



FACULTAD DE INGENIERÍA Y CIENCIAS APLICADAS

ANÁLISIS DE LA PROBABILIDAD DE ERROR DE BIT DE SISTEMAS
MIMO/MMSE QUE UTILIZAN MODULACIONES NS-QAM

AUTOR

José Esteban Cartagena Lucero

AÑO

2020



FACULTAD DE INGENIERÍA Y CIENCIAS APLICADAS

‘ANÁLISIS DE LA PROBABILIDAD DE ERROR DE BIT DE SISTEMAS
MIMO/MMSE QUE UTILIZAN MODULACIONES NS-QAM’

Trabajo de Titulación presentado en conformidad con los requisitos
establecidos para optar por el título de Ingeniero en Redes y
Telecomunicaciones

Profesor guía

Dr. Henry Ramiro Carvajal Mora

Autor

José Esteban Cartagena Lucero

AÑO

2020

DECLARACIÓN DEL PROFESOR GUÍA

“Declaro haber dirigido el trabajo, Análisis de la Probabilidad de Error de Bit de Sistemas MIMO/MMSE que Utilizan Modulaciones NS-QAM, a través de reuniones periódicas con el estudiante José Esteban Cartagena Lucero, en el semestre 202010, orientando sus conocimientos y competencias para un eficiente desarrollo del tema escogido y dando cumplimiento a todas las disposiciones vigentes que regulan los Trabajos de Titulación”.



Henry Ramiro Carvajal Mora

Doctor en Ingeniería Eléctrica en el Área de Telecomunicaciones y Telemática

C.C. 1721327862

DECLARACIÓN DEL PROFESOR CORRECTOR

"Declaro haber revisado este trabajo, Análisis de la Probabilidad de Error de Bit de Sistemas MIMO/MMSE que Utilizan Modulaciones NS-QAM, del estudiante José Esteban Cartagena Lucero en el semestre 202010, dando cumplimiento a todas las disposiciones vigentes que regulan los Trabajos de Titulación".



Nathaly Verónica Orozco Garzón

Doctora en Ingeniería Eléctrica en el Área de Telecomunicaciones y Telemática

C.C. 1720938586

DECLARACIÓN DE AUTORÍA DEL ESTUDIANTE

“Declaro que este trabajo es original, de mi autoría , que se han citado las fuentes correspondientes y que en su ejecución se presentaron las disposiciones legales que protegen los derechos de autor vigentes”.



José Esteban Cartagena
Lucero C.C. 1725411258

AGRADECIMIENTOS

Agradezco a mis padres y hermano por el apoyo y motivación para seguir mi carrera universitaria, por acompañarme en todo el camino para cumplir una de mis metas en la vida. Agradezco a los docentes de la carrera de Ing. en redes y telecomunicaciones por los conocimientos impartidos a lo largo de toda mi preparación profesional. Finalmente, mis agradecimientos para el Dr. Henry Carvajal por todas sus enseñanzas y acompañamiento durante el desarrollo de este trabajo.

DEDICATORIA

Este proyecto es dedicado a mis padres y hermano quienes han impulsado mi desarrollo tanto profesional como personal, por ser un ejemplo para mí de esfuerzo y dedicación por cumplir todas las metas propuestas en la vida. Finalmente, al resto de mis familiares y amigos cercanos por haber me brindado su constante apoyo a lo largo de mi preparación profesional.

RESUMEN

En el presente proyecto se analiza el desempeño de un sistema de comunicaciones de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO) que utiliza el detector de error cuadrático medio (MMSE) con esquemas de modulación de constelaciones de amplitud y cuadratura no cuadradas (NS-QAM). En primer lugar, se describen conceptos de los fenómenos del canal inalámbrico y las técnicas más relevantes que se utilizan para el análisis. A continuación, se describen a los esquemas de modulación NS-QAM y se los compara con los esquemas S-QAM (QAM cuadrado). NS-QAM es un esquema más complejo que es capaz de mejorar el desempeño de un sistema de comunicaciones por lo que se lo considera para su uso junto con técnicas MIMO.

La evaluación del desempeño se realiza en términos de la probabilidad de error de bit en función de la relación señal a ruido y parametrizada por diferentes parámetros como el orden de la modulación, el número de antenas utilizadas en el receptor o el número de usuarios en el sistema.

Los resultados muestran que NS-QAM da cierta flexibilidad de operación, pues, es posible emplear diferentes velocidades de transmisión en el sistema. Se verificó que cuando el número de usuarios incrementa, el sistema pierde diversidad. No obstante, el desempeño y complejidad del receptor son razonables debido a que la interferencia es eliminada.

