


	<b>GESTIÓN SERVICIOS BIBLIOTECARIOS</b>					  	
	<b>CARTA DE AUTORIZACIÓN</b>						
<b>CÓDIGO</b>	<b>AP-BIB-FO-06</b>	<b>VERSIÓN</b>	<b>1</b>	<b>VIGENCIA</b>	<b>2014</b>	<b>PÁGINA</b>	<b>1 de 2</b>

Neiva, 18 de Noviembre de 2016

Señores

CENTRO DE INFORMACIÓN Y DOCUMENTACIÓN

UNIVERSIDAD SURCOLOMBIANA

Ciudad

Los suscritos:





Brahian Aguilar Culma, con C.C. No. 1.075.264.143, Ángela Rocío Suárez Cardozo, con C.C. No. 1.077.864.504, autores de la tesis y/o trabajo de grado titulado Cancelación de Interferencia en Esquemas MIMO Utilizando el Algoritmo CLLL con Preordenamiento V-BLAST presentado y aprobado en el año 2016 como requisito para optar al título de Ingeniero Electrónico; autorizamos al CENTRO DE INFORMACIÓN Y DOCUMENTACIÓN de la Universidad Surcolombiana para que con fines académicos, muestre al país y el exterior la producción intelectual de la Universidad Surcolombiana, a través de la visibilidad de su contenido de la siguiente manera:

Los usuarios puedan consultar el contenido de este trabajo de grado en los sitios web que administra la Universidad, en bases de datos, repositorio digital, catálogos y en otros sitios web, redes y sistemas de información nacionales e internacionales “open access” y en las redes de información con las cuales tenga convenio la Institución.

- Permita la consulta, la reproducción y préstamo a los usuarios interesados en el contenido de este trabajo, para todos los usos que tengan finalidad académica, ya sea en formato Cd-Rom o digital desde internet, intranet, etc., y en general para cualquier formato conocido o por conocer, dentro de los términos establecidos en la Ley 23 de 1982, Ley 44 de 1993, Decisión Andina 351 de 1993, Decreto 460 de 1995 y demás normas generales sobre la materia.

- Continúo conservando los correspondientes derechos sin modificación o restricción alguna; puesto que de acuerdo con la legislación colombiana aplicable, el presente es un acuerdo jurídico que en ningún caso conlleva la enajenación del derecho de autor y sus conexos.

De conformidad con lo establecido en el artículo 30 de la Ley 23 de 1982 y el artículo 11 de la Decisión Andina 351 de 1993, “Los derechos morales sobre el trabajo son propiedad de los autores” , los cuales son irrenunciables, imprescriptibles, inembargables e inalienables.





	<b>GESTIÓN SERVICIOS BIBLIOTECARIOS</b>						  
	<b>CARTA DE AUTORIZACIÓN</b>						
<b>CÓDIGO</b>	<b>AP-BIB-FO-06</b>	<b>VERSIÓN</b>	<b>1</b>	<b>VIGENCIA</b>	<b>2014</b>	<b>PÁGINA</b>	<b>2 de 2</b>

EL AUTOR/ESTUDIANTE:

Firma: *ÁNGELA ROCIO SÁREZ C.*

EL AUTOR/ESTUDIANTE:

Firma: *Bianca Juliana Cárdenas*

	<b>GESTIÓN SERVICIOS BIBLIOTECARIOS</b>						  
	<b>DESCRIPCIÓN DE LA TESIS Y/O TRABAJOS DE GRADO</b>						
<b>CÓDIGO</b>	<b>AP-BIB-FO-07</b>	<b>VERSIÓN</b>	<b>1</b>	<b>VIGENCIA</b>	<b>2014</b>	<b>PÁGINA</b>	<b>1 de 4</b>

**TÍTULO COMPLETO DEL TRABAJO:** Cancelación de Interferencia en Esquemas MIMO Utilizando el Algoritmo CLLL con Preordenamiento V-BLAST

**AUTOR O AUTORES:**

Primero y Segundo Apellido	Primero y Segundo Nombre
Aguilar Culma	Brahian
Suárez Cardozo	Ángela Rocío

**DIRECTOR Y CODIRECTOR TESIS:**

Primero y Segundo Apellido	Primero y Segundo Nombre
Bravo Obando	Martín Diomedes

**ASESOR (ES):**

Primero y Segundo Apellido	Primero y Segundo Nombre

**PARA OPTAR AL TÍTULO DE:** Ingeniero Electrónico





**FACULTAD:** Ingeniería

**PROGRAMA O POSGRADO:** Ingeniería Electrónica

**CIUDAD:** Neiva

**AÑO DE PRESENTACIÓN:** 2016

**NÚMERO DE PÁGINAS:** 60

	<b>GESTIÓN SERVICIOS BIBLIOTECARIOS</b>						  
	<b>DESCRIPCIÓN DE LA TESIS Y/O TRABAJOS DE GRADO</b>						
<b>CÓDIGO</b>	<b>AP-BIB-FO-07</b>	<b>VERSIÓN</b>	<b>1</b>	<b>VIGENCIA</b>	<b>2014</b>	<b>PÁGINA</b>	<b>2 de 4</b>

**TIPO DE ILUSTRACIONES** (Marcar con una X):

Diagramas  Fotografías \_\_\_ Grabaciones en discos \_\_\_ Ilustraciones en general \_\_\_ Grabados \_\_\_ Láminas \_\_\_  
 Litografías \_\_\_ Mapas \_\_\_ Música impresa \_\_\_ Planos \_\_\_ Retratos \_\_\_ Sin ilustraciones \_\_\_ Tablas o Cuadros

**SOFTWARE** requerido y/o especializado para la lectura del documento:

**MATERIAL ANEXO:**





**PREMIO O DISTINCIÓN** (En caso de ser LAUREADAS o Meritoria):

**PALABRAS CLAVES EN ESPAÑOL E INGLÉS:**

<u>Español</u>	<u>Inglés</u>	<u>Español</u>	<u>Inglés</u>
1. MIMO	MIMO	6. Precodificación	Precoding
2. V-BLAST	V-BLAST	7. ZF	ZF
3. CLLL	CLLL	8. MMSE	MMSE
4. Eficiencia	Efficiency		
5. Cancelación de Interferencia	Interference Cancellation		

**RESUMEN DEL CONTENIDO:** (Máximo 250 palabras)

El uso de la tecnología MIMO, ha incrementado la implementación de sistemas robustos en diversidad y multiplexación en el área de las telecomunicaciones. La multiplexación espacial otorgada por la tecnología V-BLAST proporciona buena eficiencia espectral, tasas teóricas que crecen linealmente con el número de antenas y menor complejidad en el algoritmo. En este trabajo, se utilizó el algoritmo CLLL para el enrejado de reducción asistida en bases de canales complejos junto con matrices de precodificación las cuales son las encargadas de la interferencia co-canal. Además, se usó el algoritmo V-BLAST con ecualizadores ZF y MMSE para la cancelación y anulación de interferencia en la precodificación y detección de los símbolos, por medio del ordenamiento por capas de potencia de mayor a menor. Los resultados demuestran que la cancelación de

	<b>GESTIÓN SERVICIOS BIBLIOTECARIOS</b>						  
	<b>DESCRIPCIÓN DE LA TESIS Y/O TRABAJOS DE GRADO</b>						
<b>CÓDIGO</b>	<b>AP-BIB-FO-07</b>	<b>VERSIÓN</b>	<b>1</b>	<b>VIGENCIA</b>	<b>2014</b>	<b>PÁGINA</b>	<b>3 de 4</b>

interferencia, el ordenamiento y reducción de bases de canal permiten mejores tasas de transmisión en el esquema V-BLAST.

**ABSTRACT:** (Máximo 250 palabras)

The use of MIMO technology has increased the implementation of hardy and richer scattering systems in telecommunications area. The spatial multiplexation granted by V-BLAST technology provides a good spectral efficiency, theoretic rates that increases in a linear way according to the number of antennas and a lower complexity in the algorithm. In this work, It was used the CLLL algorithm for lattice reduction aided in basis of complex



## GESTIÓN SERVICIOS BIBLIOTECARIOS

### DESCRIPCIÓN DE LA TESIS Y/O TRABAJOS DE GRADO



**CÓDIGO**

**AP-BIB-FO-07**

**VERSIÓN**

**1**

**VIGENCIA**

**2014**

**PÁGINA**

**4 de 4**

channels joint with precoding matrix for interference between channels. Also, It had been used V-BLAST algorithm with ZF and MMSE equalizers for interference cancellation and nulling in symbol precodification and detection, ordering by layers from high to low power. Results shows that interference cancellation, ordering and channel basis reduction allow better transmission rates in V-BLAST scheme.

#### APROBACION DE LA TESIS

Nombre Jurado: Julián Adolfo Ramírez Gutiérrez

Firma:

Nombre Jurado: Albeiro Cortes Cabezas

Firma:

**CANCELACIÓN DE INTERFERENCIA EN ESQUEMAS MIMO  
UTILIZANDO EL ALGORITMO CLLL CON PREORDENAMIENTO  
V-BLAST**

**BRAHIAN AGUILAR CULMA  
ÁNGELA ROCÍO SUÁREZ CARDOZO**

**UNIVERSIDAD SURCOLOMBIANA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
NEIVA  
2016**

**CANCELACIÓN DE INTERFERENCIA EN ESQUEMAS MIMO  
UTILIZANDO EL ALGORITMO CLLL CON PREORDENAMIENTO  
V-BLAST**

**BRAHIAN AGUILAR CULMA  
ÁNGELA ROCÍO SUÁREZ CARDOZO**

**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  
2016**



Nota de aceptación:

---

---

---

---

---

---

---

Firma del presidente del Jurado

---

Firma del Jurado

---

Firma del Jurado

Neiva, Octubre 26 de 2016

Este trabajo se lo dedico a Dios y a la Virgen María por su protección y ayuda. A mi madre Julieta por su amor y confianza, a mi padre Eduardo por sus consejos, a mis hermanas Olga y Diana por su preocupación y disposición al escuchar, a mi sobrino Samuel, a Diego por su motivación para conseguir el grado, a María por sus atenciones y a mi familia en general. A Santiago por ser tan especial y mi polo a tierra en todo momento, a mi compañero de tesis Brahian por ese arduo trabajo y entrega para conseguir buenos resultados al formar un excelente equipo, a mis amigas de la infancia y mis nuevos amigos de universidad, personas valiosas en todo mi proceso de formación.

*Ángela Rocío Suárez Cardozo.*

Este trabajo va dedicado a Dios principalmente por todos los favores recibidos; a mis padres Silvio y Maria Yibis por estar siempre ahí, por su apoyo incondicional, por formarme como lo que soy hasta ahora con los valores inculcados desde el seno familiar. A mis hermanos y demás familiares que han estado cerca y me han brindado su apoyo siempre. Una mención especial a nuestro director de tesis, el PhD (C) Martín Bravo Obando que nos ha brindado siempre su disposición, ayudándonos en lo mayor posible y acompañándonos durante el proceso; finalmente a mi amiga y compañera de tesis Ángela Suárez con la cual he compartido durante toda la carrera y con quien he compartido muchos buenos momentos, forjando una excelente amistad. Muchas gracias a todos los nombrados anteriormente, a los ingenieros y maestros que me han permitido crecer humana, personal y profesionalmente durante todos estos años.

*Brahian Aguilar Culma.*

## **AGRADECIMIENTOS**

Agradecemos al Ingeniero Martín Bravo por guiarnos durante todo el proceso de trabajo de grado y demás ingenieros que estuvieron dispuestos a compartir sus conocimientos tanto dentro como fuera del programa. A la facultad de ingeniería especialmente al programa de Ingeniería Electrónica por las enseñanzas recibidas en estos años universitarios para lograr formarnos como profesionales íntegros. A los administrativos y laboratoristas por su disposición a prestar un buen servicio, al Semillero de Energías Alternativas SEÁ-USCO y a las personas que de una u otra forma estuvieron presentes en todo este proceso.

## CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	15
1. JUSTIFICACIÓN	17
2. OBJETIVOS	18
2.1 OBJETIVO GENERAL	18
2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	18
3. FUNDAMENTACIÓN	19
3.1 COMUNICACIONES INALÁMBRICAS, PROPAGACIÓN Y DESVANECIMIENTO	19
3.1.1 Canales inalámbricos y sus aplicaciones	19
3.1.2 Desvanecimiento y Tipos de Desvanecimiento	19
3.1.3 Atenuación	20
3.1.4 Propagación Multitrayecto	21
3.1.5 El canal Rayleigh	22
3.1.6 Modulación QAM	22
3.2 SISTEMAS MIMO	24
3.2.1 Canal MIMO y Modelo de la Señal	25
3.2.2 Capacidad de los Sistemas MIMO	25
3.3 GANANCIA DE DIVERSIDAD Y GANANCIA DE MULTIPLEXACIÓN	26
3.3.1 Los códigos de bloque STBC	27
3.3.2 El esquema de Alamouti	27
3.3.3 Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time (V-BLAST)	28

3.3.4	Ecualizadores para la estimación de canal	30
3.3.5	Cancelación de Interferencia Sucesiva Ordenada (OSIC)	31
3.4	PRECODIFICACIÓN Y ALGORITMO CLLL	32
3.4.1	Precodificación y Tipos de Precodificación	32
3.4.2	Los espacios de Enrejado	33
3.4.3	Lenstra-Lenstra-Lovász	34
3.4.4	El algoritmo CLLL	35
4.	MODELO DEL SISTEMA	37
4.1	Precodificación	38
4.2	Algoritmo V-BLAST	39
5.	ANÁLISIS DE RESULTADOS	41
5.1	PARÁMETROS DE SIMULACIÓN	41
5.2	RESULTADOS	42
5.2.1	ALGORITMO PROPUESTO	42
5.2.2	ALGORITMO V-BLAST PARA SISTEMAS CUADRADOS	44
5.2.3	CASO CRITICO	44
5.2.4	COMPARACIÓN ENTRE MODULACIONES	47
6.	CONCLUSIONES	50
7.	RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS	52
	ANEXOS	55

## LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Exponente de Pérdida de Trayectoria	21
Tabla 2. Cantidad de datos e iteraciones	41

## LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Canales de Desvanecimiento	20
Figura 2. Propagación Multitrayecto	21
Figura 3. 16 QAM	23
Figura 4. Esquemas SISO y SIMO	24
Figura 5. Esquemas MISO y MIMO	24
Figura 6. Estructura de codificación D-BLAST	29
Figura 7. Diagrama del sistema de alto nivel V-BLAST	29
Figura 8. OSIC	31
Figura 9. Bases de Enrejado en dos dimensiones	33
Figura 10. Bases de Enrejado en tres dimensiones	34
Figura 11. Diagrama de Bloques Algoritmo CLLL	35
Figura 12. Diagrama de Bloques del Modelo del Sistema	38
Figura 13. V-BLAST CLLL Precodificado y V-BLAST Precodificado utilizando ZF y MMSE.	43
Figura 14. V-BLAST CLLL Precodificado utilizando ZF y MMSE.	44
Figura 15. VBLAST CLLL Sin Precodificación utilizando ZF y MMSE.	45
Figura 16. V-BLAST Sin Precodificación utilizando las técnicas ZF y MMSE.	45
Figura 17. V-BLAST precodificado utilizando las técnicas ZF y MMSE.	46
Figura 18. V-BLAST CLLL sin precodificación para un sistema $2 \times 4$	47
Figura 19. Caso Crítico V-BLAST/CLLL ZF Precodificado OSIC con modulación 16 QAM	48
Figura 20. Comparación entre modulaciones	49

## LISTA DE ANEXOS

	Pág.
Anexo A: Pseudocódigo V-BLAST/CLLL Propuesto	56
Anexo B: Proceso de Detección V-BLAST/ZF	57
Anexo C: Pseudocódigo LLL por A.K. Lenstra, H.W. Lenstra Jr. y L. Lovász	58
Anexo D: Pseudocódigo CLLL por Ying Hung Gan, Cong Ling y Wai Ho Mow	59
Anexo E: Algoritmo de Gram-Schmidt	60



## ACRÓNIMOS

**MIMO:** Multiple Input Multiple Output.

**SISO:** Single Input Single Output.

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

**LLL:** Lenstra-Lenstra-Lovász.

**CLLL:** Complex Lenstra-Lenstra-Lovász.

**ZF:** Zero Forcing.

**MMSE:** Minimum Mean Square Error.

$N_{Tx}$ : Antena Transmisora.

$N_{Rx}$ : Antena Receptora.

**SNR:** Signal to Noise Ratio.

**BER:** Bit Error Rate.

**LOS:** Line Of Sight.

**SIC:** Successive Interference Cancellation.

**OSIC:** Ordered Successive Interference Cancellation.

**AWGN:** Additive White Gaussian Noise.

**QAM:** Quadrature Amplitude Modulation.

**GSO:** Gram-Schmidt Orthonormalization.

**OSTBC:** Orthogonal Space-Time Block Code.

## GLOSARIO

**Ancho de Banda:** Se refiere a las frecuencias que puede ocupar un canal de comunicaciones en un espectro de frecuencias. Se mide en Hertz (Hz).

**Grados de Libertad:** Es un concepto fundamental en la teoría de la información y las comunicaciones. Es conocido como ganancia de multiplexación o ancho de banda efectivo. Provee una aproximación de la capacidad con una exactitud aproximada del 100% a una potencia alta.

**Flujo de Datos:** Corriente de datos continua que fluye sin interrupción por un canal. Estos datos pueden ser texto, voz, datos, etc.

**Multiplexación:** Procedimiento por el cual diferentes informaciones pueden compartir un mismo canal de comunicaciones. Es la habilidad para transmitir datos que provienen de diversos pares de transmisores y receptores denominados canales de baja velocidad en un medio físico único permitiendo así varias comunicaciones de forma simultánea.

**Demultiplexación:** Proceso inverso de la multiplexación donde se extrae una determinada señal que lleva la información de entre las múltiples que se pueden encontrar en un cierto canal de comunicaciones.

