx_{G2}}} \sum_{j=1}^{N_{Tx_{G2}}} |h_{i,j}|^2 \right) \tag{41}$$

## 2. Cancelación de Interferencia

Una vez son estimados los símbolos de la primera capa esta se regenera, con el fin de cancelar su impacto de la señal recibida total  $\mathbf{Y}$ , por medio de la *Cancelación*

<sup>55</sup>Luis Miguel CORTES-PEÑA (2009). "MIMO space-time block coding (STBC): simulations and results". En: *Design Project: Personal and Mobile Communications*, pág. 8.

*Sucesiva de Interferencia (SIC)*

$$\mathbf{Y}' = \mathbf{Y} - \mathbf{H}_{G2}\hat{\mathbf{s}}_{G2} \quad (42)$$

### 3. Detección de la capa VBLAST

La detección de  $\hat{\mathbf{s}}_{VBLAST} = [\hat{s}_3, \hat{s}_4]$  se realiza utilizando el criterio MMSE sobre la señal  $\mathbf{Y}'$  y se considera a  $\mathbf{H}_{VBLAST}$  como la matriz de canal equivalente del sistema resultante despues del ultimo paso<sup>56</sup>.

$$\mathbf{W}_{VBLAST}^H = [\mathbf{H}_{VBLAST}^H \mathbf{H}_{VBLAST} + \sigma^2 \mathbf{I}_{N_{Tx}}]^{-1} \mathbf{H}_{VBLAST}^H \quad (43)$$

Ahora se realiza la estimación de  $\hat{\mathbf{s}}_{VBLAST}$  como sigue

$$\hat{\mathbf{s}}_{VBLAST} = \mathbf{W}_{VBLAST}^H \mathbf{Y}' \quad (44)$$

De esta forma, se realizan la estimación de todos los símbolos de cada uno de los bloques tranmitidos.

## 5.2. IMPLEMENTACIÓN

Con respecto a la información anterior y analizando uno a uno las estructuras propuestas a realizar, el sistema es implementado con la herramienta de software matemático MATLAB bajo una serie de secuencias, que permiten el ordenamiento correcto en la elaboración del algoritmo HMS con Beamforming. Todos los resultados obtenidos son corroborados con publicaciones aprobadas por la comunidad internacional.

1. **Alamouti:** Con base en el algoritmo propuesto en,<sup>57</sup> se procedió a implementar el algoritmo, teniendo en cuenta una estructura de transmisión basada en dos elementos rectores  $N_{Rx}$  y dos elementos transmisores  $N_{Tx}$  respetando la condición de la ganancia de diversidad, que consiste en tener mínimo dos elementos transmisores sin importar la cantidad de elemento receptores. El algoritmo consta de una modulación de 16QAM en bloques de transmisión de dos símbolos en dos instantes de tiempo. La estimación de los símbolos trasmitidos se realiza mediante el

<sup>56</sup>Daniel R. FURTADO, F. Marcio CALDAS y Walter FREITAS (2011). "Hybrid Space-time diversity and spatial-multiplexing MIMO cooperative scheme for wireless communication systems". En: *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2011 IEEE 22nd International Symposium on*. IEEE, págs. 1657-1661.

<sup>57</sup>Yong Soo CHO y col. (2010). *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons.

decodificador ML(maximum-likelihood). Los resultados obtenidos se compararon con los propuestos en la referencia anteriormente mencionada.

2. **VBLAST:** Se implementó el esquema propuesto en<sup>58</sup> con una configuración de  $N_{Tx} = 3$  y  $N_{Rx} = 3$  y utilizando una modulación BPSK y 4QAM. En el proceso de detección se tomó en cuenta los criterios de ZF y MMSE, y se canceló la interferencia con el algoritmo SIC. Se realizó la comparación entre los sistemas ZF, ZF-SIC, MMSE, MMSE-SIC lo que permitió determinar que el criterio MMSE-SIC era el más apropiado para la detección de símbolos debido a que presenta una mayor robustez, y además el algoritmo SIC permite eliminar la interferencia entre capas.
3. **Híbrido G2+1:** Implementados los esquemas de Alamouti y VBLAST y corroborado los resultados obtenidos con sus respectivas referencias, se procedió a realizar el algoritmo híbrido. Basado en<sup>59</sup> el algoritmo consta de tres elementos transmisores y tres elementos receptores. La transmisión de símbolos con modulación BPSK consta de un bloque de cuatro símbolos en dos instantes de tiempo por medio de un canal aleatorio por cada bloque, afectado por el desvanecimiento de Rayleigh más AWGN. Se realiza la decodificación de la primera capa con el algoritmo preestablecido de Alamouti y la segunda capa por medio del criterio MMSE para la detección de VBLAST<sup>60</sup>.
4. **Alamouti con Beamforming :** Para el algoritmo Alamouti con Beamforming se realizó con base en las ecuaciones (36) y (38) de Alamouti y (15) (34) de Beamforming y el LMS adaptativo respectivamente, bajo los parámetros de dos elementos tanto en el receptor como en el transmisor con modulación BPSK y con frecuencia de 1GHz. Los resultados obtenidos se compararon con los expuestos por el documento<sup>61</sup> alcanzando una mejora por la implementación del algoritmo adaptativo LMS.
5. **VBLAST con Beamforming:** Se implementó un sistema VBLAST de  $N_{Tx} = 2$  y  $N_{Rx} = 2$  con formación de haz adaptativa por medio de la expresión (34) alcanzando una optimización en el rendimiento de la SER debido a que el beamforming constituye una herramienta eficaz para suprimir la interferencia cocanal. Se obtiene