Palabras clave: NS-QAM, MIMO, detector MMSE, probabilidad de error de bit.

ABSTRACT

In this project, the performance analysis of a multiple input and multiple output communications system (MIMO) using the minimum mean square error detector (MMSE) with non-square amplitude and quadrature constellation modulation schemes (NS-QAM) was performed. First, concepts of wireless channel phenomena and the most relevant techniques used for the analysis were described. Then, the NS-QAM modulation schemes were described. In addition, they were compared with the S-QAM (square QAM) schemes. NS-QAM is a more complex scheme which can improve the performance of a communications system, so it is considered for use in conjunction with MIMO techniques.

The performance evaluation was carried out in terms of the bit error rate depending on the signal-to-noise ratio and parameterized by different parameters such as the order of modulation, the number of antennas used in the receiver or the number of users in the system.

The results show that NS-QAM gives some flexibility of operation, therefore, it is possible to use different transmission speeds in the system. It was verified that when the number of antennas increases, the system loses diversity. However, the receiver's performance and complexity are reasonable because the interference was eliminated.

Keywords: NS-QAM, MIMO, MMSE detector, bit error rate.

ÍNDICE

Introducción	12
1. Capítulo I. Conceptos Básicos	16
Introducción.....	16
1.1 Modulación Digital.....	16
1.1.1 PAM.....	17
1.1.2 ASK	17
1.1.3 M-QAM	18
1.2 Codificación de Gray	21
1.3 Canal de Radio Móvil	21
1.3.1 Ruido	22
1.3.2 Desvanecimiento de pequeña escala y multitrayectos	22
1.3.2.1 Caracterización de canal multitrayerecto	23
1.3.2.2 Parámetros del canal multitrayerecto.....	24
1.3.2.3 Tipos de Desvanecimiento en pequeña escala	25
1.4 Detección Multiusuario.....	27
2. Capítulo II. Desempeño de NS-QAM en canal con desvanecimiento en escenarios SISO y SIMO.	28
Introducción.....	28
2.1 NS-QAM	29
2.1.1 Constelaciones	32
2.1.2 Cálculo de la potencia media.....	34
2.2 Probabilidad de Error de Bit de NS-QAM en escenario SISO y SIMO	37
2.2.1 SISO	37
2.2.2 SIMO	37
2.2.3 Probabilidad de error de bit (BER).....	38
3. Capítulo III. Análisis del desempeño de MIMO con modulación NS-QAM y el detector MMSE	41
Introducción.....	41

3.1 MIMO	43
3.2 Detector MMSE	46
3.3 Resultados	47
3.3.1 BER QAM	47
3.3.2 BER NS-QAM	51
4. Conclusiones Y Recomendaciones	57
4.1 Conclusiones.....	57
4.2 Recomendaciones	58
Referencias	60
Anexos.....	63

Introducción

Antecedentes

En la actualidad las tecnologías inalámbricas son de suma importancia en la vida cotidiana de las personas debido a que estas permiten la comunicación permanente entre los usuarios. Esto facilita actividades de diversa índole gracias a que es posible transmitir información entre varios dispositivos sin la necesidad de usar medios alámbricos. Además, la posibilidad de tener acceso a internet en cualquier momento juega un papel fundamental en la economía de los países pues se incrementa la competitividad de las empresas. Además, este tipo de comunicaciones están ligadas directamente con la prestación de servicios en línea en entornos donde existe dificultad para el despliegue de redes cableadas, es decir, en zonas de difícil acceso. En este sentido el uso de redes inalámbricas es la opción más viable para brindar servicios de comunicaciones.

Debido al aumento exponencial de usuarios en las redes inalámbricas surge el requerimiento de incrementar la capacidad en cuanto al número de usuarios y tasa de bits transmitidos en el canal de comunicaciones. Por este motivo, es necesario utilizar diversas técnicas dentro de una red móvil inalámbrica. Entre estas técnicas se puede destacar MIMO (*Multiple input – Multiple output*). Un sistema MIMO consiste en explotar múltiples rutas de propagación de las señales entre las antenas de transmisión y recepción (Carvajal, 2018). Además, permite la transmisión de información con una mayor eficiencia espectral y una tasa de bits mucho mayor al incorporar arreglos formados por un gran número de antenas. Por ejemplo, en (Yang y Hanso, 2015), se establece que se puede utilizar con arreglos decenas o incluso centenas de antenas en BS (Estación Base), característica que da lugar a un nuevo campo de investigación en la teoría de comunicaciones. Este nuevo enfoque se conoce como MIMO masivo.