**Modulación:** Conjunto de técnicas para transportar información sobre una onda portadora (típicamente una onda senoidal). Éstas técnicas permiten un mejor aprovechamiento del canal de comunicación para la transmisión de información simultánea además de proteger la información de posibles interferencias y ruidos. Básicamente, consiste en hacer que un parámetro de la onda portadora cambie de valor de acuerdo con las variaciones de la señal moduladora, que es la información que se quiere transmitir.

**Ecualización:** Es una solución sub-óptima cuando no se tiene un conocimiento de canal verdadero donde se introduce un bloque (ecualizador) capaz de eliminar la interferencias entre símbolos o por lo menos de reducirla considerablemente, de forma que se pueda utilizar un detector de símbolo a símbolo.

**Relación Señal a Ruido:** Se define como el margen que hay entre la potencia de la señal que se transmite y la potencia del ruido que la corrompe. Este margen se mide en dB.

**Tasa de Error De Bit:** En una transmisión de datos digitales en telecomunicaciones, la BER es la cantidad de bits recibidos con errores dividida por la cantidad total de bits recibidos durante un periodo de tiempo dado. Indica cuándo un paquete u otra unidad de datos debe ser transmitida a causa de un error.

**Densidad Espectral de Potencia:** Es una función de frecuencia real positiva de la potencia normalizada en una forma de onda en el dominio de la frecuencia. La DEP no es sensible al espectro de fase de  $w(t)$  ya que se pierde debido a una operación de valor absoluto. Es útil para describir la manera en que el contenido de potencia de las señales y el ruido son afectados por los filtros y otros dispositivos en los sistemas de comunicación.

$$Pw(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \left( \frac{|W_T(f)|^2}{T} \right)$$

## RESUMEN

El uso de la tecnología MIMO, ha incrementado la implementación de sistemas robustos y ricos en dispersión para la transmisión y recepción de sistemas de telecomunicaciones. La multiplexación espacial otorgada por la tecnología V-BLAST muestra una buena eficiencia espectral, tasas teóricas que crecen linealmente con el número de antenas y una menor complejidad en el algoritmo. En este trabajo, se utilizó el algoritmo CLLL para el enrejado de reducción asistida en bases de canales complejos junto con matrices de precodificación las cuales son las encargadas de la interferencia co-canal. Además se trabajó el algoritmo V-BLAST usando los ecualizadores ZF y MMSE para la cancelación y anulación de interferencia en el lado del receptor, ordenando por capas de mayor a menor potencia.

### **PALABRAS CLAVE:**

MIMO, V-BLAST, CLLL, Eficiencia, Cancelación de Interferencia, Precodificación, ZF, MMSE.

## **ABSTRACT**

The use of MIMO technology has increased the implementation of hardy and richer scattering systems for transmission and reception of the telecommunication systems. The spatial multiplexation granted by technology V-BLAST which shows a good spectral efficiency, theoretic rates that increases in a linear way according to the number of antennas and a lower complexity in the algorithm. In this work, It was used the CLLL algorithm for lattice reduction assisted in bases of complex channels joint with the precoding matrix for interference between channels. Then, It had been worked the V-BLAST algorithm using the ZF and MMSE equalizers for cancellation and nulling interference in the receiver, ordering by layers from high to low power.

### **KEYWORDS:**

MIMO, V-BLAST, CLLL, Efficiency, Interference Cancellation, Precoding, ZF, MMSE.

## INTRODUCCIÓN

La demanda en los servicios de las comunicaciones inalámbricas es cada vez mayor y la exigencia para una mejor calidad en la transmisión de datos, voz y video se ha convertido en una prioridad por parte de las empresas prestadoras de servicios, por lo cual se hace necesario trabajar en el mejoramiento de este tipo de comunicaciones aplicando los sistemas MIMO (Multiple Input, Multiple Output) ya que entregan mejores resultados en transmisión y velocidad de la información pero con una complejidad más alta frente a otros sistemas más sencillos como los SISO (Single Input, Single Output), SIMO (Single Input, Multiple Output) y MISO (Multiple Input, Single Output).

El mejoramiento se enfoca en hacer eficiente la capacidad de la transmisión de las señales de tal forma que se pueda aprovechar al máximo el ancho de banda sin poner en riesgo de pérdida la información que se está transmitiendo. Para solventar el problema de transmisión y principalmente de recepción, existen diferentes técnicas para la recuperación de la información tales como los ecualizadores lineales ZF (Zero Forcing) y MMSE (Minimum Mean Square Error) o no lineales como el decodificador de esfera, los cuales presentan mejores resultados con una complejidad computacional mayor.

En 1982, los investigadores A. K. Lenstra, H. W. Lenstra, Jr y L. Lovász presentaron un algoritmo en tiempo polinómico donde se buscaba encontrar la mínima expresión de un polinomio de coeficientes racionales en factores irreducibles. El algoritmo LLL se propuso en el campo de los números reales. Posteriormente, se aplicó el concepto considerado en LENSTRA, A. k, *et al.*, a las bases del enrejado de la matriz de canal, formando el algoritmo de reducción de enrejado LLL aplicando los conceptos del álgebra lineal y propiedades de las matrices.

Como se especifica en GAN, Ying H, *et al.*, al trabajar el algoritmo LLL en el campo de los números complejos CLLL (Complex Lenstra Lenstra Lovász) para la reducción de bases de un enrejado complejo, se logra una reducción de complejidad computacional cerca del 50% y un rendimiento en cuanto a BER casi igual en comparación con el algoritmo tradicional LLL que trabaja matrices en el campo de número reales.

Considerando a PARK, Jaehyun, *et al.*, se presenta el algoritmo para la cancelación de interferencia sucesiva con reducción de enrejado asistido SIC (Successive Interference Cancellation) junto con el alineamiento de interferencia sobre enrejado para canales de interferencias (IFC) MIMO de tres usuarios (extendido a K-usuarios) donde las señales interferentes alineadas sobre los enrejados son detectadas y canceladas en lugar de ser anuladas. Además de esto, se determina el ordenamiento de detección y la matriz de precodificación que minimiza el error cuadrático medio.

Teniendo en cuenta a WOLNIANSKY, P. W, *et al.*, la arquitectura V-BLAST hace provecho de la dispersión en el medio, donde se pueden alcanzar capacidades teóricas grandes si se explota el multitrayecto en un canal inalámbrico de forma apropiada. Se presentó un análisis completo de forma teórica y matemática, posteriormente fue implementada en un laboratorio en tiempo real mediante un prototipo que se desarrolló para demostrar la factibilidad de la misma. Los resultados demostraron que se podían alcanzar eficiencias espectrales de 20-40 bps/Hz en un ambiente a puertas cerradas con SNR y tasas de error reales.

El algoritmo que se propuso tiene como finalidad mejorar la eficiencia espectral en este caso implementando el esquema V-BLAST, en donde se utiliza la ganancia de multiplexación permitiendo un mayor aprovechamiento del canal aumentando la eficiencia espectral además de transmitir los flujos de datos de manera independiente. Junto al algoritmo V-BLAST, se trabajó el algoritmo CLLL que permite reducir y ortonormalizar las bases de enrejado del canal y de esta forma lograr mejor rendimiento del mismo. Antes de este procesamiento, se incluye la etapa de precodificación con la cual se permite cancelar parte de la interferencia que se presenta al enviar la información desde el transmisor. Para la implementación de V-BLAST se usaron las técnicas lineales ZF y MMSE junto con ordenamiento por capas (OSIC) donde el parámetro de ordenamiento asumido es la SNR.

A continuación, se da una breve descripción de cómo está organizado el libro: el primer capítulo contiene la fundamentación teórica, necesaria para la realización de este trabajo, seguidamente en el capítulo 2 se encuentra el modelamiento del sistema donde se explica de forma detallada el procedimiento que se llevó a cabo. El análisis de resultados se encuentra en el capítulo 3, ahí se presentan las consideraciones para la realización de las simulaciones y las gráficas correspondientes a las mismas observando, comparando y explicando el comportamiento del escenario en cuestión. Finalmente, en los capítulos 4 y 5 se presentan las conclusiones del algoritmo propuesto, las recomendaciones, trabajos futuros y anexos que ayudan a la comprensión de algunos temas tratados a lo largo del proyecto como el esquema de detección ZF para V-BLAST y los algoritmos LLL y CLLL.

## 1. JUSTIFICACIÓN

La tecnología MIMO constituye un gran avance en el diseño de sistemas de comunicación inalámbrica. Esta tecnología ofrece una serie de beneficios que ayudan a afrontar los retos planteados en las deficiencias de canales inalámbricos, así como limitaciones de recursos teniendo en cuenta las dimensiones de tiempo y frecuencia que se presentan en los sistemas inalámbricos convencionales con una sola antena transmisora y una receptora (SISO), en MIMO se realizan mediante la dimensión espacial proporcionado por las múltiples antenas en el transmisor y el receptor (BIGLIERI, Ezio, *et al.*).

Debido a que los sistemas actuales exigen mayor velocidad y eficiencia, la interferencia no puede ser tratada como simple ruido térmico, por lo tanto se hace necesario obtener resultados lo suficientemente fundamentados utilizando técnicas de mejoramiento en el procesamiento de señales para lograr cubrir la demanda tecnológica actual.

Por otra parte, el uso de algoritmos y métodos de detección como el LLL, CLLL y V-BLAST logran mejorar la degradación del canal propia de los sistemas inalámbricos, garantizando que la pérdida de símbolos transmitidos sea lo más baja posible ofreciendo una buena calidad, para posteriormente lograr la implementación en sistemas reales de acuerdo a datos obtenidos en diferentes simulaciones (GAN, Ying Hung, *et al.*).

Cabe resaltar que éste algoritmo no ha sido implementado con técnicas de ordenamiento como la OSIC o V-BLAST (PARK, Jaehyun, *et al.*). Por lo tanto se propone una modificación para mejorar el tratamiento de estas señales.

## 2. OBJETIVOS

### 2.1 OBJETIVO GENERAL

Implementación y análisis del algoritmo CLLL para la cancelación de interferencia en esquemas MIMO con el uso de la técnica de preordenamiento V-BLAST.

### 2.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Verificar el estado de arte de la cancelación de interferencias en esquemas MIMO y su relación con el algoritmo CLLL utilizando técnicas de ordenamiento OSIC y V-BLAST.
- Realizar el modelado del sistema para un esquema MIMO simétrico, aplicando la Cancelación de Interferencia Sucesiva Ordenada (OSIC) con la técnica de preordenamiento V-BLAST.
- Determinar el comportamiento del esquema en un canal MIMO sin codificación y posteriormente obtener la eficiencia del ancho de banda, grados de libertad y tasa de error de bit.
- Presentar un documento técnico analizando de forma detallada los resultados logrados en las simulaciones del esquema propuesto.



### 3. FUNDAMENTACIÓN

#### 3.1 COMUNICACIONES INALÁMBRICAS, PROPAGACIÓN Y DESVANECIMIENTO

##### 3.1.1 Canales inalámbricos y sus aplicaciones

Las comunicaciones alámbricas ofrecen mayor estabilidad, mejor desempeño y una mayor confiabilidad en el envío de la información, pero se ven restringidas a ciertas locaciones o a espacios limitados, lo cual hace que en el campo de la investigación e implementación de estos sistemas se trabaje en diferentes aplicaciones de acuerdo a las necesidades de los usuarios. La confiabilidad en las comunicaciones inalámbricas ha ido incrementando con el paso de los años debido a la portabilidad, la movilidad y la accesibilidad. El principal objetivo de los sistemas de comunicaciones inalámbricas es hacer que la conversión desde una comunicación alámbrica sea lo más transparente posible teniendo en cuenta la libertad que los usuarios desean tener y que puede ser otorgada por estos sistemas (JAFARKHANI, Hamid).

Las primeras aplicaciones de las comunicaciones inalámbricas fueron la radiodifusión, la televisión y las comunicaciones satelitales. Sin embargo, el interés en las comunicaciones inalámbricas se debe principalmente al establecimiento de la primera generación de teléfonos celulares en 1980. La primera generación de sistemas móviles usó transmisión analógica; la segunda generación lo hizo por medio de transmisión digital la cual fue introducida desde 1990. Ambos sistemas fueron principalmente diseñados para la transmisión de voz. Muchas investigaciones se han concentrado en el mejoramiento del desempeño de los sistemas de comunicación inalámbrica y su expansión en otras fuentes de información como imagen, video y datos (JAFARKHANI, Hamid).

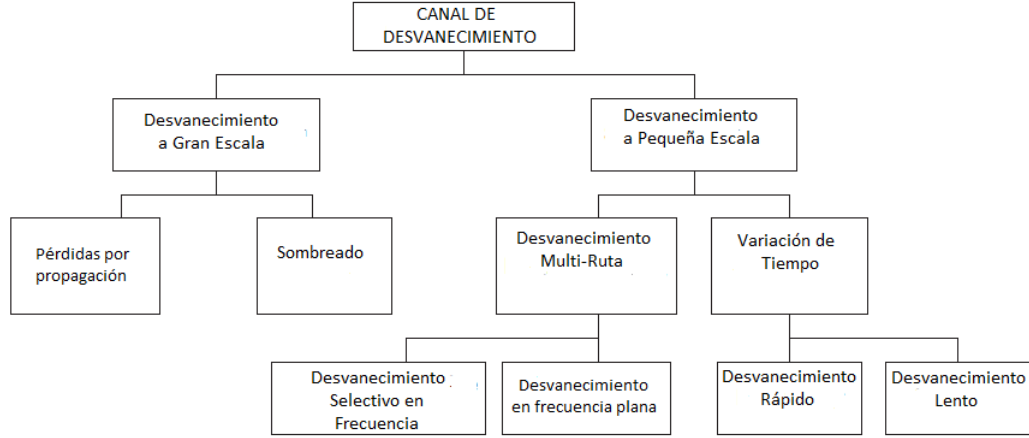
##### 3.1.2 Desvanecimiento y Tipos de Desvanecimiento

El desvanecimiento es la variación de la amplitud de la señal en el tiempo y en la frecuencia. En contraste con el ruido aditivo, que es conocido como la fuente común de degradación de la señal, el desvanecimiento es también una fuente de degradación caracterizada por una señal de perturbación no aditiva en el canal inalámbrico. Existen dos tipos de desvanecimiento: a gran escala y a pequeña escala.

- **Desvanecimiento a Gran Escala:** Ocurre cuando un terminal (móvil, teléfono celular) se mueve en largas distancias, por ejemplo una distancia del tamaño de la célula. Este tipo de desvanecimiento se caracteriza principalmente por pérdida promedio de la trayectoria y por sombreado (shadowing). El primero es una función de la distancia y el segundo puede presentarse debido a objetos grandes como edificaciones, terrenos ocupados o vegetación. El sombreado es un proceso de desvanecimiento lento caracterizado por la variación de la pérdida de trayectoria mediana entre el transmisor y el receptor en locaciones fijas (CHO Yong Soo, *et al*).
- **Desvanecimiento a Pequeña Escala:** Se refiere a una variación rápida en los niveles de la señal debido a la interferencia constructiva y destructiva de múltiples trayectorias cuando la estación móvil se mueve en distancias cortas. Dependiendo del alcance

relativo del multitrayecto, la selectividad en frecuencia de un canal es caracterizado por un desvanecimiento a pequeña escala, por ejemplo la frecuencia selectiva o la frecuencia plana. Por otro lado, dependiendo del tiempo de variación en un canal debido a la velocidad del móvil, este tipo de desvanecimiento se puede clasificar en desvanecimiento rápido o lento. La Figura muestra la clasificación de los canales de desvanecimiento (CHO Yong Soo, *et al*).

Figura 1. Canales de Desvanecimiento



Fuente: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB

### 3.1.3 Atenuación

También conocido como desvanecimiento a gran escala. Decece logarítmicamente de acuerdo a la distancia, la propagación media y el ambiente entre el transmisor y el receptor. Es causado por muchos factores tales como la pérdida de propagación, pérdida en las antenas y pérdida en los filtros. La potencia promedio recibida  $P_r$  es proporcional a  $d^{-2}$ , donde  $d$  es la distancia entre el transmisor y el receptor. En espacios libres como en las comunicaciones satelitales, el exponente es 2 pero en el caso de las áreas urbanas, este exponente de pérdida es superior a 2. En otras palabras, si la potencia transmitida promedio es  $P_t$ , se tiene,

$$P_r = \beta d^{-v} P_t \quad (1)$$

Donde  $v$  es el exponente de pérdida de trayectoria y  $\beta$  es un parámetro que depende de la frecuencia y otros factores. A esta ecuación también se le conoce como Modelo de pérdida de trayectoria log-distancia debido a que la pérdida de trayectoria y la distancia tienen una relación logarítmica (JAFARKHANI, Hamid).

La Tabla 2 muestra diferentes exponentes de pérdida de trayectoria que se pueden presentar en algunos escenarios (CHO Yong Soo, *et al*):

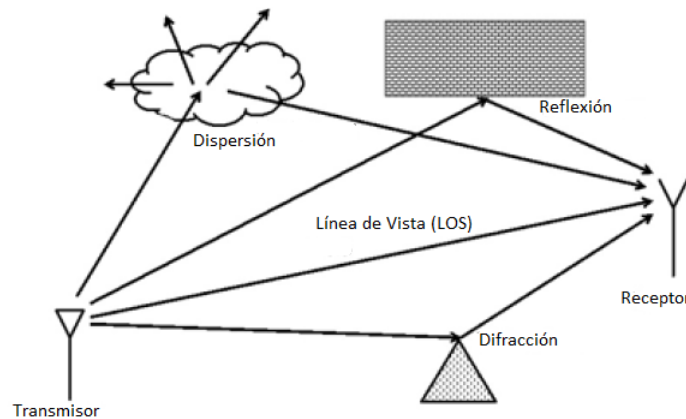
Tabla 1. Exponente de Pérdida de Trayectoria

Entorno	Exponente de Pérdida de Trayectoria
Espacio libre	2
Area urbana de radio celular	2.7-3.5
Radio celular sombreada urbana	3-5
LOS en edificaciones	1.6-1.8
Obstrucción en edificaciones	4-6
Obstrucción en fábricas	2-3

### 3.1.4 Propagación Multitrayecto

Una de las características más distintivas de los canales inalámbricos es el hecho que existan diferentes caminos entre el transmisor y el receptor. La existencia de varios caminos resulta en recibir diferentes versiones de la señal transmitida en el receptor en donde al juntarse se crea un modelo para los canales de comunicación conocido como ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN).