---

<sup>58</sup>Peter W. WOLNIANSKY y col. (1998). "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel". En: *Signals, Systems, and Electronics, 1998. ISSSE 98. 1998 URSI International Symposium on*. IEEE, págs. 295-300.

<sup>59</sup>Walter da C FREITAS Jr., Francisco CAVALCANTI y Renato R. LOPES (2005). "Hybrid transceiver schemes for spatial multiplexing and diversity in MIMO systems". En: *Journal of Communication and Information systems* 20.3, págs. 63-76.

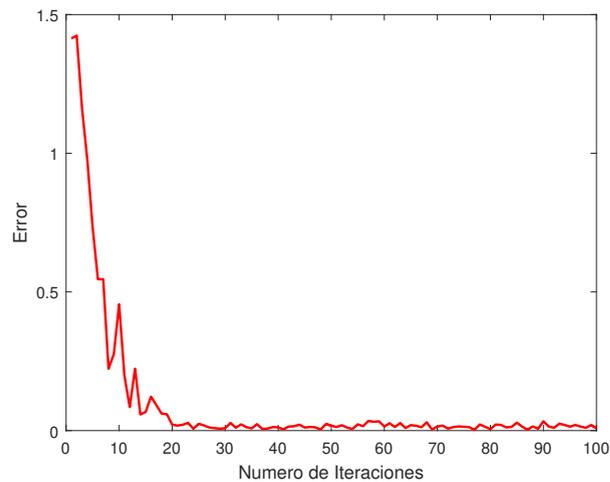
<sup>60</sup>Walter da C FREITAS Jr., Francisco CAVALCANTI y Renato R. LOPES (2005). "Hybrid transceiver schemes for spatial multiplexing and diversity in MIMO systems". En: *Journal of Communication and Information systems* 20.3, págs. 63-76.

<sup>61</sup>Chen SUN y col. (2004). "Combining beamforming with Alamouti scheme for multiuser MIMO communications". En: *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th*. Vol. 2. IEEE, págs. 1415-1419.

una mejor rendimiento como se expresa en<sup>62</sup> debido a la utilización del Beamforming adaptativo en lugar del Beamforming fijo.

6. **LMS:** Se utilizó el algoritmo adaptativo encontrado en<sup>63</sup> y para verificar su funcionamiento se transmitieron 100 símbolos en un sistema de  $N_{Tx} = 3$  y  $N_{Rx} = 3$  con canal aleatorio  $\mathbf{H}$ , AWGN, una modulación 4QAM y los ángulos de desfase de las señales recibidas son  $-30^\circ$ ,  $0^\circ$  y  $30^\circ$ , a una frecuencia portadora de  $1GHz$ . Para observar la señal de error  $e(k)$  se introdujo una señal de referencia  $d(k)$  proveniente de los símbolos transmitidos.

**Figura 19:** Convergencia del error LMS



Como se observa en la figura (19) para un  $\mu \leq \frac{1}{2\lambda_{max}}$  tal como se expresa en<sup>64</sup> el cual es necesario para un correcto funcionamiento del algoritmo, la gráfica de  $e(k)$  muestra el comportamiento esperado de la convergencia de acuerdo con<sup>65</sup> donde el error es mayor y tiene fluctuaciones hasta la muestra 20 debido a que todavía no se ha realizado la cantidad de iteraciones suficientes para que la señal recibida iguale la señal de referencia.