Durante los últimos años, se han utilizado varias técnicas de modulación. Entre las técnicas más eficientes destaca la modulación en amplitud y cuadratura

multinivel (M-QAM). Se puede indicar de manera explícita que este tipo de modulación también es una de las más estudiadas en la literatura debido a su buena calidad de transmisión, consumo energético, entre otros factores. Así, por ejemplo, en (Farzamnia, War Hlaing, Mariappan y Haldar, 2018) los autores estudian el comportamiento de la probabilidad de error de bit (BER) de sistemas de acceso múltiple con división de frecuencias ortogonales (OFDMA) con distintos esquemas QAM considerando canales con desvanecimiento Rayleigh. En este trabajo se realiza únicamente simulaciones y no se analiza a fondo las ventajas de las modulaciones QAM en cuanto a su eficiencia espectral y potencia de transmisión.

Pese a la robustez de las modulaciones QAM, es posible notar que la mayoría de los estudios disponibles en la literatura (Mohamad, Mahmud y Awang, 2012) (Pappi, Lioumpas y Karagiannidis, 2012), se centran en el uso de constelaciones de tipo cuadradas, es decir modulaciones donde $M = 2^k$, donde $k = 2, 4, 6, \dots$. No obstante, también se pueden encontrar en menor porcentaje estudios orientados a utilizar QAM no cuadrado, es decir donde k no es par por su interesante desempeño. Así, por ejemplo, en (Varughese, Thomas, Isautier, Langston y Alfiad, 2018), se analiza la degradación existente en modulaciones 64-QAM en canales con ruido. Por otra parte, en (Li, Divsalar y Dolinar, 2005) y (Sadjadpour, 2004) se observa que es posible obtener un mejor desempeño de aproximadamente 2dB con NS-8QAM (non-square 8QAM) y de 0.75 dB con NS-32QAM (non-square 32QAM) mejor en términos de relación señal a ruido en comparación con modulaciones QAM cuadradas. Con las modulaciones M-QAM no cuadradas como una combinación de QPSK y BPSK es posible derivar un nuevo límite de desempeño en cuanto a la relación de potencia.

Desafortunadamente, en la literatura no se pueden encontrar estudios previos que analicen el comportamiento de las técnicas de modulación NS-QAM en sistemas de comunicación MIMO. Por esta razón, se muestra la importancia de contar con estudios que evalúen el desempeño de estas dos técnicas combinadas.

Alcance

En el presente proyecto se va a evaluar el desempeño de un sistema MIMO multiusuario que trabaja con técnicas de modulación de amplitud y cuadratura no cuadradas (NS-QAM). El desempeño será evaluado en términos de la denominada probabilidad de error de bit (BER). En el modelo del sistema a estudiar se considerará un canal inalámbrico con presencia de desvanecimiento tipo Rayleigh y presencia de ruido aditivo Gaussiano. Para la evaluación del sistema propuesto se utilizarán simulaciones de Monte Carlo en el software de modelamiento matemático MATLAB.

Así, las simulaciones permitirán graficar curvas de la probabilidad de error de bit las mismas que serán evaluadas en diferentes escenarios de operación, es decir, modificando el número de antenas de recepción y además, el número de usuarios que transmiten simultáneamente en el mismo canal de frecuencias.

Justificación

Por lo expuesto con anterioridad se puede evidenciar que la combinación de la tecnología MIMO modulaciones en amplitud de cuadratura multinivel no cuadradas (NS-MQAM), no ha sido estudiada, por lo que no se cuenta con literatura al respecto del tema.

Las dos técnicas mencionadas se caracterizan por ser de las más novedosas en cuanto a comunicaciones inalámbricas se refiere debido a su desempeño. Así, en el presente trabajo se propone analizar su desempeño en términos de la probabilidad de error de bit en función de la relación señal a ruido.

Los resultados obtenidos permitirán analizar la operación y funcionamiento de un sistema de comunicaciones MIMO con NS-QAM, que es parte de las propuestas para los sistemas 5G. Consecuentemente, con el próximo lanzamiento de este estándar se hace necesario buscar una solución que permita explotar al máximo todas las capacidades previstas para estas nuevas tecnologías, mismas que se resumen en aumento de capacidad de usuarios y

de tasa de bits, velocidades de transmisión, latencia, entre otros. Por lo tanto, una vez más se justifica el trabajo propuesto en el sentido de que nuestras simulaciones permitirán analizar el desempeño de MIMO y NS-QAM de una manera más adecuada.