Figura 2. Propagación Multitrayecto



Fuente: Space Time Coding Theory and Practice.

El camino directo entre el transmisor y el receptor se conoce como LOS (Line Of Sight o Línea de Vista). Una LOS no existe cuando objetos grandes obstruyen la línea entre el transmisor y el receptor pero si existe, la señal correspondiente por lo general es la más fuerte o la más determinística. Una onda electromagnética se puede reflejar cuando encuentra un objeto más grande que su longitud de onda y a través de la reflexión de muchas superficies puede encontrar su camino hacia el receptor. También se puede presentar la difracción la cual ocurre cuando una onda electromagnética golpea una superficie con irregularidades como bordes afilados, al igual que otros fenómenos que afectan la propagación como la absorción y la refracción. Por último, la dispersión sucede cuando hay una gran cantidad de objetos más pequeños que la longitud de onda entre el transmisor y el receptor lo cual produce una cantidad alta de copias en diferentes direcciones de la onda transmitida (JAFARKHANI, Hamid).

### 3.1.5 El canal Rayleigh

Cuando se modela un canal de desvanecimiento por una variación del tiempo lineal, la respuesta impulso es aproximada por una función delta en el caso en que el desvanecimiento sea plano y por múltiples funciones delta si es un desvanecimiento en frecuencia selectiva. La naturaleza del canal multirrayecto es debido a que la amplitud de estas funciones delta es aleatoria. Existen modelos estadísticos dedicados a la investigación del comportamiento de la amplitud y la potencia de la señal recibida. En un canal multirrayecto con  $I$  múltiples caminos, se transmite una señal sobre frecuencia de portadora  $f_c$  resultando en el receptor la suma de los componentes  $I$  desde diferentes caminos adicionando ruido Gaussiano,

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

Donde  $a_i$  y  $\phi_i$  son la amplitud y la fase del  $i$ -ésimo componente respectivamente, y  $\eta(t)$  es el ruido Gaussiano. Expandiendo la fórmula se tiene

$$r(t) = \cos(2\pi f_c t) \sum_{i=1}^I a_i \cos(\phi_i) - \sin(2\pi f_c t) \sum_{i=1}^I a_i \sin(\phi_i) + \eta(t) \quad (3)$$

Donde el primer término se encuentra en fase y el segundo en cuadratura. El término  $A = \sum_{i=1}^I a_i \cos(\phi_i)$  y  $B = \sum_{i=1}^I a_i \sin(\phi_i)$  representan la suma de las variables aleatorias  $I$  debido a que los objetos en el entorno están distribuidos aleatoriamente. Para valores grandes de  $I$ , lo que ocurre generalmente, haciendo uso del Teorema del Límite Central, estas variables aleatorias son variables aleatorias Gaussianas independientes e idénticamente distribuidas (iid). La envolvente de la señal recibida es  $R = \sqrt{A^2 + B^2}$  debido a que  $A$  y  $B$  son variables aleatorias Gaussianas con media cero independientes e idénticamente distribuidas, la envolvente sigue una distribución Rayleigh (JAFARKHANI, Hamid).

### 3.1.6 Modulación QAM

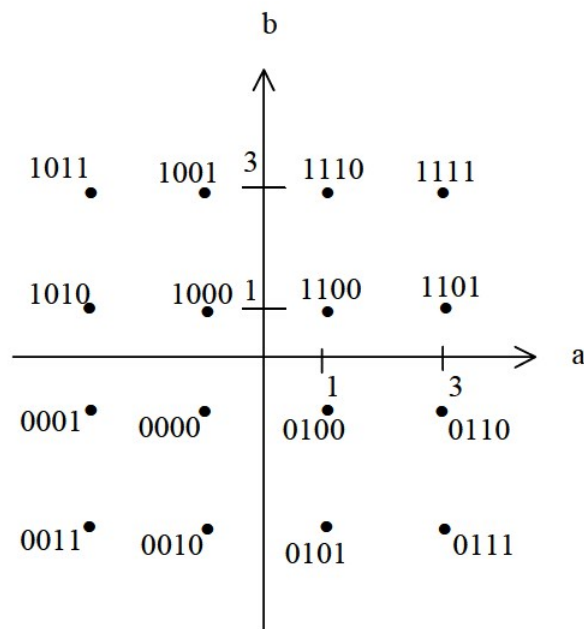
QAM es un tipo de modulación digital usada para la transmisión de datos a alta velocidad por canales de ancho de banda restringido en donde el mensaje se transmite en amplitud y fase, es decir, se transmiten dos mensajes independientes por un único camino. Para lograrlo, se modula una misma portadora desfasada  $90^\circ$  entre un mensaje y otro, por lo cual se forman dos canales ortogonales en el mismo ancho de banda mejorando la eficiencia del mismo (HERNÁEZ RIOJA, Inmaculada). Por lo general estas dos ondas son sinusoidales siendo una de ellas la portadora y la otra la señal de datos<sup>1</sup>. En la Figura 3 se observa la modulación 16 QAM la cual utiliza un alfabeto de 16 símbolos, es decir, usa palabras de 4 bits. Si  $J$  representa el tamaño de palabra,

---

<sup>1</sup>de <http://www.adslfaqs.com.ar/que-es-qam/>

entonces para ésta modulación  $J = 4$ . Los dos primeros bits especifican el cuadrante y los otros dos la posición del símbolo en el cuadrante. Si se rota la constelación  $90^\circ$  los dos últimos bits no cambian. Además,  $a$  representa la parte real y  $b$  la parte imaginaria del mapeo de los símbolos en el campo de los complejos (HERNÁEZ RIOJA, Inmaculada). Los números ubicados en los ejes representan los niveles de amplitud en donde para 16 QAM son  $\{-3, -1, +1, +3\}^2$ .

Figura 3. 16 QAM



Fuente: HERNÁEZ RIOJA, Inmaculada. Modulación QAM. En: Procesado de Señal en Comunicaciones, p 3-1 a 3-14. Bilbao, España.

Esta modulación es la combinación de las modulaciones ASK (Amplitude Shift Keying) y PSK (Phase Shift Keying) debido a que tanto el codificador como el decodificador QAM comparten un mapeo de la señal de manera que los datos se pueden basar en valores específicos de amplitud y ángulo de fase<sup>3</sup>. Para este trabajo la modulación es 16 QAM, es decir, se codifican cuatro datos binarios en un mismo paquete y se envían por medio de una constelación cuadrada de 16 puntos. Este tipo de modulación junto con las subsecuentes 32, 64 y 256 son consideradas modulaciones de alto orden.

<sup>2</sup> de <http://www.gaussianwaves.com/2012/10/constructing-a-rectangular-constellation-for-16-qam>

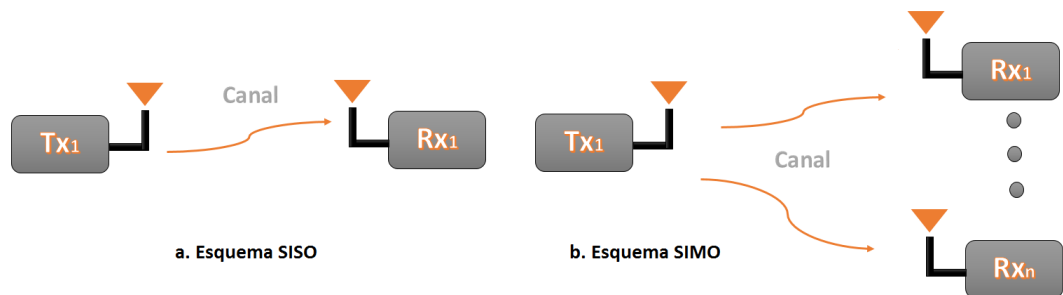
<sup>3</sup> de <http://www.anandtech.com/show/4424/hp-veer-4g-review-getting-us-excited-for-pre-3/9>

### 3.2 SISTEMAS MIMO

El estudio de las comunicaciones inalámbricas tiene como finalidad el mejoramiento del envío de mensajes entre usuarios, los cuales pueden agruparse de diferentes maneras haciendo que varíen las formas de transmisión. Es por esto que existen cuatro maneras de comunicarse variando el tipo de usuario entre transmisión y recepción.

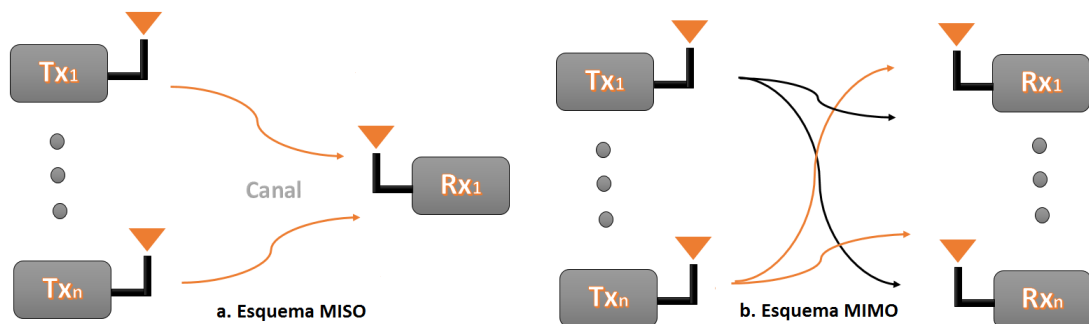
- **SISO:** (*Single Input Single Output*) Este sistema se compone de una sola variable o usuario en la entrada y uno en la salida. La señal se define de trayectoria directa la cual puede ser reflejada logrando ser atenuada o reforzada.

Figura 4. Esquemas SISO y SIMO



- **SIMO:** (*Single Input Multiple Output*) El sistema de una sola antena transmisora y varias receptoras empieza a hacer uso de la diversidad al igual que los sistemas MISO y MIMO.
- **MISO:** (*Multiple Input Single Output*) En este caso el sistema tiene varias antenas transmisoras y una antena receptora, de manera que usa más de una copia para el envío de la señal.

Figura 5. Esquemas MISO y MIMO



- **MIMO:** (*Multiple Input Multiple Output*) El sistema de múltiples antenas de entrada y múltiples antenas de salida es el asumido en este trabajo. Como se ha dicho

anteriormente, las investigaciones de los canales inalámbricos se basan en este tipo de esquemas de manera que cada propuesta mejore el desempeño del mismo para lograr implementaciones cuando la tecnología esté al alcance de las respuestas de las simulaciones.

### 3.2.1 Canal MIMO y Modelo de la Señal

Para desarrollar un diseño eficiente de un algoritmo de comunicaciones para esquemas MIMO conociendo los límites de desempeño, es importante entender la naturaleza de un canal MIMO. Si se tiene un esquema MIMO con  $N_{Tx}$  antenas transmisoras y  $N_{Rx}$  antenas receptoras, con ganancia de canal SISO  $h_{j,i}$  entre el  $j$ -ésimo transmisor y el  $i$ -ésimo receptor, asumiendo desvanecimiento de frecuencia plana sobre el ancho de banda de interés, el canal MIMO en un instante de tiempo dado se puede representar como una matriz  $N_{Tx} \times N_{Rx}$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{(1)(1)} & H_{(1)(2)} & \cdots & H_{(1)(j)} \\ H_{(2)(1)} & H_{(2)(2)} & \cdots & H_{(2)(j)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{(i)(1)} & H_{(i)(2)} & \cdots & H_{(i)(j)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

La  $i$ -ésima columna de  $\mathbf{H}$  por lo general se refiere a la *firma espacial* de la  $j$ -ésima antena transmisora a través del arreglo de antenas receptoras. La geometría relativa de las Tx firmas espaciales determina la distinguibilidad de las señales enviadas desde las antenas transmisoras hasta un receptor. Esto es particularmente importante cuando se envían flujos de datos independientes desde las antenas transmisoras, como en el caso de la multiplexación espacial.

Si la implementación de estos sistemas se lograra en su totalidad, es decir, hablando del mundo real, los canales MIMO pueden exhibir alguna combinación de desvanecimiento Rician<sup>4</sup> y correlación de desvanecimiento espacial. Además el uso de antenas polarizadas necesitaría modificaciones adicionales al modelo del canal. Estos factores colectivamente podrían impactar, quizá de manera adversa, el desempeño de un esquema de señalización MIMO dado. Con conocimiento apropiado del canal MIMO del lado del transmisor, la estrategia de señalización se puede adaptar apropiadamente al conocimiento de los requerimientos del desempeño. La información del estado de canal en el transmisor se puede completar por ejemplo con técnicas de precodificación espacio-temporales (BIGLIERI, Ezio, *et al.*).

### 3.2.2 Capacidad de los Sistemas MIMO

En un canal invariante en el tiempo la capacidad de Shannon es la máxima información mutua entre la entrada y la salida del canal. Según SHANNON, C. E. el teorema de

---

<sup>4</sup>Modelo estocástico para anomalías de la propagación de radio causada por la cancelación de la señal de radio por ella misma. Ocurre cuando uno de los caminos, generalmente el LOS, es más fuerte que los otros. La ganancia de amplitud se caracteriza por una distribución Rician.

Shannon establece que la máxima información mutua es la máxima velocidad con que se pueden transmitir datos a través del canal con una probabilidad de error arbitrariamente pequeña<sup>5</sup>. Cuando el factor que hace dependiente al canal es el tiempo, su definición varía respecto al llamado *estado de canal* en el lado del receptor o en el transmisor y receptor; y de la forma en que se realice la medición de la capacidad, como por ejemplo la media de las tasas de transmisión de los estados del canal o se mantienen a velocidad fija o mínima. Cuando se conoce perfectamente la información del estado de canal o matriz de canal  $\mathbf{H}$  tanto en el transmisor como en el receptor, el transmisor puede asumir su transmisión en función del estado del canal. Cuando se presenta lo anteriormente dicho, se dice que la capacidad de Shannon es la máxima información mutua promediada sobre todos los estados de canal. La capacidad en un sistema MIMO se define como:

$$C_{EP} = \log_2 \left[ \det \left( \mathbf{I}_{N_{Rx}} + \frac{\rho}{N_{Tx}} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] b/s/Hz \quad (5)$$

Donde  $\mathbf{I}_{N_{Rx}}$  es una matriz identidad del tamaño del número de antenas receptoras  $N_{Rx}$ ,  $\rho$  es la potencia en el receptor,  $N_{Tx}$  es el número de antenas transmisoras,  $\mathbf{H}$  es la matriz de canal y  $\mathbf{H}^H$  es la hermitiana de  $\mathbf{H}$  (RAMOS PANIAGUA, Alberto).

### 3.3 GANANCIA DE DIVERSIDAD Y GANANCIA DE MULTIPLEXACIÓN

La tecnología MIMO ofrece beneficios que ayudan a alcanzar diferentes tipos de ganancias significativas para el incremento en el rendimiento de estos esquemas. Entre estas se encuentran la Ganancia de Diversidad Espacial y la Ganancia de Multiplexación Espacial.

- **Ganancia de Diversidad Espacial:** La ganancia de diversidad espacial mitiga el desvanecimiento y se realiza proporcionando al receptor múltiples (idealmente independientes) copias de la señal transmitida en el espacio, la frecuencia o el tiempo. Con un incremento en el número independiente de copias (el número de copias se refiere a menudo a la diversidad de orden) la probabilidad de que al menos una de las copias no experimente aumento en el desvanecimiento, mejora así la calidad y la fiabilidad de la recepción. Un canal MIMO con  $N_{Tx}$  antenas transmisoras y  $N_{Rx}$  antenas receptoras, potencialmente ofrecen un desvanecimiento independiente de enlaces  $N_{Tx} \times N_{Rx}$  y por lo tanto un orden de diversidad espacial de  $N_{Tx} \times N_{Rx}$  (BIGLIERI, Ezio, *et al.*).
- **Ganancia de Multiplexación Espacial:** Los sistemas MIMO ofrecen un incremento lineal en la velocidad de datos a través de la multiplexación espacial, es decir, la transmisión de datos múltiples independientemente del flujo de datos dentro del ancho de banda de operación. Bajo condiciones de canal adecuadas tales como un medio ambiente disperso, el receptor puede separar los flujos de datos. Además, cada flujo de datos experimenta al menos una vez la misma calidad de canal que podría ser

---

<sup>5</sup>SHANNON, C. E. A mathematical theory of communication. Bell Sys. Tech. Journal, Vol. 27, p 379-423. 1948



experimentado por un sistema SISO, mejorando de manera efectiva la capacidad por un factor multiplicativo igual al número de datos. En general, el número de flujo de datos puede soportarse de manera confiable por un canal MIMO igual al mínimo número de antenas transmisoras y receptoras, es decir,  $\min\{N_{Tx}, N_{Rx}\}$ . La ganancia de multiplexación espacial incrementa la capacidad de una red inalámbrica (BIGLIERI, Ezio, *et al.*).

### 3.3.1 Los códigos de bloque STBC

Los códigos de bloque espacio-temporales hacen uso de la diversidad del canal espacial para la explotación de la capacidad de canal de los sistemas MIMO y así combatir el desvanecimiento que se presenta en el mismo. Se asume que no hay Información del Estado de Canal en el Transmisor (CSIT), Lo anterior se logran transmitiendo varias réplicas de la información a través de cada una de las antenas así la posibilidad de perder la información disminuye bastante (BIGLIERI, Ezio, *et al.*).

Aspectos de los STBC:

- El orden de diversidad o ganancia de diversidad se entiende como el número de recepciones independientes de la misma información.
- Un código de ganancia completa alcanza el orden de diversidad máxima de  $N_{Tx}N_{Rx}$  disponible en el canal.
- Como no todos los STBCs ofrecen diversidad completa, algunos ofrecen una ganancia de diversidad alta la cual es buena en enlaces de desvanecimiento si se reduce el margen de desvanecimiento necesario para encontrar un enlace más confiable.
- También se caracteriza por su tasa espacial la cual hace referencia al número promedio de símbolos distintos enviados por cada periodo de tiempo de símbolo independientemente del número de antenas transmisoras.
- Los OSTBC (STBC Ortogonales) tienen una tasa igual a 1 o menor. Un STBC con una tasa mayor a 1 se conoce como código de tasa alta; la tasa más alta puede ser  $\min\{Tx, Rx\}$ .