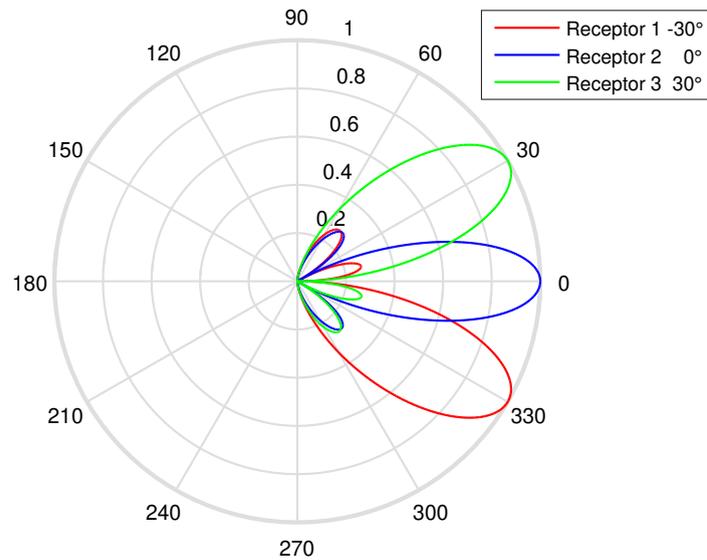
<sup>62</sup>Zhihui WANG y Liu BO (2008). “Adaptive Beamforming for Cellular Systems with V-BLAST”. En: *Pervasive Computing and Applications, 2008. ICPCA 2008. Third International Conference on*. Vol. 2. IEEE, págs. 945-947.

<sup>63</sup>Devika RAJESWARAN y Aswathy K. NAIR (2016). “MIMOInterference rejection in MIMO-Beamforming Systems”. En: *Signal Processing and Integrated Networks (SPIN), 2016 3rd International Conference on*. IEEE, págs. 406-410.

<sup>64</sup>Rinkee CHOPRA y Rahul LAKHMANI (2017). “Design and comparative evaluation of antenna array performance using non blind LMS beamforming algorithms”. En: *Progress in Electromagnetics Research Symposium-Fall (PIERS-FALL), 2017*. IEEE, págs. 1827-1834.

<sup>65</sup>Devika RAJESWARAN y Aswathy K. NAIR (2016). “MIMOInterference rejection in MIMO-Beamforming Systems”. En: *Signal Processing and Integrated Networks (SPIN), 2016 3rd International Conference on*. IEEE, págs. 406-410.

**Figura 20:** Diagrama polar de formación de haces



La formación de haz con el algoritmo LMS se puede apreciar en la figura (20) donde el arreglo de 3 elementos receptores por medio del conjunto de pesos redirige los haces hacia los ángulos de llegada de los símbolos deseados colocando allí la mayor cantidad de potencia (lóbulo mayor de cada receptor), a su vez, disminuye la potencia hacia las demás direcciones (lóbulos menores), este resultado fue verificado en<sup>66</sup> donde se expone, que el ancho del haz es mas estrecho y se dirige mayor cantidad de potencia a medida que aumenta el número de elementos en el receptor. El receptor 1 dirige su potencia en la dirección de  $-30^\circ$ , el receptor 2 lo hace en dirección de  $0^\circ$  y por último el receptor 3 dirige su mayor cantidad de energía en la dirección de  $30^\circ$ .

<sup>66</sup>S. RAZIA, T. HOSSAIN y M. MATIN (2012). "Performance analysis of adaptive beamforming algorithm for smart antenna system". En: *Informatics, Electronics & Vision (ICIEV), 2012 International Conference on*. IEEE, págs. 946-949.

## 6. ANÁLISIS DE RESULTADOS

### 6.1. PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

Se realiza la implementación y prueba del sistema HMS con Beamforming y el HMS puro, presentando un análisis bajo el enfoque Monte Carlo, ya que el proceso de simulación conlleva el uso de números aleatorio y extrae conclusiones sobre un sistema real sin necesidad de experimentar directamente sobre el sistema en cuestión<sup>67</sup>. El análisis se referencia en términos de tasa de error de símbolo (SER) frente a la relación señal a ruido (SNR). Las modulaciones utilizadas fueron 4QAM, 16QAM y 64QAM, en estructuras con el mismo número de antenas de transmisión y recepción, esto implica que todos tienen el mismo potencial para lograr las ganancias de diversidad y multiplexación.

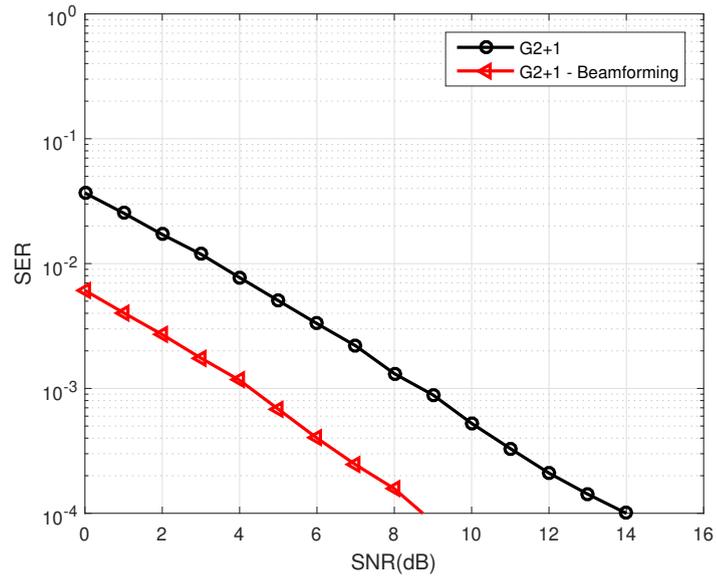
Se considera un sistema MIMO con 3 antenas receptoras y 3 antenas transmisoras, con matriz de canal  $\mathbf{H}$  que se genera de forma aleatoria, con desvanecimiento Rayleigh bajo efectos del ruido gaussiano. Se maneja una transmisión de  $1 \times 10^5$  bloques, donde cada bloque de transmisión consta de 4 símbolos, a frecuencia portadora de  $1GHz$  y un distanciamiento entre antenas receptoras de  $\frac{\lambda}{2}$ , estos parámetros se conservan para ambos esquemas. Considerando que la comunicación MIMO se realiza con la información precisa del estado del canal CSI (*Channel State Information*).