Objetivo General

Analizar el desempeño de un sistema de comunicaciones MIMO multiusuario que utiliza modulaciones en amplitud y cuadratura no cuadradas (NS-QAM) y el detector mínimo mean square error (MMSE) en términos de la probabilidad de error de bit.

Objetivos Específicos

- Analizar y describir la generación de modulaciones NS-QAM y su desempeño en canales con desvanecimiento.
- Analizar y describir la operación del detector MMSE empleado en sistemas MIMO.
- Implementar un sistema MIMO que utiliza NS-QAM y el detector MMSE utilizando MATLAB.
- Analizar el desempeño del esquema propuesto a través de simulaciones.

1. Capítulo I. Conceptos Básicos

Introducción

El objetivo fundamental de los sistemas comunicación inalámbricos es brindar una comunicación permanente entre las personas que utilizan este tipo de sistemas para comunicarse. Sin embargo, el aumento exponencial del número de usuarios y del tipo de servicios que se entregan a través de estos dificulta en gran porcentaje el funcionamiento óptimo de los sistemas actuales. Por esta razón, se hace necesario el combinar diversas técnicas de modulación junto con sistemas inalámbricos que abastezcan a la demanda actual. Dentro de estas técnicas se pueden encontrar modulaciones de tipo NS-QAM y sistemas de comunicación MIMO, técnicas que serán el enfoque principal del presente trabajo de titulación.

Es importante que se definan determinados conceptos básicos de manera que el presente estudio pueda ser entendido adecuadamente por el lector. Por lo que dentro del presente capítulo se proporcionarán los conceptos necesarios para el desarrollo y el entendimiento de los capítulos subsiguientes. La definición de conceptos de este capítulo abarca todos los elementos utilizados en el sistema de comunicación a tratar a lo largo del presente documento.

Este capítulo se encuentra organizado de la siguiente manera. En la sección 2.2 se describe la modulación digital. En la sección 2.3 se describe la codificación de gray. En la sección 2.4 Se describe el canal de radio móvil o canal inalámbrico. Finalmente, en la sección 2.5 se describe la detección multiusuario.

1.1 Modulación Digital

Este tipo de modulación se encarga de transformar bits en señales que pueden ser transmitidas, es decir, se mapea los bits en símbolos que se transmiten como ondas de radio. Las formas de onda transmitidas se pueden representar en forma de constelaciones, dichas formas de onda son recibidas y demoduladas en el receptor de la señal.

Estos esquemas de modulación usan un método conocido como “*Keying Techniques*”, y se caracterizan por tener un número limitado de símbolos también conocidos como estados. Pese a que existen varios esquemas de modulación digital, para la comprensión del presente estudio únicamente se describen esquemas PAM (*Pulse Amplitud Modulation*), ASK (*Amplitude Shift Keying*) y M-QAM (*Quadrature Amplitud Modulation*).

1.1.1 PAM

La modulación PAM se basa en transmitir información modulando las amplitudes de las señales en un tren de pulsos y la señal modulada $s(t)$ se puede representar de acuerdo con la siguiente expresión:

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} A_l p(t - lT_s), \quad (\text{Ecuación 1})$$

dónde:

A_l es una amplitud que pertenece a la constelación de símbolos.

T_s es la duración del símbolo.

$p(t)$ es un pulso en banda base que satisface el criterio de Nyquist.

Cuando la señal modulada posee M amplitudes, el esquema de modulación se conoce como M-PAM y transmite $\log_2(M)$ bits en cada símbolo modulado. La ecuación (1) modela una señal transmitida con modulación de amplitud de pulsos.

1.1.2 ASK

Este esquema de modulación nace como resultado de la agregación de una portadora sinusoidal en el esquema PAM y se conoce como esquema de modulación pasabanda ASK. En este esquema, la portadora varía sus amplitudes y mantiene constantes tanto su frecuencia como su fase.

La señal modulada $s(t)$ bajo este esquema se puede expresar de la siguiente manera:

$$s(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} A_l p(t - lT_s) \cos(2\pi f_c t), \quad (\text{Ecuación 2})$$

dónde:

A_l es una amplitud de una constelación de símbolos.

T_s es la duración de un símbolo.

f_c es la frecuencia de la portadora.

$p(t)$ es un filtro pasabanda.