### 3.3.2 El esquema de Alamouti

El esquema de Alamouti fue el primer STBC y el más sencillo de implementar. Es un OSTBC dirigido a sistemas con dos antenas transmisoras y  $N_{Rx}$  antenas receptoras logrando un orden máximo de  $2N_{Rx}$ ; presenta tasa completa (es decir una tasa de 1) transmitiendo dos símbolos en dos intervalos de tiempo. Este esquema de diversidad espacial se centra sobre todo en el receptor obteniendo un mejor desempeño si el número de antenas receptoras incrementa, dentro de las ventajas se tiene que: puede mejorar la tasa de error, el índice de datos o la capacidad de los sistemas de comunicaciones inalámbricas. A continuación se presenta el esquema básico Alamouti que consta de 2 antenas transmisoras y 1 receptora (TRUJILLO, Daniela y BARRERA Andrés).

**Esquema Alamouti  $2 \times 1$**

Las señales son enviadas de forma simultánea por las dos antenas transmisoras. La operación de codificación se da así: en el primer instante de tiempo ( $t$ ) la antena 0 transmite el símbolo  $S_0$  y la antena 1 el símbolo  $S_1$  en el próximo instante de tiempo ( $t + \tau$ ) se envía la redundancia de los símbolos de la siguiente manera: la antena 0 transmite el símbolo  $-S_1^*$  y la antena 1 el símbolo  $S_0^*$  (\* es la operación compleja conjugada). Todo esto se consigna en la matriz  $\mathbf{H}$  donde las filas representan un instante de tiempo diferente y las columnas representan el símbolo transmitido por cada antena. Logrando así una codificación en el espacio y en el tiempo (TRUJILLO, Daniela y BARRERA Andrés).

$$S = \begin{bmatrix} S_0 & S_1 \\ -S_1^* & S_0^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

Si se conocen las señales transmitidas (símbolos) y el canal, se pueden identificar las señales recibidas. Esta recepción y su posterior decodificación dependen en gran parte al número de antenas receptoras disponibles, en este caso se tiene una sola antena, por lo tanto:

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = h_{0,0}S_0 + h_{0,1}S_1 + n_0 \\ r_1 &= r(t + \tau) = -h_{0,0}S_1^* + h_{0,1}S_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (7)$$

Las señales anteriores son las recibidas en el receptor  $r_0$  en el instante  $t$  y  $r_1$  en el instante ( $t + \tau$ ),  $h_{i,j}$  es la función de transferencia del canal de la  $j^{th}$  antena de transmisión y la  $i^{th}$  antena de recepción,  $n_0$  y  $n_1$  son variables complejas aleatorias gaussianas que representan el ruido introducido. Seguido de esto, las señales recibidas son enviadas al decodificador y posteriormente al esquema combinador así:

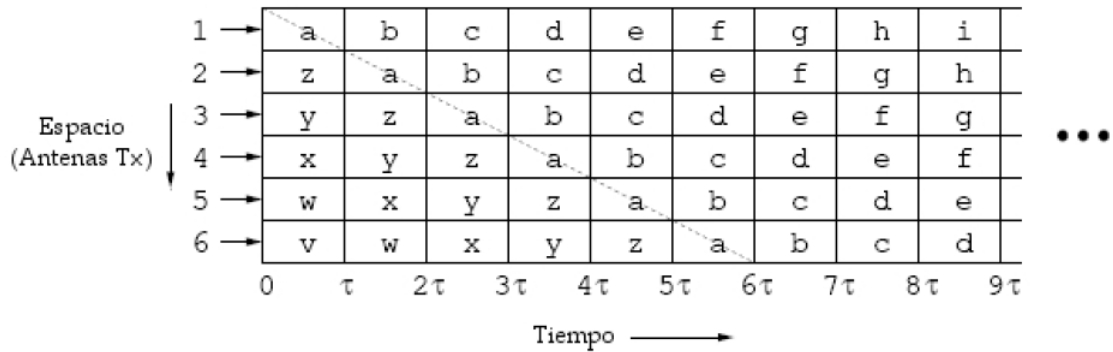
$$\begin{aligned} \check{S}_0 &= h_{0,0}^*r_0 + h_{0,1}r_1^* \\ \check{S}_1 &= h_{0,1}^*r_0 - h_{0,0}r_1^* \end{aligned} \quad (8)$$

Las señales  $\check{S}_0$  y  $\check{S}_1$  son enviadas al decodificador de máxima verosimilitud (ML) o el que se esté utilizando para estimar los símbolos transmitidos inicialmente  $S_0$  y  $S_1$  (TRUJILLO, Daniela y BARRERA Andrés)

### 3.3.3 Vertical Bell Laboratories Layered Space-Time (V-BLAST)

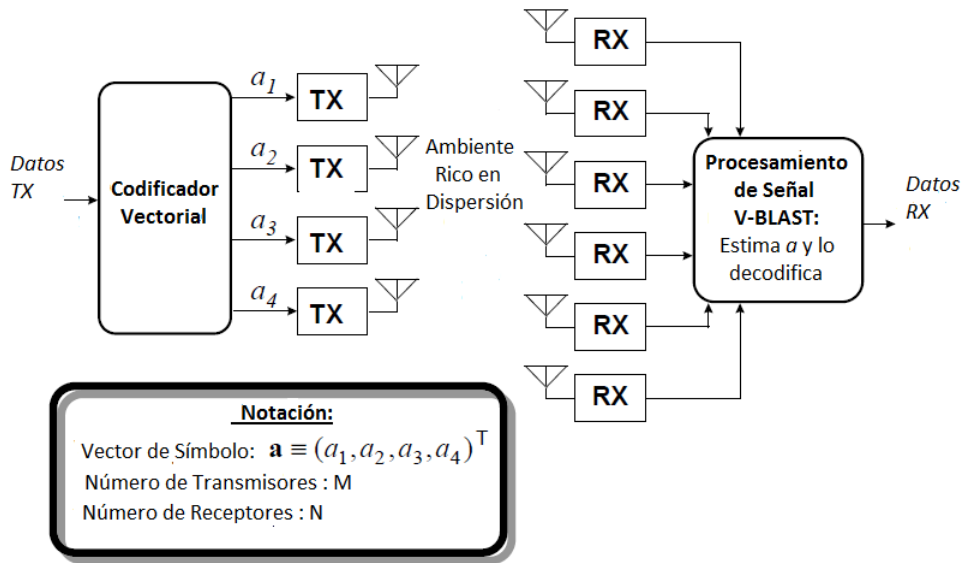
Como se especifica en WOLNIANSKY, P.W, *et al.*, el algoritmo D-BLAST utiliza la redundancia entre subflujos de datos a través del uso de bloques de códigos organizados a lo largo de diagonales espacio-temporales como se observa en la Figura 6. V-BLAST codifica cada vector por medio de una operación de demultiplexación en donde se mapea de forma independiente cada subflujo bit a símbolo. Por lo tanto se asume por simplicidad que los subflujos comprenden símbolos de datos independientes y sin codificación logrando así que el algoritmo tenga un coste computacional menor y presente un buen rendimiento.

Figura 6. Estructura de codificación D-BLAST



Fuente: Implementación de los Algoritmos V-BLAST y D-BLAST y comparación con los Space-Time Codes para sistemas MIMO.

Figura 7. Diagrama del sistema de alto nivel V-BLAST



Fuente: V-BLAST: an Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel.

V-BLAST es un algoritmo de detección para la recepción de sistemas MIMO que alcanza una porción significativa de la capacidad MIMO completa con una baja complejidad de implementación, a diferencia de D-BLAST que logra capacidad completa pero con una mayor complejidad. En la Figura 7 se observa un esquema V-BLAST  $4 \times 6$ . Para la señal generada inicialmente se realiza un proceso de codificación del vector por medio de una operación de demultiplexación, donde seguidamente se hace un mapeo bit a símbolo independiente de cada sub flujo, en donde se asigna a cada una de las antenas transmisoras que operan en co-canal una tasa de símbolos de  $1/T$  [símbolos/s] con tiempo de símbolo sincronizado. Además si se transmiten  $N_{Tx}$ -vectores, cada

componente se modula en la constelación QAM elegida y la potencia transmitida en cada transmisor es igual a  $1/N_{Tx}$ , lo que indica que serán enviados con la misma potencia y que la potencia total radiada es constante e independiente de  $N_{Tx}$ . Las  $N_{Rx}$  antenas receptoras demodulan en QAM y operan en co-canal (GOLDEN, G.D, *et al.*).

### 3.3.4 Ecuadores para la estimación de canal

Los métodos de detección lineales tratan todas las señales transmitidas como interferencia excepto el flujo deseado desde la antena transmisora de interés. Es por eso que la señal enviada desde otra antena es minimizada o anulada en el proceso de detección. Para facilitar la detección de la señal deseada de cada antena, el efecto del canal es invertido por una matriz de ponderación  $\mathbf{W}$  tal que:

$$\tilde{x} = [\check{x}_1 \check{x}_2 \dots \check{x}_{N_t}]^T = \mathbf{W}_y \quad (9)$$

Donde el vector  $\tilde{x}$  representa los símbolos estimados en el lado del receptor de forma ordenada. La detección de cada símbolo es dada por una combinación lineal de las señales recibidas. Los métodos de detección lineales estándar son el ZF y MMSE (CHO Yong Soo, *et al.*).

- **Criterio ZF:** La técnica ZF anula la interferencia con la matriz de ponderación  $\mathbf{W}_{ZF}$ , como se observa en (CHO Yong Soo, *et al.*), la cual se define como:

$$\mathbf{W}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (10)$$

Donde  $\mathbf{H}^{-1}$  es la inversa de la matriz de canal. La matriz de ponderación  $\mathbf{W}_i^T$  debe coincidir con la  $i$ -ésima fila de la pseudoinversa de  $\mathbf{H}$ .

$$\mathbf{W}_i^T = \langle \mathbf{H}_{k_1^{-1}}^\dagger \rangle_{k_i} \quad (11)$$

Donde  $\mathbf{H}_{k_1^{-1}}^\dagger$  denota las columnas  $k_1, k_2, \dots, k_{i-1}$  de  $\mathbf{H}$  sustituidas por ceros, lo cual se debe a que en la  $i$ -ésima iteración el vector  $\mathbf{W}_i$  sólo tiene que ser ortogonal a las  $\mathbf{h}_j$  que afectan a los símbolos no decodificados, con  $j \geq i$  (RAMOS PANIAGUA, Alberto).

- **Criterio MMSE:** Se busca maximizar la pos-detección de la Relación Señal a Interferencia más Ruido (SINR), para lo cual se usa la matriz de ponderación,

$$\mathbf{W}_{MMSE} = \left( \mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{N_t}{\rho} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}^H \quad (12)$$

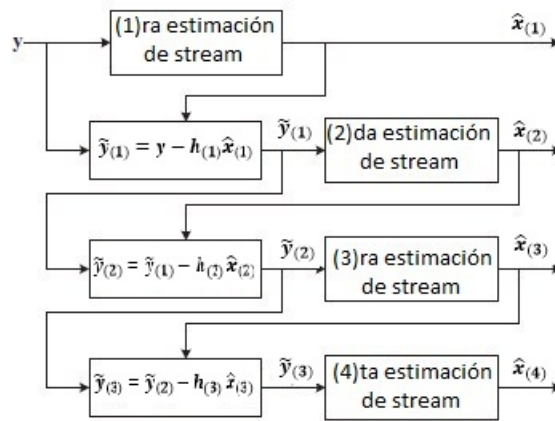
Donde  $\rho$  es la potencia en el receptor. En este caso, al igual que el criterio ZF, hay que sustituir por ceros en  $\mathbf{H}$  las columnas que corresponden a iteraciones previas. MMSE tiene un mejor rendimiento frente a ZF siendo más evidente a una potencia baja debido

a que tiene una menor inmunidad al ruido. Además el costo computacional es menor respecto a ZF debido al ahorro de cálculo de la pseudoinversa de la matriz (CHO Yong Soo, *et al.*).

### 3.3.5 Cancelación de Interferencia Sucesiva Ordenada (OSIC)

Debido a que las técnicas lineales para la detección de símbolos tienen un rendimiento bajo respecto a las no lineales, es posible mejorar ese rendimiento sin incrementar su complejidad de forma significativa usando la cancelación de interferencia sucesiva por ordenamiento que tiene como fin detectar los símbolos en orden de la mayor capa de potencia hasta la menor, lo cual provee una compensación razonable entre complejidad y rendimiento (SHREEDHAR A. Joshi, *et al.*).

Figura 8. OSIC



Fuente: MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.

Como se muestra en la Figura 8, el proceso de detección para 4 flujos espaciales  $x(i)$  es el símbolo a ser detectado en el  $i$ -ésimo orden que puede ser diferente de la señal transmitida en la  $i$ -ésima antena. Si  $x(i)$  depende del orden de detección,  $\hat{x}(i)$  denota un valor cuantizado de  $x(i)$ . Para la estimación se pueden usar los criterios ZF, MMSE o el que se desee. En este caso se usará MMSE. El primer flujo es estimado con el primer vector fila de la matriz de ponderación, luego se aplica la estimación y cuantización para obtener  $\hat{x}(i)$  la señal restante en la primera etapa es formada para restarla de la señal recibida, así:

$$\begin{aligned} \hat{y}(i) &= y - h_{(1)}\hat{x}(1) \\ &= h_{(1)}(x_{(1)} - \hat{x}(1)) + h_{(2)}x_{(2)} + \dots + h_{(N_T)}x_{(N_T)} + z \end{aligned} \quad (13)$$

Si  $x_{(1)} = \hat{x}(1)$  entonces la interferencia está cancelada de forma exitosa en el curso de la estimación de  $x_{(1)}$ ; sin embargo si  $x_{(1)} \neq \hat{x}(1)$ , entonces se produce la propagación de error porque la matriz de ponderación MMSE que ha sido diseñada bajo la condición de que  $x_{(1)} = \hat{x}(1)$  es usada para la estimación de  $x_{(2)}$ . Debido a este error de propagación causada por la decisión errónea en etapas anteriores, el orden de detección

tiene influencia significativa en todo el rendimiento de la detección OSIC (CHO Yong Soo, *et al.*).

## 3.4 PRECODIFICACIÓN Y ALGORITMO CLLL

### 3.4.1 Precodificación y Tipos de Precodificación

La precodificación se usa para eliminar interferencia multiusuario. Para poder hacerlo, es necesario tener conocimiento del estado de canal en el transmisor. Es una técnica de procesamiento de señal que se centra en la parte de transmisión multiantena, donde se tiene en cuenta la transmisión de las señales desde cada una de las antenas transmisoras, con el fin de cancelar señales no destinadas al usuario mediante transmisión ortogonal y así maximizar la tasa de bit recibida en el receptor. Como se dijo antes, para aplicar la precodificación es necesario el conocimiento de canal en el transmisor, para lo cual se usa una estimación de canal en el receptor y se realimenta hacia el transmisor. De una buena precodificación depende la eliminación total o parcial de las interferencias entre usuarios en el transmisor (GARCÍA BLÁZQUEZ, Guillermo).

En general, la precodificación se puede hacer por medio de técnicas lineales y no lineales. Las técnicas de precodificación no lineales proporcionan una capacidad y exactitud mayor que las lineales aunque su costo computacional es grande; como contraste a ello, las técnicas lineales presentan un bajo costo computacional sacrificando capacidad y exactitud, sin embargo tienen un buen comportamiento. A continuación se presentan la técnica de precodificación no lineal llamada *Codificación en papel sucio* o DPC (Dirty Paper Coding) y la técnica de precodificación lineal ZF (GARCÍA BLÁZQUEZ, Guillermo).

- **Dirty Paper Coding:** En 1983 Max Costa expuso en su trabajo el término *Writing on Dirty Paper* haciendo analogía al problema de escribir en un papel sucio en donde el lector no puede normalmente distinguir entre la suciedad y la tinta. En él, se expone la capacidad de un canal Gaussiano con presencia de interferencia conocida por el transmisor

$$y = x + i + w \tag{14}$$

Donde  $y$  es el dato recibido,  $x$  es la señal transmitida,  $i$  la interferencia y  $w$  es el ruido Gaussiano. El sorprendente resultado de Costa determina que la capacidad del sistema es el mismo al de un sistema sin interferencia alguna. Esta técnica es usada, entre otras aplicaciones, en canales multiusuario en donde se ha logrado alcanzar la mayor capacidad para la tasa de envío de información de cada usuario. Para los expertos en canales multiusuario, esta técnica de codificación permite enviar información a cada usuario sin que se presente interferencia con los demás usuarios<sup>6</sup>.

---

<sup>6</sup>Christian B. Peel, "On Dirty-Paper Coding", Lecture Notes, IEEE Signal Processing Magazine, May 2003

•**Forzador a Cero (ZF):** El forzador a cero como técnica de precodificación busca eliminar interferencia entre usuarios usando la transmisión ortogonal, para lo cual debe haber coordinación en las estaciones base. Esta eliminación se logra tratando de invertir el canal usando la matriz de precodificación; si esto se logra de forma exitosa, cada usuario recibirá únicamente la información que le fue destinada. Si se cumple que,

$$\mathbf{H}\mathbf{W} = \mathbf{I} \tag{15}$$

Siendo  $\mathbf{H}$  la matriz de canal y  $\mathbf{W}$  la matriz de precodificación, se debe tener en cuenta que si  $\mathbf{H}$  es simétrica, la matriz de precodificación será la matriz inversa de ella, entonces  $\mathbf{W}_{ZF} = \mathbf{H}^{-1}$ . Si  $\mathbf{H}$  no es simétrica, la matriz de precodificación es igual a la pseudoinversa de Moore-Penrouse  $\mathbf{W}_{ZF} = \mathbf{H}^\dagger = (\mathbf{H}\mathbf{H}^H)^{-1}$ .