---

<sup>67</sup>José Antonio GÁMEZ M., José Miguel CALLEJÓN P. y col. (1998). *Sistemas expertos probabilísticos*. Vol. 20. Universidad de Castilla La Mancha.

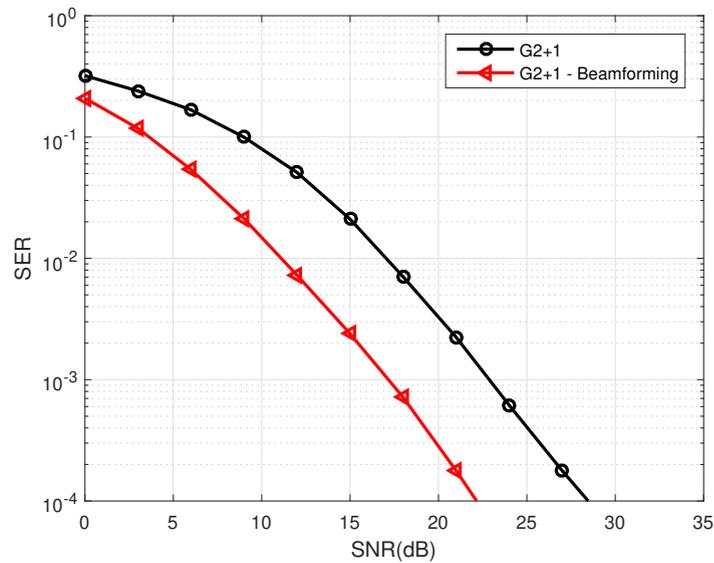
## 6.2. HMS CON BEAMFORMING

**Figura 21:** Sistema híbrido MIMO-Beamforming  $3 \times 3$  con modulación 4QAM



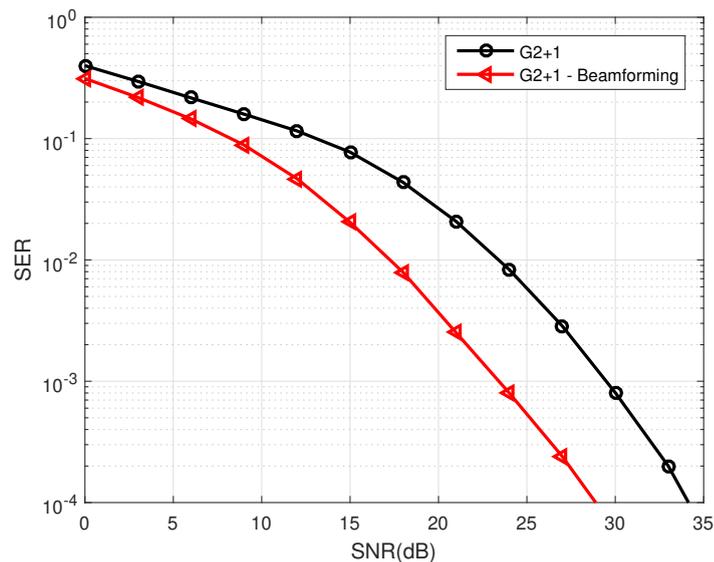
La figura (21) muestra el resultado para una modulación 4QAM. El beamforming optimiza el algoritmo G2+1 logrando aproximadamente una ganancia de aproximadamente 5.8 dB para una tasa de error de símbolo de  $1 \times 10^{-4}$ . La figura muestra un desplazamiento de  $3 \times 10^{-2}$  en el SER, indicando un aumento en el rendimiento de la tasa de error de símbolo, ya que la modulación 4QAM solo transmite 2 bit por cada símbolo, lo que quiere decir que existe una menor probabilidad de que un bit sea errado.