1.1.3 M-QAM

En este esquema de modulación se transmite información variando las amplitudes de dos portadoras sinusoidales que usan ASK, además estas dos portadoras tienen la misma frecuencia, pero se encuentran desfasadas por $\pi/2$ radianes de manera que no exista interferencia entre ellas y utilizan el mismo ancho de banda. Estas dos portadoras se conocen como componentes en cuadratura. Por lo tanto, esta modulación realiza un uso eficiente del espectro de radio. En la modulación M-QAM existen $M = 2^k$ formas de onda donde $k \geq 2$ representa el número de bits por símbolo.

“Una constelación M-QAM puede ser obtenida como el producto cartesiano de dos constelaciones $\sqrt{M} - ASK$ ”, (Carvajal, 2018), por lo que su constelación en banda base se puede expresar como:

$$S = \pm(2s_1 - 1)A \pm i(2s_2 - 1)A, \quad s_1, s_2 \in \left\{1, 2, \dots, \frac{\sqrt{M}}{2}\right\}, \quad (\text{Ecuación 3})$$

dónde A es la amplitud de la señal e $i = \sqrt{-1}$ y $(2s_l - 1)A$ es un símbolo que corresponde a una constelación M-ASK en banda base o a una constelación PAM.

Cálculo de la potencia media:

En una constelación M-QAM, la energía de símbolo está dada por: $E_s = \frac{1}{2} \overline{s^2} T_s$ donde $\overline{s^2}$ representa la potencia media de una constelación en banda base, de esto se obtiene la energía de bit de acuerdo a la siguiente expresión:

$$E_b = \frac{E_s}{\log_2 M}, \quad (\text{Ecuación 4})$$

Y, la potencia total de una constelación $\sqrt{M} - ASK$ está dada por:

$$\begin{aligned} \overline{s^2} \sqrt{M} - ASK &= \sum_{l=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}} \{[-(2l-1)A]^2 + [(2l-1)A]^2\} \\ &= \frac{1}{3} \sqrt{M} (M-1) A^2. \end{aligned} \quad (\text{Ecuación 5})$$

La potencia total de una constelación M-QAM es igual a $2\sqrt{M}$ veces la potencia total de una constelación $\sqrt{M} - ASK$. Ya que una constelación M-QAM tiene M símbolos, su potencia media en banda base puede ser obtenida como:

$$\begin{aligned} \overline{s^2} &= \frac{2\sqrt{M}}{M} \overline{s^2} \sqrt{M} - ASK \\ &= \frac{2}{3} (M-1) A^2. \end{aligned} \quad (\text{Ecuación 6})$$

Las figuras 1, 2 y 3 muestran ejemplos de modulaciones M-QAM respectivamente.

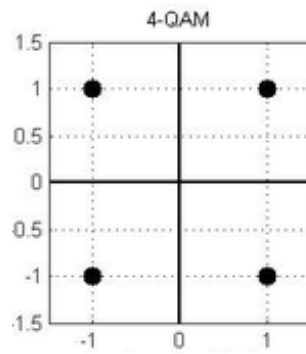


Figura 1. Constelación de la modulación 4-QAM.

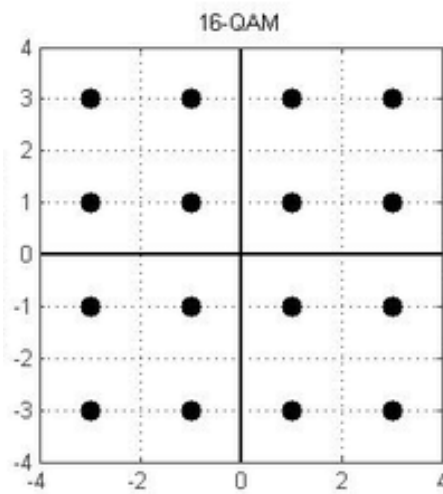


Figura 2. Constelación de modulación la 16-QAM.