Esto se puede obtener al minimizar la ecuación

$$\mathbf{W}_{ZF} = \mathit{argmin}_W E(\|\mathbf{W}\mathbf{x}\|^2) \tag{16}$$

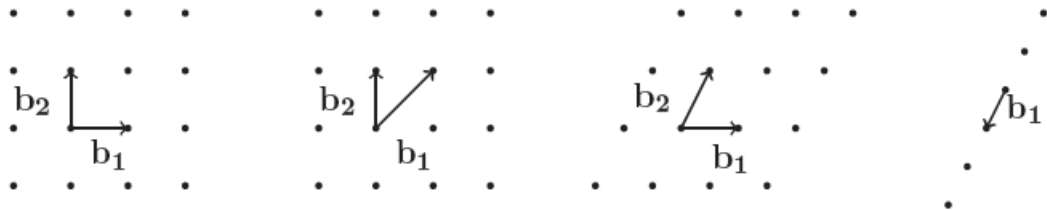
### 3.4.2 Los espacios de Enrejado

Un enrejado es un subgrupo discreto de un vector de espacio euclideo. Un vector de espacio es  $\mathbb{R}^n$  o un subespacio de  $\mathbb{R}^n$ . Como el enrejado se puede describir por sus bases, dichas bases son un conjunto de vectores linealmente independientes en  $\mathbb{R}^n$  el cual puede generar el enrejado por la combinación de ellos. Diferentes bases pueden generar el mismo enrejado.

Un conjunto de vectores  $b_1, b_2, \dots, b_m$  en  $\mathbb{R}^n$  es linealmente independiente si  $c_1b_1 + c_2b_2 + \dots + c_mb_m = 0$ ;  $c_i \in \mathbb{R}$  donde sólo se acepta la solución  $c_1 = c_2 = \dots = c_m = 0$ .

En ETTIENE, Helfer., se define el Teorema 1 para espacios de enrejado: si un conjunto de vectores en  $\mathbb{R}^n$  contiene más vectores que  $n$  si ( $m > n$ ), entonces este conjunto de vectores no es linealmente independiente. Este teorema implica que  $m \leq n$ . Si  $m = n$  entonces  $\mathbf{H}$  está en  $\mathbb{R}^n$  y  $\Lambda$  (como se representa a los espacios de enrejado) tiene rango total de enrejado.

Figura 9. Bases de Enrejado en dos dimensiones



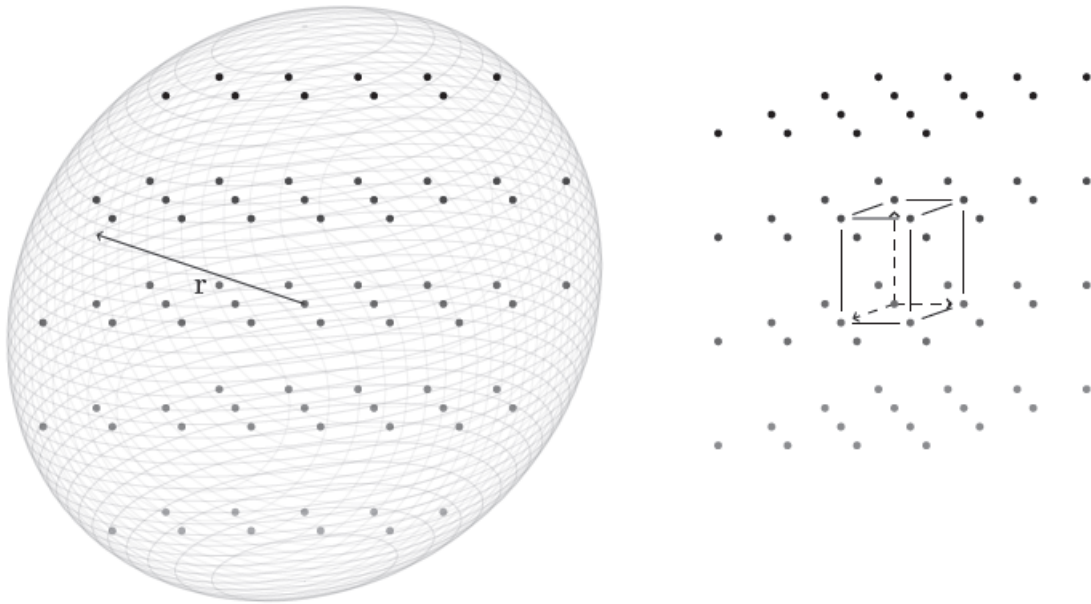
Fuente: LLL Lattice Basis Reduction Algorithm

En la Figura 9 se observa un ejemplo de enrejados generados con diferentes bases en  $\mathbb{R}^2$ . El primer y segundo enrejado son el mismo. Los primeros tres enrejados son rango

2 y el cuarto es rango uno.

Cuando se habla del Determinante de un Enrejado, se hace referencia al volúmen de un paralelepípedo extendido (spanned) por las bases. Dicho determinante no depende de las bases. Se puede considerar como el inverso de la diversidad de volúmen de los elementos en  $\Lambda$ . En la Figura 10 se observa un enrejado de rango 3. En la parte izquierda,  $\det\Lambda$  (determinante del enrejado) es representado como la bola y los elementos de  $\Lambda$  dentro de ella. En la parte derecha,  $\det\Lambda$  es representado como el volúmen del paralelepípedo extendido por las bases de  $\Lambda$ .

Figura 10. Bases de Enrejado en tres dimensiones



Fuente: LLL Lattice Basis Reduction Algorithm

### 3.4.3 Lenstra-Lenstra-Lovász

El algoritmo de reducción LLL es un algoritmo de reducción de enrejado (o lattice) en tiempo polinomial inventado por Arjen Lenstra, Hendrik Lenstra Jr. y László Lovász en 1982.

*Debido a que no se tiene un algoritmo eficiente en tiempo polinomial, este algoritmo resuelve el problema del **vector más corto** exactamente en una dimensión de gran arbitrariedad. En general, realiza proyecciones ortogonales sucesivas, intercambiando dos vectores consecutivos de las bases en orden de obtener una reducida o cercana base ortogonal (ETTIENE, Helfer).*

En LENSTRA, A.K, *et al.* se encuentra la siguiente definición del funcionamiento del algoritmo: primero se encuentra, para un número primo adecuadamente pequeño  $p$ , un factor irreducible  $p$ -ádico  $e$  de  $f$  con una buena precisión. Esto se logra con el algoritmo Berlekamp para la factorización de polinomios en espacios finitos pequeños, combinado



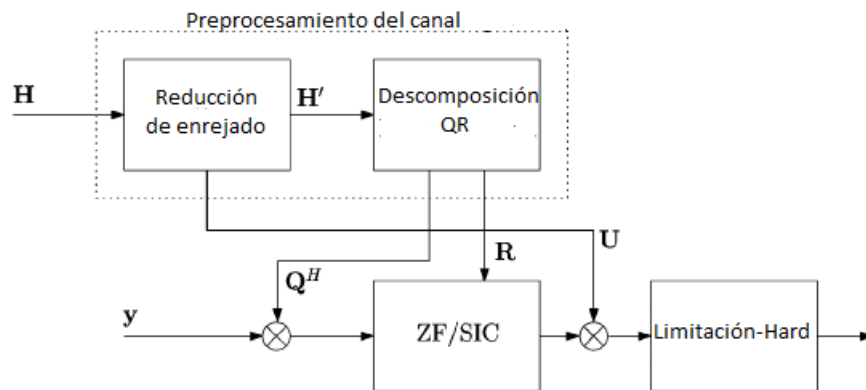
con el *teorema de ayuda* (lemma) Hensel. Después se busca el factor irreducible  $e_0$  de  $f$  en  $\mathbb{Z}[X]$  donde  $X$  es una variable con coeficientes racionales y  $e_0$  es divisible entre  $e$ . Esta condición significa que  $e_0$  pertenece al enrejado en cuestión, y la condición que  $e_0$  divide a  $f$  implica que los coeficientes de  $e_0$  son relativamente pequeños. Seguidamente se debe buscar un elemento *pequeño* en el enrejado, el cual se hace por medio de un algoritmo de reducción de bases. Todo este proceso logra obtener como resultado  $e_0$ . El algoritmo se repite hasta que todos los factores irreducibles de  $f$  se han encontrado.

### 3.4.4 El algoritmo CLLL

El algoritmo LLL fue originalmente introducido para reducir las bases de enrejado reales, es decir, la matriz de canal se modela en el campo de los números reales. Sin embargo, las matrices de canal son inherentemente complejas debido a las prestaciones que ofrece el campo de los complejos. En [10] se propone el algoritmo CLLL para la reducción de las bases de un enrejado complejo descrita por una matriz de canal compleja. Este algoritmo logra reducir la complejidad casi un 50% comparado con LLL obteniendo prácticamente el mismo rendimiento en cuanto a BER a pesar de su baja complejidad (GAN, Ying Hung, *et al.*).

Debido a que el algoritmo tradicional sólo es aplicado a la matriz de canal real, la mayoría de detectores basados en el enrejado convencional fueron basados en la matriz equivalente de valor real de una matriz de canal de valor complejo. Este enfoque duplica la dimensión de la matriz de canal y puede llevar a un detector complicado de forma innecesaria. Esta percepción sugiere la posibilidad de derivar incluso detectores más simples para matrices complejas introduciendo la formulación de enrejado complejo. En pocas palabras, el algoritmo propuesto por GAN, Ying Hung, *et al.*, puede ser usado para la reducción de enrejado real sin ninguna modificación, de manera que puede verse como una *generalización* del algoritmo tradicional LLL (GAN, Ying Hung, *et al.*).

Figura 11. Diagrama de Bloques Algoritmo CLLL



Fuente: Complex Lattice Reduction Algorithm for Low-Complexity Full-Diversity MIMO Detection.

En la Figura 11 se muestra el diagrama de bloques de un sistema MIMO con detección SIC utilizando el algoritmo CLLL para la reducción de bases. Para obtener las bases reducidas se aplica la descomposición QR la cual en términos de matriz de canal es:

$$\mathbf{H}' = \mathbf{Q}\mathbf{R} \quad (17)$$

Donde  $\mathbf{H}'$  sirve para diferenciar la matriz de canal reducida de la matriz de canal inicial,  $\mathbf{Q}$  contiene las columnas ortogonales y  $\mathbf{R}$  es una matriz triangular superior. Para la cancelación sucesiva y posterior detección del vector de símbolos  $\hat{\mathbf{x}}'$  se multiplican la hermitiana de  $\mathbf{Q}$  con  $\mathbf{y}$ , es decir  $\mathbf{Q}^H \mathbf{y}$ . El algoritmo CLLL entrega junto con las bases reducidas de la matriz de canal, la transformación unimodular la cual puede aplicarse a  $\hat{\mathbf{x}}'$  para obtener  $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{U}\hat{\mathbf{x}}'$  y finalmente lograr que  $\tilde{\mathbf{x}}$  sea un vector de símbolos válido  $\hat{\mathbf{x}}$ . Este paso asegura que el detector en el lado del receptor entregue datos de salida correctos.

Para la reducción del 50% de la complejidad del algoritmo CLLL respecto al LLL se tiene en cuenta además del proceso de reducción de bases, el proceso de detección completo del sistema MIMO de la Figura 11. El preprocesamiento del canal está compuesto por la reducción de bases y la descomposición QR. De aquí se obtienen las matrices  $\mathbf{Q}$ ,  $\mathbf{R}$  y  $\mathbf{U}$  necesarias para la detección de la reducción de enrejado asistido. Al obtener la matriz unimodular directamente del algoritmo, se reduce el costo computacional ya que no se debe operar  $\mathbf{U} = (\mathbf{H}^\dagger)\mathbf{H}'$  para obtenerla.

El algoritmo tradicional LLL trabaja con la matriz equivalente de valor real de una matriz de valor complejo  $\mathbf{H}$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{H}) & -\Im(\mathbf{H}) \\ \Im(\mathbf{H}) & \Re(\mathbf{H}) \end{bmatrix} \quad (18)$$

A continuación se explica el principio de reducción del algoritmo CLLL:

- Una modificación en el procedimiento de ortonormalización de Gram-Schmidt (GSO) para computar  $\mathcal{H}_i := \|\mathbf{h}_i^*\|$  donde  $\|\mathbf{h}_i^*\|$  se refiere a la norma euclideana según el orden lexicográfico necesario para la prueba de finalización del algoritmo LLL en tiempo polinomial (GAN, Ying Hung, *et al.*);
- Un proceso de reducción de tamaño utilizado para obtener vectores base más cortos y más ortogonales siempre y cuando se cumpla la condición  $|\Re(\mu_{ij})| \leq 0.5$  y  $|\Im(\mu_{ij})| \leq 0.5$  para todos los  $j < i$ ;
- Un paso de intercambio de vectores base. Dos vectores base consecutivos  $\mathbf{h}_{k-1}$  y  $\mathbf{h}_k$  son intercambiados si algunas condiciones entre ellos se satisfacen. Después del intercambio, la reducción del tamaño se puede repetir hasta hacer a los vectores base lo más cortos posible.

#### 4. MODELO DEL SISTEMA

Considerando un sistema MIMO  $N_{Tx} \times N_{Rx}$  donde el número de antenas transmisoras es igual al número de antenas receptoras, es decir  $N_{Tx} = N_{Rx}$  con ganancia de canal independiente  $h_{j,i}$  entre el  $j$ -ésimo transmisor y el  $i$ -ésimo receptor y asumiendo un conocimiento del estado de canal completo tanto en el transmisor como en el receptor, el modelo de la señal recibida es:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (19)$$

donde  $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_n]$  es la matriz de canal con dimensión  $N_{Tx} \times N_{Rx}$  con variables aleatorias independientes e idénticamente distribuidas (iid) complejas y distribución normal con media cero y varianza unitaria  $\mathcal{CN}(0, 1)$ . Se asume banda estrecha para la consideración de un desvanecimiento de canal plano (flat fading). El vector de símbolos  $\mathbf{x}$  de dimensión  $N_{Tx} \times 1$  contiene la señal binaria a transmitir y de acuerdo al procedimiento V-BLAST, corresponde a la demultiplexación de acuerdo a la cantidad de antenas transmisoras. Cada flujo de datos es modulado de manera independiente de acuerdo a la constelación usada. Debido a que el esquema propuesto tiene igual número de antenas transmisoras y receptoras, la precodificación usada representada por  $\mathbf{W}$ , se realiza por medio del ecualizador ZF (también conocido como técnica de pre-ecualización). Finalmente  $\mathbf{n}$  es el ruido blanco Gaussiano aditivo con densidad espectral de potencia del ruido unitaria.

Representando la Ecuación (18) de forma matricial se tiene:

$$\begin{bmatrix} y^{(1)} \\ y^{(2)} \\ \vdots \\ y^{(N_{Tx})} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H^{(1)(1)} & H^{(1)(2)} & \dots & H^{(1)(N_{Tx})} \\ H^{(2)(1)} & H^{(2)(2)} & \dots & H^{(2)(N_{Tx})} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H^{(N_{Tx})(1)} & H^{(N_{Tx})(2)} & \dots & H^{(N_{Tx})(N_{Tx})} \end{bmatrix} \mathbf{W} \begin{bmatrix} x^{(1)} \\ x^{(2)} \\ \vdots \\ x^{(N_{Tx})} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n^{(1)} \\ n^{(2)} \\ \vdots \\ n^{(N_{Tx})} \end{bmatrix} \quad (20)$$

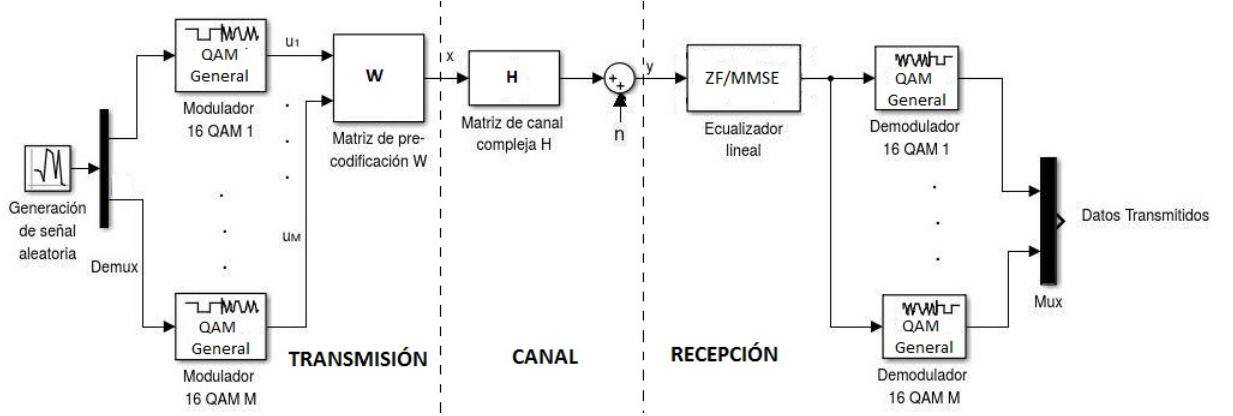
Donde  $\mathbf{W}$  es:

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} W^{(1)(1)} & W^{(1)(2)} & \dots & W^{(1)(N_{Tx})} \\ W^{(2)(1)} & W^{(2)(2)} & \dots & W^{(2)(N_{Tx})} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W^{(N_{Tx})(1)} & W^{(N_{Tx})(2)} & \dots & W^{(N_{Tx})(N_{Tx})} \end{bmatrix} \quad (21)$$

El diagrama de bloques del esquema propuesto se muestra en la Figura 12 donde se observa el modelo del sistema implementado. Para una mejor interpretación, el diagrama se divide en tres secciones: transmisión, canal y recepción. La transmisión está compuesta por los bloques del vector de datos inicial, la demultiplexación en la cantidad de antenas necesarias, el modulador QAM y el bloque de precodificación. El canal está compuesto por el canal y el ruido blanco aditivo. Por último, en la recepción

se encuentran los bloques de ecualización y ordenamiento OSIC, la demodulación y la multiplexación de la señal.