**Figura 22:** Sistema hibrido MIMO-Beamforming  $3 \times 3$  con modulaci3n 16QAM



El esquema G2+1 optimizado con Beamforming con modulaci3n de 16QAM se muestra en la figura (22). En este caso se obtiene una ganancia de aproximadamente 5.5 dB para una tasa de error de simbolo de  $1 \times 10^{-4}$ . Debido a que ahora se transmiten 4 bits por s3mbolo, la ganancia disminuye, pues hay mayor probabilidad de error.

**Figura 23:** Sistema hibrido MIMO-Beamforming  $3 \times 3$  con modulaci3n 64QAM



Por 3ltimo, la optimizaci3n del G2+1 con 64-QAM se ilustra en la figura (23), donde la ganancia es de aproximadamente 5.1 dB para la tasa de error de simbolo. Se esperaba

que fuera la menor ganancia obtenida debido al mayor número de bits transmitidos por cada símbolos.

La implementación de elementos adaptativos en el receptor ha permitido conseguir una ganancia en promedio de 5.4dB debido a la capacidad que tiene de ubicar la señal de interés por medio del algoritmo LMS, que estimando la dirección de llegada (DOA) de las señales corrige el desfase producido en el transcurso de la transmisión. Esto se ve reflejado en las figuras (21) (22) (23) puesto que por la misma cantidad de bloques que se transmiten tanto para el algoritmo HMS puro como para el HMS con Beamforming, por medio de la formación de haz adaptativa, el segundo tiene la suficiencia para detectar una mayor cantidad de símbolos correctamente y de esta manera aprovechar mejor el espectro, ya que puede conocer las deficiencias con las que se ve afectada una señal que es transmitida por un medio inalámbrico.

La SNR es alta debido a que no se considera la codificación de canal, sin embargo, el resultado es satisfactorio puesto que además de obtener a ganancia de diversidad y multiplexación, que se puede apreciar en una mayor cantidad de símbolos correctos ofrecida por STBC y el aumento en la tasa de transmisión de datos que proporciona el VBLAST, se logra optimizar el desempeño del HMS reduciendo uno de los principales problemas como lo es la Interferencia Cocanal, que se encuentra presente debido a la utilización de capas de multiplexado, pero por medio del algoritmo adaptativo es minimizada, ya que como se mencionó anteriormente la señal de preferencia es ponderada redirigiendo la mayor cantidad de potencia hacia la dirección de interés, de esta manera los símbolos que provienen desde locaciones intereferentes llegan con potencia menor o casi nula al receptor, lo que aumenta la probabilidad de que el símbolo de interés sea detectado correctamente. La utilización del algoritmo detección MMSE-SIC ha permitido obtener un proceso de detección eficiente, debido a la capacidad para eliminar la interferencia a medida que se van detectando las capas más robustas.

### 6.3. EFICIENCIA ESPECTRAL

La eficiencia espectral o eficiencia del ancho de banda se describe como la tasa de información que se puede transmitir a través de un ancho de banda, es decir la tasa de transmisión de datos total alcanzada por los usuarios activos en un sistema de comunicación específico. La eficiencia espectral varía con la modulación para cada esquema de acuerdo con la cantidad de símbolos de datos que transmiten en cada uso del canal<sup>68</sup>.

---

<sup>68</sup>Hien Quoc NGO, Erik G. LARSSON y Thomas L. MARZETTA (2013). "Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems". En: *IEEE Transactions on Communications* 61.4, págs. 1436-1449.

La ecuación que representa la eficiencia espectral se expresa de la siguiente forma

$$\eta = \left(\frac{K}{T}\right) \cdot \log_2 M(\text{bps}/\text{Hz}) \quad (45)$$

- $\eta$ : eficiencia espectral del sistema
- $K$ : símbolos de la información a transmitir por bloque
- $T$ : instantes de uso del canal por bloque.
- $M$ : número de puntos de la constelación de señales

Como se expresa en<sup>69</sup>, el G2+1, transmite  $K = 4$  símbolos por bloque (es decir  $s_1, s_2, s_3$  y  $s_4$ ) en  $T = 2$  (es decir  $k$  y  $k + 1$ ) intervalos de señalización consecutivos, acorde con la expresión (25). La tasa de símbolos de datos de este esquema es igual a  $\frac{K}{T} = 2$  símbolo pcu. La eficiencia espectral por modulación se representa en la Tabla 2

**Tabla 2:** Parámetros de transmisión para la eficiencia espectral

Estructura	Tasa de simbolo de datos (pcu)	Esquema de modulación	Cardinalidad (M)	Eficiencia espectral $\eta(\text{bits}/\text{Hz})$
<b>G2+1</b>	2	4QAM	4	4
		16QAM	16	8
		64QAM	64	12
<b>G2</b>	1	4QAM	4	2
		16QAM	16	4
		64QAM	64	6
<b>V-BLAST</b>	$\min(N_{Tx}, N_{Rx}) = 3$	4QAM	4	6
		16QAM	16	12
		64QAM	64	18

<sup>69</sup>Daniel R. FURTADO, F. Marcio CALDAS y Walter FREITAS (2011). “Hybrid Space-time diversity and spatial-multiplexing MIMO cooperative scheme for wireless communication systems”. En: *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2011 IEEE 22nd International Symposium on*. IEEE, págs. 1657-1661.