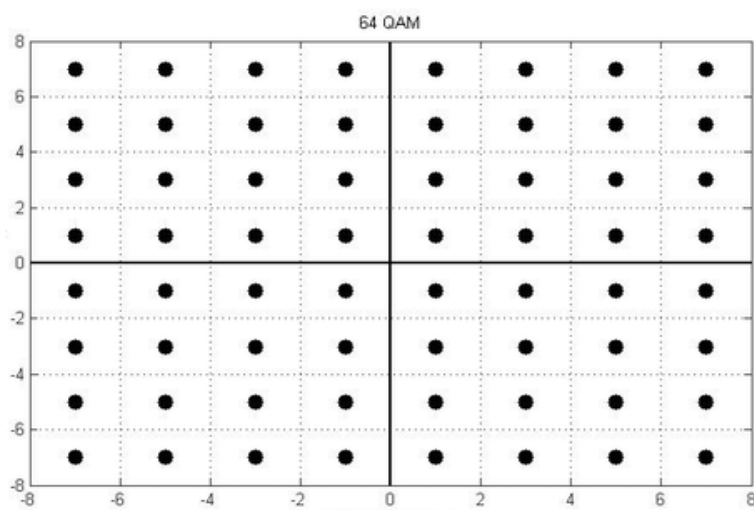


Figura 3. Constelación de modulación 64-QAM.

En el presente trabajo se utilizarán modulaciones de amplitud y cuadratura no cuadradas (NS-QAM) en el orden de 8, 32 y 128 QAM.

1.2 Codificación de Gray

Este tipo de codificación es usada en diferentes esquemas de modulación y permite que los bits sean mapeados en símbolos de manera que los símbolos más próximos difieran únicamente en un bit reduciendo la probabilidad de error de bit (BER). En la Figura 4 se puede observar la codificación de gray aplicada en una modulación QAM de orden 16.

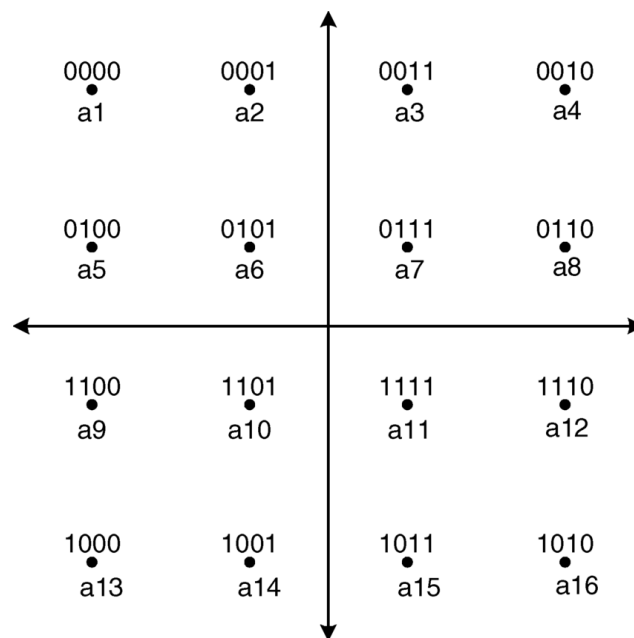


Figura 4. Constelación 16-QAM que emplea codificación de Gray.

1.3 Canal de Radio Móvil

Las señales de radio al ser transmitidas se ven afectadas por diferentes fenómenos que dependen del medio en que cual se propagan. Además, estos ambientes de propagación en su mayoría se caracterizan por ser sin línea de vista NLOS debido a la presencia de obstáculos como edificios, montañas, etc. Como resultado, la señal se refleja, se difracta y se dispersa. Estos fenómenos

producen varias versiones de la señal original con atenuaciones y atrasos. Al ser recibidas, estas versiones de la señal son sumadas en forma constructiva o destructiva en el receptor, produciendo variaciones en la amplitud original de la señal.

1.3.1 Ruido

Se puede definir al ruido como toda señal no deseada que se presenta durante la transmisión de señales, como consecuencia, éste fenómeno reduce la capacidad que tiene el receptor para reconocer los símbolos correctos que fueron transmitidos. El modelo de ruido más común en canales de comunicaciones es el Ruido Aditivo Blanco Gaussiano (AWGN). El ruido es aditivo ya que se suma a la señal recibida, se considera blanco ya que la potencia tiene un valor constante en la banda de frecuencia y es gaussiano ya que su PDF es Gaussiana de media cero. Cabe mencionar que el ruido toma valores de variables aleatorias Gaussianas complejas.

En la figura 5 se puede observar la presencia del ruido en un canal de comunicaciones, éste es sumado en receptor con la señal original para realizar la detección de los símbolos correctos.

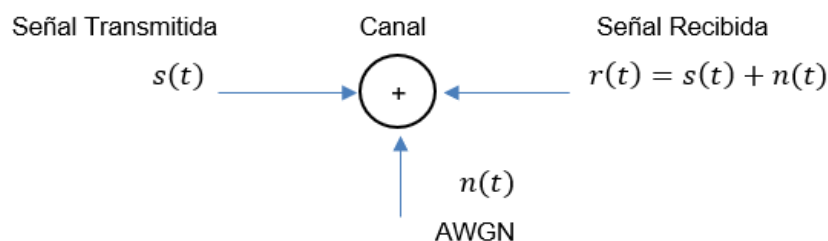


Figura 5. AWGN en canal de comunicaciones.