Figura 12. Diagrama de Bloques del Modelo del Sistema



#### 4.1 PRECODIFICACIÓN

En el Modelo del Sistema, del lado del transmisor se realiza una precodificación a la señal digital de entrada. Según GAN, Ying Hung, *et al.*, al hacer uso del algoritmo CLLL para la reducción de bases de la matriz de canal, se propone como avance la implementación de precodificación. Considerando a PARK, Jaehyun, *et al.*, la precodificación en el lado del transmisor se realizó por medio del alineado de enrejado en donde se escogieron 4 usuarios: 2 con precodificación LA (Lattice-Aligned) y uno NLA (Non-LA), el último usuario complementa el esquema.

En este caso, la precodificación se representa por una matriz de ponderación pre-ecualizadora  $\mathbf{W}$  de tamaño  $N_{Tx} \times N_{Tx}$ , y así el vector de símbolo precodificado  $\mathbf{x}$  de tamaño  $N_{Tx} \times 1$  puede ser expresado como:

$$\mathbf{x} = \mathbf{W}\tilde{\mathbf{x}} \quad (22)$$

Donde  $\tilde{\mathbf{x}}$  es el vector de símbolo original para transmisión. Si se usa la ecualización ZF y el sistema a trabajar es cuadrado ( $N_{Tx} \times N_{Tx}$ ), la matriz de ponderación es dada como:

$$\mathbf{W}_{ZF} = \beta \mathbf{H}^{-1} \quad (23)$$

Donde  $\beta$  es una constante que restringe la potencia total transmitida luego de la pre-ecualización, la cual viene dada por:

$$\beta = \sqrt{\frac{N_T}{\text{Tr}(\mathbf{H}^{-1}(\mathbf{H}^{-1})^H)}} \quad (24)$$

Para compensar el efecto de la amplificación por un factor  $\beta$  en el transmisor, la señal recibida debe ser dividida por  $\beta$  por medio de un control de ganancia automática (**AGC**) en el receptor. Por lo tanto, la señal recibida  $\mathbf{y}$  se define como:

$$\mathbf{y} = \frac{1}{\beta}(\mathbf{H}\mathbf{W}_{ZF}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{z}) = \frac{1}{\beta}(\mathbf{H}\beta\mathbf{H}^{-1}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{z}) = \tilde{\mathbf{x}} + \frac{1}{\beta}\mathbf{z} = \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{z}} \quad (25)$$

En ésta propuesta se precodifica para eliminar la interferencia entre usuarios también conocido como interferencia co-canal. La precodificación es importante realizarla debido a que cuando una misma frecuencia de portadora de dos transmisores distintos llegan a un receptor al mismo tiempo se produce interferencia, lo cual ocasiona una gran degradación en diversidad y a su vez una limitación en la capacidad del sistema (GARCÍA BLÁZQUEZ, Guillermo).

## 4.2 ALGORITMO V-BLAST

En este trabajo se tienen en cuenta 4 antenas tanto en transmisión como en recepción, es decir, se propone un sistema MIMO cuadrado. Inicialmente se tiene un vector de datos binarios único el cual es demultiplexado en  $N_{Tx}$  subcapas enviadas por modulación 16 QAM a través de la matriz de canal hasta el receptor. Se asume la misma constelación para cada subcapa.

Para la detección V-BLAST es necesario el uso de técnicas de Arreglo de Antenas Adaptativo (AAA), es decir, anulación combinatoria lineal. Cada subcapa analizada se considera como la señal deseada y las restantes son consideradas como interferencias. La anulación se realiza ponderando linealmente las señales recibidas para satisfacer algunos criterios relacionados con el rendimiento como el MMSE o el ZF (GARCÍA BLÁZQUEZ, Guillermo). En ésta propuesta se trabajan dos tipos de detección: con ordenamiento, conocida como OSIC y sin ordenamiento conocida como SIC. El parámetro usado para la organización por capas es la SNR, es decir que la primera capa detectada es la que contiene la más alta potencia y así sucesivamente se van organizando de mayor a menor hasta detectar completamente todas las capas emitidas.

A continuación se presenta el algoritmo propuesto: Inicialmente se definieron como datos de entrada el número de antenas transmisoras, el número de antenas receptoras y la cantidad de datos de entrada. Los parámetros de salida fueron los datos estimados y el error. Teniendo los símbolos demultiplexados de acuerdo a la cantidad de antenas en el lado del transmisor y en el lado del receptor, se creó el canal aleatorio para la realización de la matriz de precodificación. Se asumió completa información del estado de canal en el transmisor y en el receptor. Seguidamente se redujeron las bases de la matriz de canal precodificada utilizando el algoritmo CLLL junto con la descomposición QR para obtener la matriz de canal ortonormalizada y posteriormente se agregó el ruido Gaussiano. Para

la detección de símbolos en el lado del receptor se utilizaron los ecualizadores lineales ZF y MMSE. En el pseudocódigo se muestra la ecualización ZF/OSIC para lograr una mejor detección de acuerdo al ordenamiento por potencia de las señales transmitidas.

El pseudocódigo se encuentra en el anexo A.

## 5. ANÁLISIS DE RESULTADOS

### 5.1 PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

Para la implementación y prueba del algoritmo se utilizó el método de Montecarlo, el cual permite resolver problemas físicos y matemáticos mediante la simulación de variables aleatorias. La importancia de este método se basa en la existencia de problemas que tienen difícil solución por métodos exclusivamente analíticos o numéricos pero que dependen de factores aleatorios o se pueden asociar a un modelo de probabilidad artificial<sup>7</sup>. Para minimizar el error implícito del método debido a la muestra la cual tiene que ser lo suficientemente grande debido a la población infinita, se debe compensar aumentando el número de iteraciones, es decir, aumentando la cantidad de datos de entrada hasta obtener una respuesta con una mínima variación entre simulaciones.

Para el análisis del sistema se simularon diferentes valores de entrada para poder escoger la cantidad de iteraciones aceptables. El algoritmo está diseñado para ingresar la cantidad de bits de entrada deseados y repartirlos en la cantidad de antenas requeridas. Como el sistema tiene cuatro antenas transmisoras la siguiente tabla muestra la cantidad de datos de entrada, la cantidad de datos por antena y el número de iteraciones por simulación:

Tabla 2. Cantidad de datos e iteraciones

Vector de datos de entrada (bits)	Cantidad de datos por antena (bits)	No. de Iteraciones
<b>16384</b>	4096	1024
<b>65536</b>	16384	4096
<b>262144</b>	65536	16384

Los resultados que arrojaron las diferentes simulaciones teniendo en cuenta la suavidad de las curvas y su comportamiento, permitieron escoger como valor idóneo 16384 iteraciones.

Se propone un sistema cuadrado con 4 antenas transmisoras y 4 receptoras, dando la posibilidad de extenderse a sistemas cuadrados con mayor cantidad de elementos. Se considera desvanecimiento plano en el canal debido a que las señales transmitidas tienen un ancho de banda fijo y estrecho. La teoría de la técnica expone que la potencia total transmitida sea independiente del número de antenas transmisoras de manera que cuando se usan  $N_{Rx}$  antenas, la potencia total se divide en partes iguales de manera que la potencia por antena es  $P_t/N_{Rx}$  donde  $P_t$  hace referencia a la Potencia Total. Sin embargo, en este caso el número de antenas transmisoras es igual al número de antenas receptoras, por lo que la división de la potencia total se puede escribir de forma análoga

<sup>7</sup>[https://www.uam.es/personal\\_pdi/ciencias/carlosp/html/pid/montecarlo.html](https://www.uam.es/personal_pdi/ciencias/carlosp/html/pid/montecarlo.html)

como  $P_t/N_{Tx}$ . Se asume la densidad espectral de potencia del ruido  $N_0 = 1$  debido a que en la herramienta de simulación, el canal AWGN presenta una densidad de potencia unitaria, lo cual evita principalmente que haya una variación en el ancho de banda del canal.

El canal sigue una distribución Rayleigh<sup>8</sup>. Aunque se asume que las antenas están lo suficientemente separadas para que los subcanales no se correlacionen, la precodificación se realiza para que efectivamente esto no se presente. Además en [10] se propone realizar alguna técnica de precodificación para el mejoramiento de la reducción de bases por medio del algoritmo CLLL, como lo especifican PARK, Jaehyun, *et al.*

Se considera un canal cuasi-estacionario, es decir que la transmisión se realiza por medio de tramas o ráfagas, cuya longitud se asume lo suficientemente larga como para poder aplicar la teoría de la información y lo suficientemente corta como para poder asumir que los coeficientes del canal no cambian durante la transmisión de la trama de datos. Se asume que tanto en el transmisor como en el receptor hay un completo conocimiento del canal, debido a la precodificación en el transmisor y el envío de una ráfaga de entrenamiento hacia el receptor. La señal recibida en cada antena es la suma de todas las señales transmitidas.

## 5.2 RESULTADOS

La finalidad del algoritmo propuesto es optimizar la recepción de la información por medio de la precodificación del algoritmo CLLL aprovechando la ganancia de multiplexación espacial otorgada por el esquema V-BLAST y los ecualizadores ZF y MMSE en el lado del receptor. Además se realizó un ordenamiento por potencia de cada una de las capas transmitidas para una mejor estimación de los símbolos.

### 5.2.1 ALGORITMO PROPUESTO

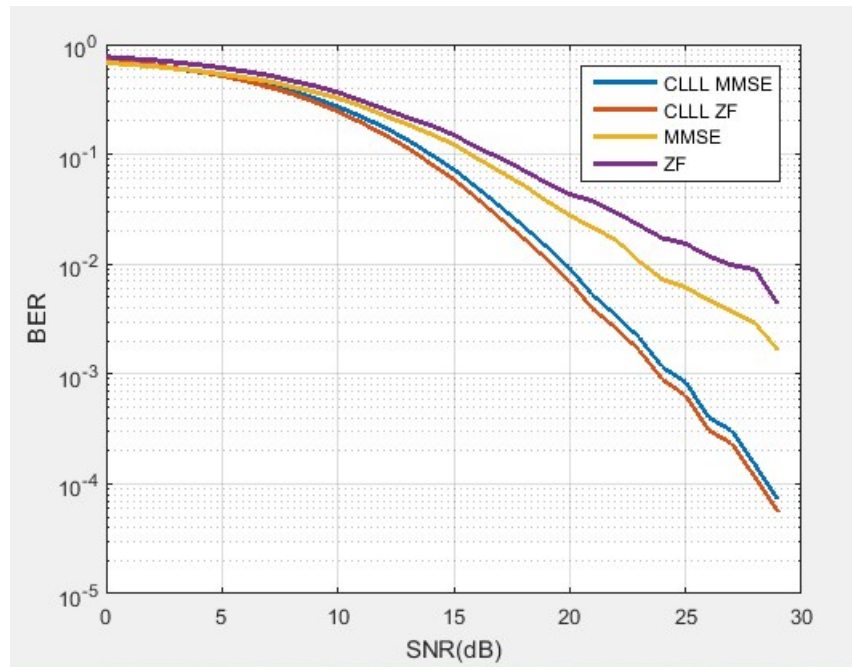
En la Figura 13, se puede observar el rendimiento del V-BLAST precodificado y V-BLAST considerando el algoritmo CLLL con precodificación. Se puede afirmar que existe un mejor rendimiento en cuanto a ganancia de diversidad debido a que usando el algoritmo CLLL en la reducción de las bases de la matriz de canal por medio de la ortonormalización, la interferencia se reduce. Cuando no se utiliza el algoritmo CLLL, aunque la interferencia haya sido tratada con anterioridad en el transmisor por la precodificación, ésta se sigue presentando haciendo que la estimación de símbolos no sea óptima debido a que hay una pérdida de información considerable aun teniendo la organización por potencias de las capas transmitidas. La técnica V-BLAST debe ser muy precisa en la detección de los símbolos, ya que si alguna de las capas no es detectada correctamente se propagará la interferencia haciendo que la degradación aparezca en las iteraciones posteriores. Además, en el rango de 0dB a 30dB de la Figura 13 se observa que el esquema V-BLAST para el sistema propuesto, no tiene una respuesta aceptable para niveles mínimos de transmisión ( $10^{-4}$ ). Para lograr una transmisión con V-BLAST

---

<sup>8</sup>Explicado en la sección de Fundamentación Teórica



Figura 13. V-BLAST CLLL Precodificado y V-BLAST Precodificado utilizando ZF y MMSE.

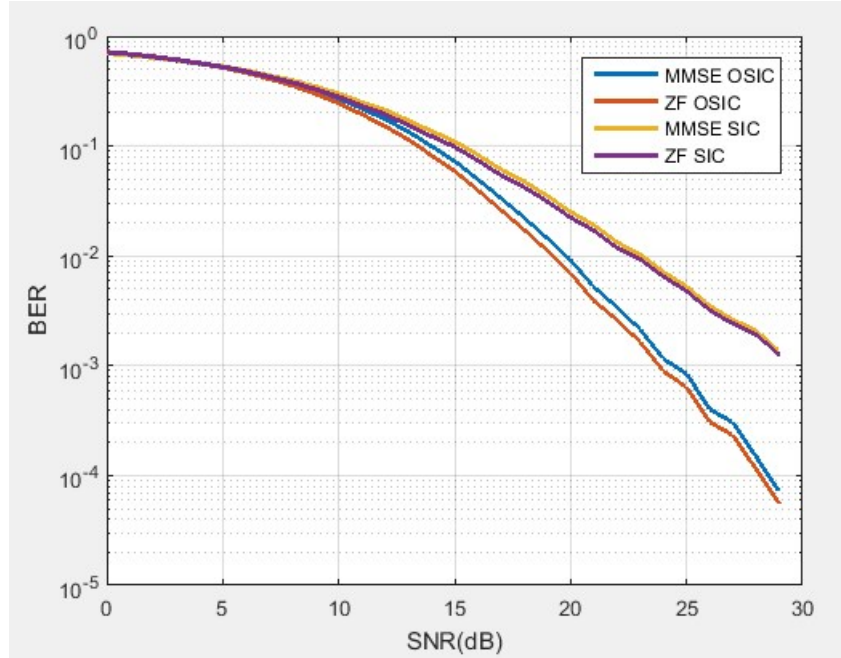


para éste esquema sin el uso del algoritmo CLLL, se debe considerar un rango de SNR mayor.

En la Figura 14 se puede observar la diferencia entre SIC y OSIC para el esquema propuesto. En 28dB, ZF y MMSE OSIC pueden transmitir información ya que alcanza un rango de  $10^{-4}$  BER a diferencia de ZF y MMSE SIC, que no transmiten información a ésta potencia. Este resultado demuestra que al realizar ordenamiento por potencia en el algoritmo propuesto, se logra una mayor eficiencia en la recepción de la información. Cuando la BER se encuentra en  $10^{-2}$ , la pérdida de potencia entre SIC y OSIC es de 4dB aproximadamente y a partir de ahí se hace mayor el rango de pérdida entre las dos técnicas. La transmisión de la información con el algoritmo V-BLAST/CLLL ordenado se hace a una potencia más baja consiguiendo una ganancia de diversidad mayor y al mismo tiempo se observa una optimización respecto al algoritmo V-BLAST de la Figura 13 y al V-BLAST/CLLL sin ordenamiento de la Figura 14.

Cuando se tiene el algoritmo V-BLAST/CLLL ordenado sin precodificación que se observa en la Figura 15, la tasa de transmisión de  $10^{-4}$  se obtiene a una potencia de 23dB aproximadamente comparado con el V-BLAST/CLLL precodificado con ordenamiento de la Figura 14 el cual alcanza el mismo valor de BER en 28dB aproximadamente. Ambos algoritmos alcanzan tasas de transmisión mínimas en el rango de potencia escogido entre 0dB y 30dB para la evaluación del modelo lo que significa que ambos son sistemas aptos para la transmisión de la información. La precodificación es usada para eliminar la interferencia que pueda aparecer entre la demultiplexación de los datos de entrada, en este caso dividido en cuatro vectores en donde cada uno corresponde a cada una de las antenas transmisoras. Aunque aumenta la complejidad computacional del algoritmo

Figura 14. V-BLAST CLLL Precodificado utilizando ZF y MMSE.



debido al cálculo de la pseudoinversa y teniendo en cuenta que ambos sistemas tienen el mismo número de iteraciones, la respuesta del esquema propuesto frente al esquema sin precodificación es más confiable en el rango entre 15dB y 20dB debido a que no varía tanto, es decir, no se presentan tantas alteraciones o picos en las respuestas teniendo en cuenta que ambos sistemas están bajo las mismas condiciones de simulación.

### 5.2.2 ALGORITMO V-BLAST PARA SISTEMAS CUADRADOS

El V-BLAST  $4 \times 4$  presente en las Figuras 16 y 17, tiene una respuesta poco favorable tanto con precodificación como sin precodificación ya que la tasa de error de bit mínima no es óptima para una transmisión básica, lo que da a entender que un esquema V-BLAST cuadrado sin ninguna modificación como por ejemplo el cambio de bases de la matriz de canal por medio del algoritmo CLLL, no presenta una ganancia de diversidad aceptable dentro del rango de SNR considerado. Aun así, la mejor respuesta se obtiene cuando se realiza ordenamiento por potencia OSIC tanto en V-BLAST sin precodificar como en V-BLAST precodificado.

### 5.2.3 CASO CRITICO

Como se ha expuesto a lo largo de este trabajo, al implementar el esquema V-BLAST en sistemas donde se presenta un mayor número de antenas receptoras que transmisoras, se logra un mejor rendimiento del mismo. La Figura 18 muestra un sistema MIMO  $2 \times 4$  V-BLAST junto con el algoritmo CLLL y los ecualizadores ZF y MMSE OSIC;

Figura 15. VBLAST CLLL Sin Precodificación utilizando ZF y MMSE.