## 7. CONCLUSIONES

- La capacidad de corregir las deficiencias que afectan a una señal que se transmite en un medio inalámbrico, como lo son el desfase, desvanecimiento y retardo, hacen de la técnica del Beamforming una buena solución para mitigar estos problemas, esto se puede afirmar a partir de los resultados obtenidos, donde se obtiene una ganancia en promedio de 6dB en el rendimiento de la SER debido a la suficiencia que presenta esta técnica para mitigar los errores con los cuales la señal es recibida.
- El algoritmo adaptativo no ciego LMS puede ser considerado como una buena técnica para el rechazo de interferencias ya que tiene la posibilidad de conocer el grado de error con el cual un símbolo es recibido y esto le permite realizar la corrección de acuerdo a una señal de referencia que intenta igualar, esto hace que sea posible obtener una mayor cantidad de símbolos detectados correctamente y así disminuir la tasa de error de símbolo.
- En una red inalámbrica en expansión se tendrá que reutilizar las frecuencias, ya que el espectro no es un recurso ilimitado, entonces la CCI es un problema que crece constantemente, sin embargo, la técnica del Beamforming adaptativo constituye una herramienta eficaz para suprimir de interferencia cocanal, debido a la orientación que se realiza del haz hacia la dirección de interés, esto hace que los símbolos interferentes de las demás direcciones sean minimizados en el receptor, y aumentar la capacidad general de la red.
- El Beamforming aumenta la SNR de la señal, es decir que en un sistema de transmisión inalámbrico se requiere de una menor cantidad de potencia para que la recepción sea eficiente y, por lo tanto, la señal puede soportar entornos de canales ruidosos y atenuantes.
- En sistemas con capas de multiplexación espacial como el implementado, es inevitable la interferencia entre capas, es por esto que resulta efectivo el procesamiento sucesivo de capas con el fin de ir anulando la interferencia de las capas que ya han sido decodificadas, de esta manera se optimiza el proceso de detección, permitiendo que mas símbolos sean detectados correctamente.
- La eficiencia espectral del esquema V-BLAST es inherentemente más alta de la que ofrece Alamouti, pero no garantiza la estimación de los símbolos correctamente. A diferencia de la arquitectura de Alamouti su modo de transmisión es redundante obteniendo mejor desempeño de SER permitiendo al sistema brindar mayor fiabilidad. Ahora, para el HMS con Beamforming, este presenta la misma eficiencia

espectral que el HMS puro ya que se transmite la misma matriz espacio temporal, pero, el procesador de formación de haz optimiza la eficiencia del espectro debido a que corrige el desfase de las señales recibida permitiendo mejorar la recepción de la información.

## 8. RECOMENDACIONES

Existen diversas formas de implementar y analizar los sistemas HMS con Beamforming en el mundo de las telecomunicaciones con el objetivo de mejorar la calidad y el servicio en la transmisión de datos. El proyecto de grado es una pequeña parte del aprovechamiento de las técnicas de Beamforming, pues existen diferentes mecanismos que permiten mejorar a un más el rendimiento del sistema.

- Estructuras HMS con Beamforming bajo la codificación acceso múltiple por división de frecuencia ortogonal (OFDMA) es una buena forma de minimizar los problemas de desvanecimiento e interferencia entre símbolos evitando que se solapen en el receptor en un 40 %. Un transmisor OFDM divide la información en varias subflujos paralelas y envía cada subflujo a una frecuencia diferente conocida como subportadora.
- La codificación de canal en HMS con Beamforming tiene como finalidad la detección y corrección de errores producidos en el canal de comunicación o en medios de grabación como consecuencia del ruido y distorsión introducidos, tanto por el medio de propagación, como por las no linealidades en el propio sistema de transmisión.
- Estructuras HMS con Beamforming bajo procesamiento de la señal con sistema de tensores para tecnología multisensor. Los tensores de orden superior (es decir, arreglos de múltiples vías) permiten un cambio fundamental hacia modelos que son esencialmente polinomios. Los tensores muestran una gran flexibilidad en la elección de restricciones que coinciden con las propiedades de los datos y extraen componentes latentes más generales en los datos que los métodos basados en matrices.