1.3.2 Desvanecimiento de pequeña escala y multitrayectos

El desvanecimiento es uno de los factores más influyentes en la propagación de señales inalámbricas ya que genera fluctuaciones en las amplitudes de la señal transmitida en cortas distancias y cortos periodos de tiempo. A su vez, este fenómeno se encuentra afectado por distintos factores como la propagación en

múltiples trayectos, la velocidad de objetos circundantes y el ancho de banda de la señal.

1.3.2.1 Caracterización de canal multirtrayecto

Un canal de comunicaciones, específicamente un canal de radio se puede modelar como un filtro lineal variante en el tiempo (Carvajal, 2018). La naturaleza del filtro viene dada por la suma de las diferentes versiones de la señal y que llega con diferentes atrasos al receptor.

Además, es variante en el tiempo por la movilidad que tienen los usuarios y el entorno circundante. Los impulsos en banda base se pueden expresar de acuerdo con la siguiente expresión:

$$h(t, \tau) = \sum_{l=1}^p \alpha_l(t) \exp[-i\phi(t)] \delta[t - \tau_l(t)], \quad (\text{Ecuación 7})$$

dónde:

p es el número total de trayectorias.

$\alpha_l(t)$, $\phi(t)$, $\tau_l(t)$ representan la amplitud, fase y retardo de la l -ésima trayectoria en el instante t .

$\delta(t)$ representa la función delta de Dirac.

Una representación de la ecuación anterior se muestra en la Figura 6, donde se observan varios trenes de impulsos en diferentes instantes de tiempo, mismos que representan las múltiples trayectorias del canal.

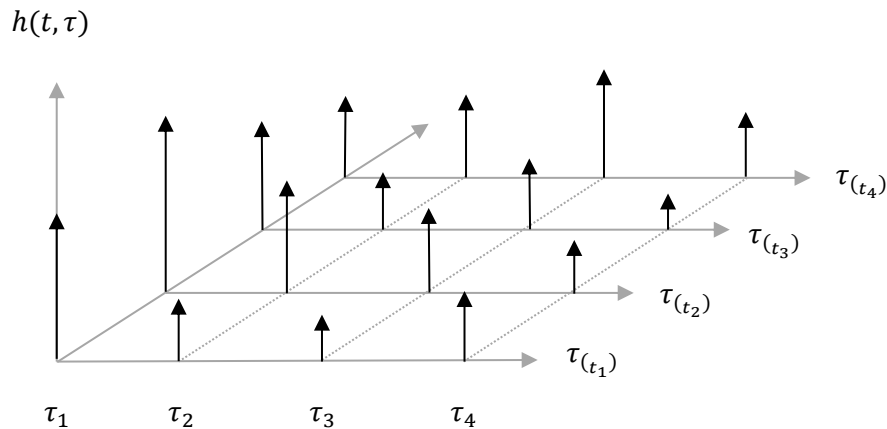


Figura 6. Impulsos de un canal de radio.

1.3.2.2 Parámetros del canal multitrayecto

En un sistema de comunicaciones celular existen determinados parámetros que son necesarios para definir criterios y comparaciones entre los distintos trayectos de un canal de radio. Estos parámetros se conocen como Dispersión temporal y Ancho de banda de coherencia y describen la naturaleza dispersiva de un canal en un instante de tiempo t .

- **Dispersión temporal. T**

Se obtiene a partir de la potencia recibida en función del tiempo, muestra el comportamiento de la señal en un determinado intervalo de tiempo que está dado por la diferencia entre la recepción de la primera y la última versión de la señal que llegan al receptor, (Carvajal, 2018). Este parámetro es una métrica de duración de los impulsos del canal.

- **Ancho de banda de coherencia**

Es una medida estadística que determina el intervalo de frecuencia en el que el desvanecimiento presenta una correlación elevada (Carvajal, 2018). Este ancho de banda se puede definir como el ancho de banda en el que la correlación del desvanecimiento es superior a 0,5. Así, se puede expresar de acuerdo con la expresión:

$$B_c \approx \frac{1}{5T}, \quad (\text{Ecuación 8})$$

dónde T es la dispersión temporal.