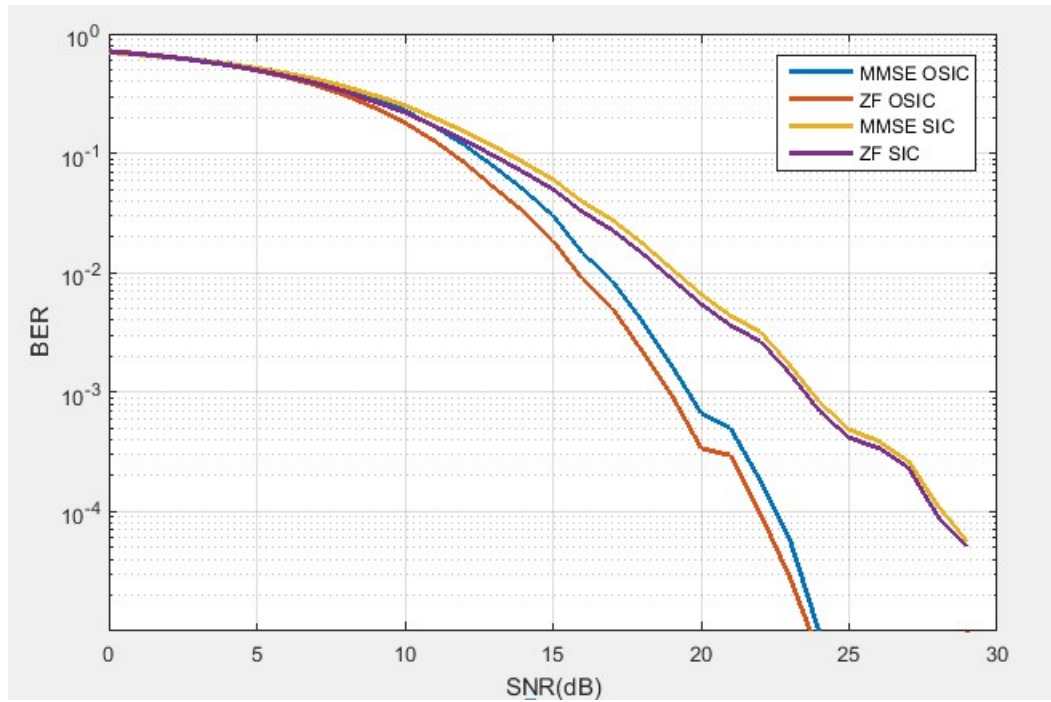


Figura 16. V-BLAST Sin Precodificación utilizando las técnicas ZF y MMSE.

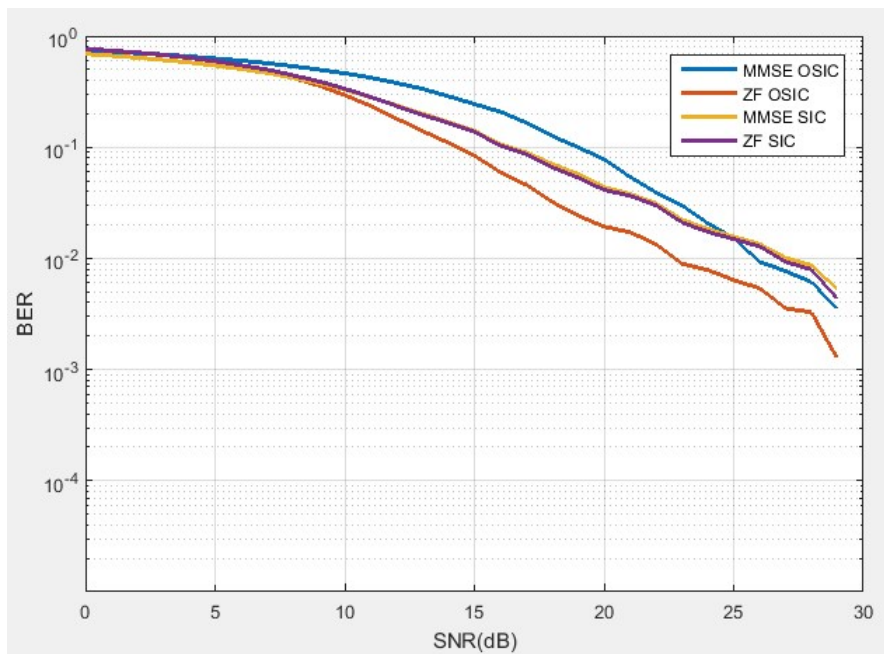
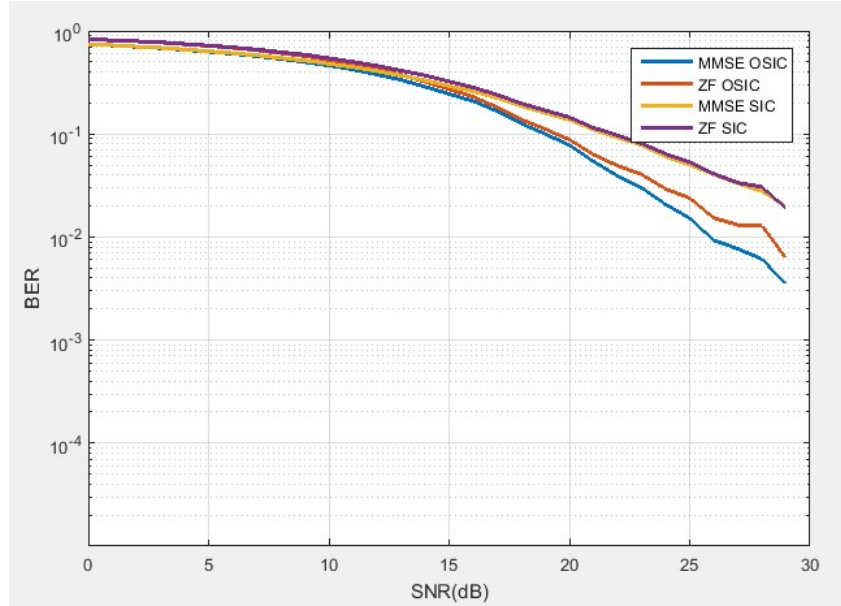


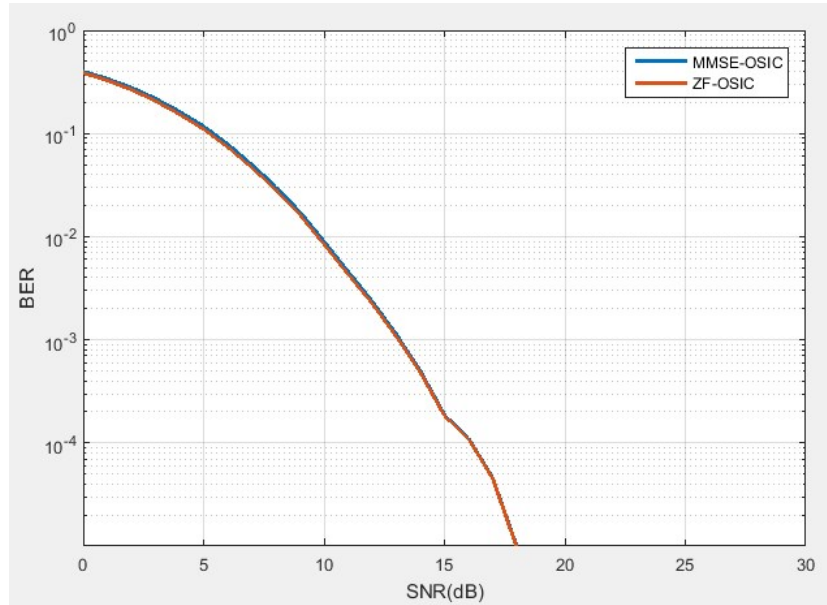
Figura 17. V-BLAST precodificado utilizando las técnicas ZF y MMSE.



para este caso, no fue considerada la precodificación ya que en el algoritmo propuesto ésta se limitó a sistemas cuadrados. Como se observa en la Figura 18, se cumple que al aumentar el número de antenas receptoras en un sistema MIMO como por ejemplo los códigos de bloque, se logra una mayor ganancia de diversidad y en el caso del algoritmo V-BLAST se aprovecha la dispersión en el medio aumentando la ganancia de multiplexación y de esa forma obtener una buena estimación de los símbolos en el lado del receptor. A diferencia de los sistemas cuadrados, éste sistema logra un mejor rendimiento en potencias bajas donde se presenta un nivel de ruido considerable respecto a la potencia de la señal, es decir, presenta una mayor inmunidad al ruido. Este resultado se puede comprobar al comparar la Figura 13 la cual corresponde al esquema propuesto con la Figura 18 correspondiente al sistema  $2 \times 4$ . Teniendo en cuenta que existe transmisión a una BER de  $10^{-4}$ , en la primera se logra transmisión a los 26dB mientras que en la segunda se logra a partir de los 16dB aproximadamente indicando una menor pérdida en potencia en los sistemas con mayor número de antenas receptoras que transmisoras.

Para determinar el caso crítico del algoritmo propuesto se trabajó con diferentes esquemas y a una modulación 16 QAM para todos los casos. En la Figura 19 se observa que el sistema MIMO con igual número de antenas transmisoras y receptoras mínimo donde el algoritmo empieza a ser funcional con un ecualizador ZF es un esquema  $2 \times 2$  en donde la respuesta tiene una ganancia en diversidad mayor entre 0dB y 18dB a diferencia de los esquemas con mayor cantidad de antenas. Teniendo en cuenta el aporte de los autores del algoritmo GAN, Ying Hung, *et al.*, para un  $N$  mayor (siendo  $N$  la cantidad de antenas transmisoras y receptoras) la complejidad computacional del algoritmo CLLL va disminuyendo; en su investigación se simulan sistemas de hasta 24 antenas para determinar la probabilidad de disminución de la complejidad y hasta 16 antenas para analizar el comportamiento del algoritmo. En este caso, y teniendo en cuenta que el algoritmo permite ingresar la cantidad de antenas transmisoras y

Figura 18. V-BLAST CLLL sin precodificación para un sistema  $2 \times 4$



receptoras que se deseen, se analizaron sistemas cuadrados de hasta 16 antenas.

Sin embargo al aumentar el tamaño del esquema, se observa una tendencia a mejorar el comportamiento con una SNR alta a diferencia de los casos más pequeños. A partir de 18dB el sistema que brinda la mayor eficiencia en cuanto a BER es el  $4 \times 4$  llegando a una tasa de transmisión de  $10^{-4}$  a una potencia de 28dB. Los otros dos esquemas representan a su vez los límites inferior y superior para la cantidad de antenas a simular y como se observa en la Figura 19, necesitan un rango de SNR más grande para alcanzar el mismo valor de BER logrado por el esquema propuesto.

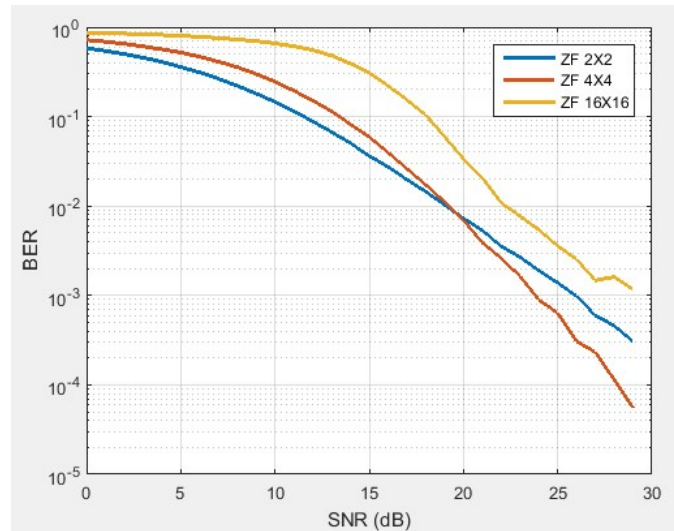
#### 5.2.4 COMPARACIÓN ENTRE MODULACIONES

El tipo de modulación utilizada en las simulaciones fue QAM, como se observa en la Figura 20, debido a sus prestaciones<sup>9</sup>. Para el esquema propuesto se escogió la modulación 16QAM a pesar que 4QAM (análoga a QPSK o 4PSK) tiene una mejor respuesta, razón por la cual se decidió trabajar una modulación superior a 4QAM para observar el comportamiento del sistema. Una manera de realizar el modulador 16QAM es mediante dos moduladores 4PSK, es decir, la modulación 16QAM resulta ser una modulación 4PSK por cuadrante. Esta modulación además permite transmitir a una velocidad de 140Mb/s ( $4 \times 36$  Mb/s) en un ancho de banda de 80MHz. Si se requiere un ancho de banda de 60MHz se utiliza la modulación 64QAM<sup>10</sup>. Para una misma energía media de símbolo, los símbolos de una constelación de mayor orden se encuentran más

<sup>9</sup>Explicado en la sección de Fundamentación Teórica

<sup>10</sup><http://www.analfatecnicos.net/archivos/15.MetodosModulacionDigital.pdf>

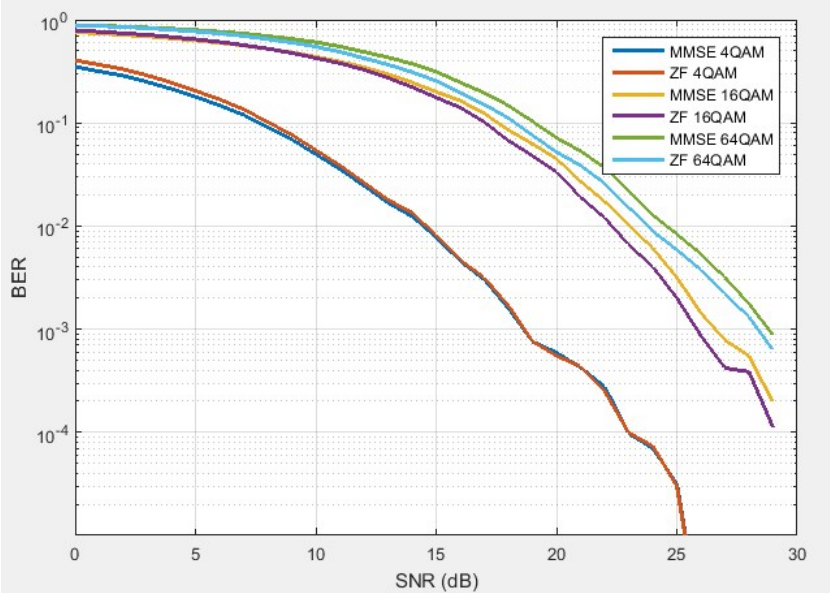
Figura 19. Caso Crítico V-BLAST/CLLL ZF Precodificado OSIC con modulación 16 QAM



cercanos, creciendo la probabilidad de error. Sin embargo, se debe tener en cuenta que cada uno porta una mayor cantidad de información ya que actualmente la demanda lo exige, lo que involucra que al empaquetarlos no es tan conveniente utilizar una modulación con la que se logre un tamaño de palabra pequeño. Si el algoritmo para el procesado y detección de la señal no es eficiente, es muy probable que exista una degradación debido a que se usan más bits por palabra haciendo que un posible error se propague en las iteraciones siguientes.

La principal diferencia entre las modulaciones PSK y QAM, en el caso de 16QAM por ejemplo, es la distribución de sus fases debido a que se encuentran más separadas la una de la otra permitiendo una mayor amplitud de ruido, factor importante debido a la alta SNR presente en la respuesta del sistema propuesto. El concepto de SNR explica que una relación más pequeña significa que la señal deseada tiene una potencia muy pequeña o un nivel similar a la potencia del ruido y en consecuencia, una SNR más alta significa que la potencia de la señal deseada es mucho mayor a la del ruido; todo esto sin olvidar que no se hizo uso de la codificación de canal debido a que lo que se evalúa es la cancelación de interferencia sobre el uso de una estructura V-BLAST, además que el algoritmo CLLL no considera la codificación de canal.

Figura 20. Comparación entre modulaciones



## 6. CONCLUSIONES

- El esquema V-BLAST no es tan acertado en la estimación de los símbolos a diferencia de la arquitectura D-BLAST, aunque presenta con un menor costo computacional una buena eficiencia espectral con un ancho de banda pequeño aunque pierda ganancia por diversidad en transmisión. Sin embargo, no exige un orden de decodificación estricto ofreciendo la posibilidad de realizar ordenamiento óptimo (OSIC), mejorando su rendimiento en general. Además se comprueba que la arquitectura V-BLAST convierte el problema de la propagación multitrayecto propio de los sistemas MIMO en un aliado para la transmisión de información.
- Los grados de libertad son conocidos como ganancia de multiplexación o ancho de banda efectivo. Para la arquitectura V-BLAST este tipo de ganancia logra una buena eficiencia del ancho de banda ya que permite enviar una mayor cantidad de información verdadera en banda estrecha, es decir, cada capa transmitida al llegar al receptor se considera como verdadera y las demás como ruido durante su estimación a diferencia de la ganancia de diversidad presente en los OSTBC. En este caso la mitad de la información enviada es una copia de la original, asegurando que en el receptor se estimen con una mayor probabilidad los símbolos transmitidos pero con un costo de ancho de banda mayor.
- Se comprobó que MMSE tiene un mejor rendimiento frente a ZF en potencias bajas, es decir, presenta un mejor rendimiento en la BER en un rango de SNR entre 0dB y 10dB como se observa en las gráficas del análisis de resultados. Esto sucede debido a que MMSE tiene una menor inmunidad al ruido y a medida que aumenta la potencia, ZF funciona de una forma más óptima.
- No se obtiene una respuesta aceptable en cuanto a tasa de error de bit a una potencia alta cuando se simula el algoritmo V-BLAST para un esquema con igual número de antenas transmisoras y receptoras, debido a que V-BLAST responde favorablemente si se usan más antenas receptoras que transmisoras, es decir para sistemas que no son cuadrados. Para contrarrestar esta condición se utilizaron el algoritmo CLLL para la reducción de enrejado y la precodificación en el lado del transmisor en cada una de las capas demultiplexadas, además de un ordenamiento por potencia para la estimación de símbolos lo cual mejoró considerablemente el rendimiento del sistema logrando transmitir a una potencia más baja. Esto se puede comprobar al comparar las Figuras 14 y 16.
- V-BLAST alcanza una porción significativa de la capacidad MIMO completa con una baja complejidad computacional. La potencia transmitida en cada transmisor es igual a  $1/M$ , lo que indica que serán enviados con la misma potencia y que la potencia total radiada es constante e independiente de  $M$ .
- El factor  $\delta$  al igual que GAN, Ying Hung, *et al.*, se estableció en 0.99. Este es un factor seleccionado para alcanzar una buena compensación entre calidad y complejidad ya que forma parte de la condición Lovász para el intercambio de bases, lo cual permite la reducción de las bases de matriz de canal. Este factor se puede encontrar entre 0.5 y 1, pero para igualdad de condiciones se optó por fijarlo en 0.99.
- GAN, Ying Hung, *et al.*, exponen la efectividad de la reducción de complejidad computacional al modificar el algoritmo LLL en LENSTRA, A.K, *et al.*, pasando las



bases de la matriz de canal del campo de los reales al campo de los complejos. Las pruebas de las simulaciones y la reducción de los tiempos de simulación comparándolos matemáticamente, demuestran que efectivamente el objetivo se ha logrado. Este algoritmo actualmente está siendo empleado para los algoritmos de enrejado de reducción asistida como lo utilizan PARK, Jaehyun, *et al.*, ya que además de entregar las bases de la matriz de canal reducidas, se puede obtener la matriz unimodular cuyo determinante encuentra los autovalores y autovectores de una matriz estableciendo si un conjunto de  $n$ -vectores es linealmente independiente. De igual manera tanto LLL como CLLL fueron creados para la ortonormalización de la interferencia y así evitar el solapamiento de la señal transmitida.