## BIBLIOGRAFÍA

- ANGUÍS H., José Javier (2008). “Redes de Area Local Inalámbricas: Diseño de la WLAN de Wheelers Lane Technology College”. Tesis doct. Tesis para obtener el Título de Ingeniero de las Telecomunicaciones. Universidad de Sevilla. España.
- ARTES, Antonio y Fernando PÉREZ (2012). *Comunicaciones Digitales*. Los Autores.
- BALANIS, Constantine A. y col. (2005). “Antenna theory: analysis and design”. En: *MICROSTRIP ANTENNAS, third edition, John wiley & sons*.
- BIGLIERI, Ezio y col. (2007). *MIMO wireless communications*. Cambridge university press.
- CHO, Yong Soo y col. (2010). *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons.
- CHOPRA, Rinkee y Rahul LAKHMANI (2017). “Design and comparative evaluation of antenna array performance using non blind LMS beamforming algorithms”. En: *Progress in Electromagnetics Research Symposium-Fall (PIERS-FALL), 2017*. IEEE, págs. 1827-1834.
- CORTES-PEÑA, Luis Miguel (2009). “MIMO space-time block coding (STBC): simulations and results”. En: *Design Project: Personal and Mobile Communications*, pág. 8.
- COX, Christopher (2012). *An introduction to LTE: LTE, LTE-advanced, SAE and 4G mobile communications*. John Wiley & Sons.
- CUPO, Robert L. y col. (1997). “A four-element adaptive antenna array for IS-136 PCS base stations”. En: *Vehicular Technology Conference, 1997, IEEE 47th*. Vol. 3. IEEE, págs. 1577-1581.
- FREITAS Jr., Walter da C, Francisco CAVALCANTI y Renato R. LOPES (2005). “Hybrid transceiver schemes for spatial multiplexing and diversity in MIMO systems”. En: *Journal of Communication and Information systems* 20.3, págs. 63-76.
- FURTADO, Daniel R., F. Marcio CALDAS y Walter FREITAS (2011). “Hybrid Space-time diversity and spatial-multiplexing MIMO cooperative scheme for wireless communication systems”. En: *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2011 IEEE 22nd International Symposium on*. IEEE, págs. 1657-1661.
- GÁMEZ M., José Antonio, José Miguel CALLEJÓN P. y col. (1998). *Sistemas expertos probabilísticos*. Vol. 20. Universidad de Castilla La Mancha.
- GOLUB, Gene H. y Charles F. VAN LOAN (2012). *Matrix computations*. Vol. 3. JHU Press.
- HAYKIN, Simon y Neural NETWORK (2004). “A comprehensive foundation”. En: *Neural networks* 2.2004, págs. 126-127.

- LARSSON, Erik G., Fredrik EDFORS y Thomas L. MARZETTA (2014). “Massive MIMO for next generation wireless systems”. En: *IEEE communications magazine* 52.2, págs. 186-195.
- LOYKA, Sergey y Francois GAGNON (2004). “Performance analysis of the V-BLAST algorithm: An analytical approach”. En: *IEEE Transactions on wireless communications* 3.4, págs. 1326-1337.
- NGO, Hien Quoc, Erik G. LARSSON y Thomas L. MARZETTA (2013). “Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems”. En: *IEEE Transactions on Communications* 61.4, págs. 1436-1449.
- NWALOZIE, G. y col. (2013). “A Simple Comparative Evaluation of Adaptive Beam forming Algorithms”. En: *International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT)* 2.7.
- O. SADIKU, Matthew N. (2003). “Elementos de electromagnetismo”. En: *Ed Oxford, México* 764.
- OBANDO, Martin B., Walter C. FREITAS JR. y Francisco RP. CAVALCANTI (2010). “Switching between hybrid MIMO structures for video transmission based on distortion model”. En: *Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2010-Fall), 2010 IEEE 72nd. IEEE*, págs. 1-5.
- RAJESWARAN, Devika y Aswathy K. NAIR (2016). “MIMO Interference rejection in MIMO-Beamforming Systems”. En: *Signal Processing and Integrated Networks (SPIN), 2016 3rd International Conference on. IEEE*, págs. 406-410.
- RAMIREZ, Julian, Alexander LOPEZ y Jorge I. MARIN (2014). *Sistema de Comunicación MIMO "Una Introducción al procesamiento para arreglos de Antenas"*. Editorial Granada.
- RAMOS PANIAGUA, Alberto y col. (2006). “Implementación de los algoritmos V-BLAST y comparación con los Space-Time codes para sistemas MIMO”. En:
- RAZIA, S., T. HOSSAIN y M. MATIN (2012). “Performance analysis of adaptive beamforming algorithm for smart antenna system”. En: *Informatics, Electronics & Vision (ICIEV), 2012 International Conference on. IEEE*, págs. 946-949.
- SUN, Chen y col. (2004). “Combining beamforming with Alamouti scheme for multiuser MIMO communications”. En: *Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004 IEEE 60th. Vol. 2. IEEE*, págs. 1415-1419.
- VAN VEEN, Barry y K. BUCKLEY (1997). “Beamforming techniques for spatial filtering”. En: *Digital Signal Processing Handbook*, págs. 61-71.
- WANG, Haohong y col. (2009). *4G wireless video communications*. Vol. 11. Wiley Online Library.
- WANG, Zhihui y Liu BO (2008). “Adaptive Beamforming for Cellular Systems with V-BLAST”. En: *Pervasive Computing and Applications, 2008. ICPCA 2008. Third International Conference on. Vol. 2. IEEE*, págs. 945-947.