## 7. RECOMENDACIONES Y TRABAJOS FUTUROS

- Como se observó en la sección de Análisis de Resultados, la técnica V-BLAST responde mucho mejor cuando se trabajan sistemas con un mayor número de antenas en el receptor. La precodificación usada (ZF) funciona únicamente para sistemas cuadrados pero esto no significa que no se puedan aplicar métodos para sistemas con diferente número de antenas en transmisión y recepción como es el caso de la precodificación por medio de MMSE.
- El lenguaje de programación puede variar. Para este trabajo se utilizó MATLAB el cual es considerado como un lenguaje de cálculo técnico de alto nivel y entorno interactivo para el desarrollo de algoritmos, procesamiento de señal, análisis de datos entre otros. C++, por ejemplo, se acerca al código máquina y tiene un buen control de memoria lo cual permite que la traducción de instrucciones al compilar sea más rápida. Se puede escoger cualquier programa y/o lenguaje que permita comparar resultados realizando un análisis de rendimiento en tiempos de simulación.
- Se pueden aplicar técnicas no lineales tanto en la detección de los símbolos como en la precodificación, las cuales son bastante atractivas ya que teóricamente se sabe que tienen un excelente comportamiento y alcanzan un mejor rendimiento del sistema frente a las técnicas lineales. Sin embargo presentan un nivel de complejidad computacional mayor.

## REFERENCIAS

- [1] LENSTRA, A.K.; LENSTRA, H.W. Jr y LOVÁSZ, L. Factoring Polynomials with Rational Coefficients. En: *Mathematische Annalen*, Diciembre de 1982 Vol. 261, no. 4, p 515-534
- [2] GOLDEN, G.D; FOSCHINI, G.J.; VALENZUELA, R.A. y WOLNIANSKY, P.W. Detection Algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture. En: *Electronics Letters*, 7 de Enero de 1999 Vol. 35, no. 1.
- [3] WOLNIANSKY, P.W.; FOSCHINI, G.J.; GOLDEN, G.D y VALENZUELA, R.A. V-BLAST: an Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich Scattering Wireless Channel. Bell Laboratories, Lucent Technologies, Crawford Hill Laboratory. 791 Holmdel Keyport Rd., Holmdel, NJ 07733.
- [4] HERNÁNDEZ RIOJA, Inmaculada, Modulación QAM. En: *Procesado de Señal en Comunicaciones*, p 3-1 a 3-14. Bilbao, España.
- [5] TRUJILLO, Daniela y BARRERA Andrés. Simulación y evaluación de arreglo de antenas MIMO para sistemas de comunicaciones inalámbricos mediante el uso del paradigma de tensores. Facultad de Ingeniería. Programa de Ingeniería Electrónica. Universidad Surcolombiana. Colombia. 2014.
- [6] JAFARKHANI, Hamid. *Space-Time Coding Theory and Practice*. Universidad de California, Irvine. Cambridge University Press. California 2005.
- [7] HAYKIN, Simon; MOHER, Michael. *Modern Wireless Communications*. International Edition, Pearson Education Inc. 2005
- [8] RAMOS PANIAGUA, Alberto. Implementación de los Algoritmos V-BLAST y D-BLAST y comparación con los Space-Time Codes para sistemas MIMO. Proyecto Fin de Carrera. Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Telecomunicación. Universidad Politécnica de Cartagena. Murcia, España. Marzo 2006.
- [9] BIGLIERI, Ezio; CALDERBANK, Robert; CONSTANTINIDES, Anthony; GORDSMITH, Andrea; PAULRAJ, Arogyaswami y POOR, H. Vincent, *MIMO Wireless Communications*. Cambridge University Press, Reino Unido. 2007.
- [10] GAN, Ying Hung; LING, Cong Member IEEE y MOW, Wai Ho Senior Member IEEE. Complex Lattice Reduction Algorithm for Low-Complexity Full-Diversity MIMO Detection. *IEEE Transactions on Signal Processing* Vol. 57 no. 7. Julio 2009.
- [11] ETTIENE, Helfer. LLL lattice basis reduction algorithm. 21 de Marzo de 2010.
- [12] CHO Yong Soo; KIM Jaekwon; YANG, Won Young y KANG, Chung Gu, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. IEEE Press. John Wiley Sons (Asia) Pte. Ltd. República de Corea. 2010.
- [13] GARCÍA BLÁZQUEZ, Guillermo. Técnicas de precodificación lineal para coordinación de celdas en sistemas MIMO. Proyecto Fin de Carrera. Departamento de Tratamiento de la Señal y Comunicaciones. Universidad Carlos II de Madrid. Leganés. 2010.

- [14] SHREEDHAR A. Joshi; Dr. RUKMINI T. S. y Dr. MAHESH H. M. Analysis of V-BLAST Techniques for MIMO Wireless Channels with different modulation techniques using Linear and Non Linear Detection. International Journal of Computer Science Issues. ICVCI-2011. Vol. 1, Issue 1. Noviembre. 2011.
- [15] PARK, Jaehyun Member IEEE; CLERCKX, Bruno Member IEEE; CHUN, Joochwan Senior Member IEEE y JEONG, Byung Jang Member IEEE. Lattice Reduction-Aided Successive Interference Cancellation for MIMO Interference Channels. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 63, No. 8. Octubre. 2014.
- [16] BERBERANA, Ignacio. Alineación de Interferencia ¿La solución para los problemas de capacidad en las redes móviles? Telefónica I+D. Boletín eKISS no. 269. aFondo.



## ANEXO A: PSEUDOCÓDIGO V-BLAST/CLLL PROPUESTO

---

### Pseudocódigo 1 Algoritmo V-BLAST/CLLL precodificado ZF

---

*Entrada:* Número de antenas transmisoras, Numero de antenas receptoras,  
Cantidad de datos de entrada.  
*Salida:* Datos estimados, Error

**Precodificación:**

**for**  $j = 1$  to  $n$  **do**

$\mathbf{H}_{inv} = \mathbf{H}^{-1}$ , si es una matriz cuadrada de tamaño  $N_{Tx} \times N_{Tx}$ .

$\beta = \sqrt{N_T / \text{Tr}(\mathbf{H}^{-1}(\mathbf{H}^{-1})^{-H})}$

$\mathbf{W} = \beta \mathbf{H}^{-1}$ , matriz de precodificación.

$\mathbf{H} = \mathbf{H} * \mathbf{W}$ , matriz a reducir.

**Algoritmo CLLL:**

$[QR] = qr(\mathbf{H})$ , descomposición QR de la matriz  $\mathbf{H}$ .

$R_j = \langle r_j; r_j \rangle$

**for**  $i = 1$  to  $n$  **do**

**for**  $i = j + 1$  to  $n$  **do**

$\mu_{ij} = R / \text{Tr}(R * N_T)$

$\mathbf{U} \leftarrow \mathbf{I}_n$

$k \leftarrow 2$

**while**  $k \leq n$  **do**

**if**  $|\Re(\mu_{k,k-1})| > (1/2)$  or  $|\Im(\mu_{k,k-1})| > (1/2)$  **then**  
 $\{\mathbf{H}, [\mu]_{ij}\} \leftarrow \text{SIZE\_REDUCE}(\mathbf{H}, [\mu]_{ij}, k, k - 1)$

**if** condición (6), no se cumple para  $k$  y  $k - 1$  **then** se intercambian y actualizan las formulas (7)-(15) entre  $\mathbf{u}_k$  y  $\mathbf{u}_{k-1}$ . *Estas formulas se encuentra en el trabajo de GAN, Yin Jung et. al.*

$k \leftarrow \max(2, k - 1)$

**else**

**for**  $j = k-2$  to 1 step-1 **do**

**if**  $|\Re(\mu_{kj})| > (1/2)$  or  $|\Im(\mu_{kj})| > (1/2)$  **then**  
 $\{\mathbf{H}, [\mu]_{ij}\} \leftarrow \text{SIZE\_REDUCE}(\mathbf{H}, [\mu]_{ij}, k, j)$

$k \leftarrow k + 1$

**Ecualización ZF ordenada:**

**Inicialización**

$i \leftarrow 1$

$\mathbf{G}_1 = \mathbf{H}^\dagger$

$k_1 = \text{argmin}_j \| (\mathbf{G}_1)_j \|^2$

**Recursión**

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

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

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

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

$\mathbf{G}_{i+1} = \mathbf{H}_{ki}^\dagger$

$k_{i+1} = \text{argmin}_{j \in \{k_1, \dots, k_i\}} \| (\mathbf{G}_{i+1})_j \|^2$

$i \leftarrow i + 1$

Retorna Datos Estimados, Error = datos de entrada  $\hat{=}$  datos estimados.

---

## ANEXO B: PROCESO DE DETECCIÓN V-BLAST/ZF

En [3] se observa el algoritmo completo de detección V-BLAST/ZF el cual se puede describir como un procedimiento recursivo, incluyendo la determinación del ordenamiento óptimo como sigue:

### *Inicialización*

$$\begin{aligned} i &\leftarrow 1 \\ \mathbf{G}_1 &= \mathbf{H}^\dagger \\ k_1 &= \operatorname{argmin}_j \| (\mathbf{G}_1)_j \|^2 \end{aligned}$$

### *Recursión*

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{ki} &= (\mathbf{G}_i)_{ki} \\ y_{ki} &= \mathbf{w}_{ki}^T \mathbf{r}_i \\ \hat{a}_{ki} &= Q(y_{ki}) \\ \mathbf{r}_{i+1} &= \mathbf{r}_i - \hat{a}_{ki} \mathbf{H}_{ki} \\ \mathbf{G}_{i+1} &= \mathbf{H}_{k_i}^\dagger \\ k_{i+1} &= \operatorname{argmin}_{j \in \{k_1, \dots, k_i\}} \| (\mathbf{G}_{i+1})_j \|^2 \\ i &\leftarrow i + 1 \end{aligned}$$

ANEXO C: PSEUDOCÓDIGO LLL POR A.K. LENSTRA, H.W.  
LENSTRA JR. Y L. LOVÁSZ

---

**Pseudocódigo 2** Algoritmo de Reducción LLL

---

```

for  $j = 1$  to  $i - 1$  do
   $b_i^* := b_i$ ;
  for  $i = 1$  to  $n$  do
     $\mu_{ij} := (b_i, b_j^*) / B_j$ ;
     $b_i^* := b_i^* - \mu_{ij} b_j^*$ ;
   $B_i := (b_i^*, b_i^*)$ 
   $k := 2$ ;
  (1) perform (*)
  for  $l = k - 1$  do
    if  $B_k < (\frac{3}{4} - \mu_{k,k-1}^2) B_{k-1}$  then, go to (2);
  perform (*)
  for  $l = k - 2$  to  $1$  do
    if  $k = n$  then, terminate;
     $k := k + 1$ ;
    go to (1);
  (2)  $\mu := \mu_{k,k-1}$ ;
   $B := B_k + \mu_k^2 B_{k-1}$ ;
   $\mu_{k,k-1} := \mu B_{k-1} / B$ ;
   $B_k := B_{k-1} B_k / B$ ;
   $B_{k-1} := B$ ;
   $\begin{pmatrix} b_{k-1} \\ b_k \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} b_k \\ b_{k-1} \end{pmatrix}$ ;
  for  $j = 1$  to  $k - 2$  do
     $\begin{pmatrix} \mu_{k-1,j} \\ \mu_{kj} \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} \mu_{kj} \\ \mu_{k-1,j} \end{pmatrix}$ ;
  for  $i = k + 1$  to  $n$  do
     $\begin{pmatrix} \mu_{i,k-1} \\ \mu_{ik} \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} 1 & \mu_{k,k-1} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & -\mu \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mu_{i,k-1} \\ \mu_{ik} \end{pmatrix}$ 
  if  $k > 2$  then
     $k := k - 1$ 
    go to (1)
  (*)
  if  $|\mu_{ki}| > \frac{1}{2}$  then
    for  $j = 1$  to  $l - 1$  do
       $r :=$  integer nearest to  $\mu_{kl}$ ;  $b_k := b_k - r l$ ;
       $\mu_{kj} := \mu_{kj} - r \mu_{ij}$ 
       $\mu_{kl} := \mu_{kl} - r$ 

```

---



ANEXO D: PSEUDOCÓDIGO CLLL POR YING HUNG GAN, CONG  
LING Y WAI HO MOW

---

**Pseudocódigo 3** Algoritmo de reducción CLLL

---

*Input:* Lattice basis  $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \dots \mathbf{h}_n]$ , factor  $\delta \in [(1/2), 1]$   
*Output:* CLLL-reduced basis  $\mathbf{H}'$ , unimodular matrix  $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1 \dots \mathbf{u}_n]$

**for**  $j = 1$  to  $n$  **do**  
 $\mathcal{H}_j \leftarrow \langle \mathbf{h}_j, \mathbf{h}_j \rangle$   
**for**  $j = 1$  to  $n$  **do**  
    **for**  $i = j + 1$  to  $n$  **do**  
         $\mu_{ij} \leftarrow (1/\mathcal{H}_j) \left( \langle \mathbf{h}_i, \mathbf{h}_j \rangle - \sum_{k=1}^{j-1} \overline{\mu_{jk}} \mu_{ik} \mathcal{H}_k \right)$   
         $\mathcal{H}_i \leftarrow \mathcal{H}_i - |\mu_{ij}|^2 \mathcal{H}_j$   
 $\mathbf{U} \leftarrow \mathbf{I}_n$   
 $k \leftarrow 2$   
**while**  $k \leq n$  **do**  
    **if**  $|\Re(\mu_{k,k-1})| > (1/2)$  or  $|\Im(\mu_{k,k-1})| > (1/2)$  **then**  
         $\{\mathbf{H}, [\mu]_{ij}\} \leftarrow \text{SIZE\_REDUCE}(\mathbf{H}, [\mu]_{ij}, k, k-1)$   
    **if** condition (6) is violated on  $k$  and  $k-1$  **then**  
        swap and update using formulas (7)-(15)  
        swap  $\mathbf{u}_k$  and  $\mathbf{u}_{k-1}$   
         $k \leftarrow \max(2, k-1)$   
    **else**  
        **for**  $j = k-2$  to  $1$  step-1 **do**  
            **if**  $|\Re(\mu_{kj})| > (1/2)$  or  $|\Im(\mu_{kj})| > (1/2)$  **then**  
                 $\{\mathbf{H}, [\mu]_{ij}\} \leftarrow \text{SIZE\_REDUCE}(\mathbf{H}, [\mu]_{ij}, k, j)$   
                 $k \leftarrow k+1$   
    Return  $\mathbf{H}$  as  $\mathbf{H}'$  and  $\mathbf{U}$

---

*Nota:*  $\mathbf{H}'$  hace referencia a la matriz de canal reducida más no a la transpuesta.

---

**Pseudocódigo 4** Subrutina SIZE\_REDUCE

---

*Input:*  $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \dots \mathbf{h}_n]$ ,  $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1 \dots \mathbf{u}_n]$ , índices  $k, j$ .  
*Output:*  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{U}$ ,  $[\mu]_{ij}$

$c \leftarrow \lfloor \mu_{kj} \rfloor$   
 $\mathbf{h}_k \leftarrow \mathbf{h}_k - c\mathbf{h}_j$   
 $\mathbf{u}_k \leftarrow \mathbf{u}_k - c\mathbf{u}_j$   
**for**  $l = 1$  to  $j$  **do**  
 $\mu_{k,l} \leftarrow \mu_{k,l} - c\mu_{j,l}$

---

## ANEXO E: ALGORITMO DE GRAM-SCHMIDT

El método de Gram-Schmidt es un algoritmo para obtener a partir de una base otra que genere el mismo espacio y además sea ortogonal. En –Referencia– se observa el siguiente pseudocódigo:

---

### Pseudocódigo 5 Algoritmo de Gram-Schmidt

---

```
Inicio:
{ $\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_n$ }
 $r_{11} := \|\mathbf{a}_1\|$ 
 $\mathbf{e}_1 := \mathbf{a}_1/r_{11}$ 
for  $j = 2$  to  $n$  do
  for  $i = 1$  to  $j - 1$  do
     $r_{ij} := \mathbf{e}_i \cdot \mathbf{a}_j$ 
   $\mathbf{v}_j := \mathbf{a}_j - r_{1j}\mathbf{e}_1 - \dots - r_{j-1j}\mathbf{e}_{j-1}$ 
   $r_{jj} := \|\mathbf{v}_j\|$ 
   $\mathbf{e}_j := \mathbf{v}_j/r_{jj}$ 
{ $\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_n$ } es una base ortonormal de  $U$ .
Fin.
En cada paso  $j = 1, \dots, n$ ,  $\text{span}\langle \mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_j \rangle = \text{span}\langle \mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_j \rangle$ 
```

---

Este método es necesario para realizar la descomposición QR en el algoritmo CLLL.