- WOLNIANSKY, Peter W. y col. (1998). “V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel”. En: *Signals, Systems, and Electronics, 1998. ISSSE 98. 1998 URSI International Symposium on*. IEEE, págs. 295-300.
- XU, Hongjun y Narushan PILLAY (2014). “Simple near-maximum-likelihood low-complexity detection scheme for Alamouti space-time block coded spatial modulation”. En: *IET Communications* 8.15, págs. 2611-2618.
- ZHANG, Zhijun y col. (2003). “Hybrid smart antenna system using directional elements-performance analysis in flat Rayleigh fading”. En: *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 51.10, págs. 2926-2935.

## ANEXOS

### ANEXO A.

---

**Código fuente en MATLAB.** Algoritmo receptor HMS con Beamforming

---

*function*[*SER*, *s*] = *HMSBeamforming*(*N*, *M*, *tx*, *rx*, *Fc*, *c*, *SNR*)

Entrada

*N*      Número de bloques transmitidos  
*M*      Modulación QAM  
*tx*     Número de antenas transmisoras  
*rx*     Número de antenas receptoras  
*Fc*     Frecuencia portadora  
*c*      Constante de propagación  
*SNR*   Relación señal a ruido max

Salida

*s*      Símbolos estimados  
*SER*   Tasa de error de símbolo

```
lambda = c/Fc;  
l = lambda/2;  
sqNT = sqrt(2);  
in = 2;  
wp = zeros(rx, tx);  
Hc = (randn(rx, tx, N) + i * randn(rx, tx, N))/sqNT;  
theta = (randi([-90 90], 1, tx));  
A = exp(-i * 2 * pi * Fc * [0 : rx - 1].! * ((l * sin(theta * pi/180)))/c);  
msg = randi([0 M - 1], 1, N * 4);  
qamtx = qammod(msg, M);  
Si = s2p(qamtx, (tx + 1));  
S = [];  
for ii = 1 : length(SNRdB)  
    sigma = sqrt(0,5/(10^(SNRdB(ii)/10)));  
    s = [];  
    for k = 1 : N  
        Dato = Si(:, k);
```

---

**Código fuente en MATLAB.** Algoritmo receptor HMS con Beamforming

---

```
S1 = Dato(1, 1); S1conj = conj(S1);
S2 = Dato(2, 1); S2conj = -conj(S2);
S3 = Dato(3, 1); S4 = Dato(4, 1);
S = [S1, S2conj; S2, S1conj; S3, S4];
X3 = [S3 S4];
H = A.*Hc(:, :, k); R = H * S;
H1 = [H(1, 1)H(1, 2); H(2, 1)H(2, 2)];
H2 = [H(1, 1)H(1, 2); H(2, 1)H(2, 2); H(3, 1)H(3, 2)];
H3 = [H(1, 3); H(2, 3); H(3, 3)];
n = sigma * (randn(rx, in) + i * randn(rx, in))/sqNT;
X = R + n; x = R;
for j = 1 : 2
    for u = 1 : rx
        d(u, j) = x(u, j);
    end
end
for j = 1 : 2
    for u = 1 : rx
        [yi, wi] = BeamLMS(X(:, j), wp(:, u), d(u, j));
        Y(u, j) = yi; wp(:, u) = wi;
    end
end
Ya = Y - H3 * X3;
[SG2 sG2] = decalam(H1, Ya, sqNT, M)
Y = Y - (H2 * SG2);
W = inv(H3' * H3 + (sigma) * 1) * H3';
sVB = W * Y; xest = [sG2 sVB];
sde = gamdemod(xest, M);
s = [s sde];
end
[er, SER(ii)] = symerr(s, msg);
end
```

---

## ANEXO B.

---

**Código fuente en MATLAB.** Subrutina BeamLMS para un bloque de transmisión

---

*function*[ $y, w$ ] = *BeamLMS*( $X, Wp, de$ )

Entrada

$X$       Símbolos recibidos  
 $Wp$      Conjunto de pesos  
 $de$       Señal de referencia

Salida

$y$         Señal con Beamforming  
 $w$         Actualización del conjunto de pesos

$Rx = X * X^H;$   
 $mu = 1/(2 * real(trace(Rx)))$   
 $y = Wp^H * X;$   
 $e = de - y;$   
 $w = Wp + mu * X * e^*;$   
 $y = w^H * X;$   
*end*

---