- **Propagación Doppler, B_D**

Cuando una señal de frecuencia central f_c es transmitida, el espectro de Doppler posee intervalos de frecuencias $f_c - f_d \leq f \leq f_c + f_d$ donde f_d es conocida como la frecuencia de Doppler cuyo valor máximo está dado por la ecuación, (Carvajal, 2018):

$$f_{d,max} = vf_c/c,$$

dónde v es la velocidad UE (User Equipment) y c es la constante de la velocidad de la luz ($3 \times 10^8 \text{ m/s}$).

- **Tiempo de coherencia del canal**

Es el intervalo de tiempo en el que una señal recibida presenta una alta correlación y es inversamente proporcional al valor de la propagación de Doppler, (Carvajal, 2018) y cumple la siguiente expresión:

$$T_c \approx \frac{1}{B_D}, \quad (\text{Ecuación 9})$$

dónde B_D es la propagación Doppler.

1.3.2.3 Tipos de Desvanecimiento en pequeña escala

Los parámetros de un canal con varias trayectorias permiten la definición de diferentes tipos de desvanecimientos en pequeña escala (Carvajal, 2018). El desvanecimiento no selectivo o plano y el desvanecimiento selectivo de frecuencia son producidos y pueden ser diferenciados en base al ancho de banda de coherencia del canal.

- **Desvanecimiento plano**

Se produce cuando el ancho de banda B de la señal transmitida es menor que el ancho banda de coherencia B_c del canal. En este caso la señal únicamente se ve atenuada o amplificada por el canal, además su atenuación es variante en el tiempo, es decir, una señal se ve afectada por desvanecimiento plano cuando se cumple la siguiente condición:

$$B \ll B_c; T_s \gg T$$

dónde T_s es la duración del símbolo igual a: $T_s = \frac{1}{B}$

- **Desvanecimiento selectivo en frecuencia:**

Al contrario del desvanecimiento plano, se presenta cuando el ancho de banda B de la señal es mayor al ancho de banda de coherencia B_c . Bajo este escenario, la señal se distorsiona ya que varias réplicas de esta son recibidas y presentan atenuaciones y retardos. Para esto, debe cumplirse la siguiente condición:

$$B > B_c; T_s < T$$

- **Fading lento:**

Se considera un canal estático que produce la denominada interferencia intersimbólica durante la transmisión de los símbolos ya que la respuesta de los impulsos cambia de manera lenta en comparación a la duración del símbolo transmitido cumpliéndose la siguiente condición:

$$T_s \ll T_c; B \gg B_D$$

- **Fading rápido:**

El tiempo de símbolo es mayor en comparación con el tiempo de coherencia T_c y se produce dispersión de frecuencia debido a la propagación Doppler cumpliéndose que:

$$T_s > T_c; B < B_D$$

1.4 Detección Multiusuario

La detección multiusuario (MUD) aumenta la eficiencia con la que los recursos de un canal son usados ya que explota el fenómeno de la interferencia multiusuario., en otras palabras, permite que varios usuarios usen los mismos recursos del canal. En este escenario de detección, las señales recibidas pueden ser expresadas en forma matricial de acuerdo a la expresión:

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \sum_{l=1}^u \mathbf{h}_l s_l + \mathbf{n} \\ &= \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad \text{(Ecuación 10)}$$

donde:

u representa el número de usuarios que transmiten, la matriz \mathbf{H} es $H = (h_1, h_2, \dots, h_u)$, dónde

$h_l = (G_{1,l}, G_{2,l}, \dots, G_{L,l})^T$ es el vector de las ganancias G del canal para el l -ésimo usuario,

$s = (s_1, s_2, \dots, s_u)^T$ es el vector de símbolos transmitidos,

y $n = (n_1, n_2, \dots, n_L)^T$ es el vector de ruido cuyos elementos son modulados como variables aleatorias Gaussianas Complejas de media cero y varianza igual a σ_n^2 .

La detección MUD tiene por objetivo recuperar el vector \mathbf{s} minimizando la BER. Existen varios detectores MUD dentro de los cuales existen detectores óptimos y subóptimos. Sin embargo, para el fin de este estudio se usará el detector

subóptimo MMSE (*Minimum Mean Square Error Detector*) debido a la relación que existe entre su complejidad y su desempeño. Este detector trabajará en conjunto con MIMO (*Multiple Input – Multiple Output*), técnica que es uno de los focos principales de este trabajo la cual será descrita posteriormente al igual que su detector asociado.

2. Capítulo II. Desempeño de NS-QAM en canal con desvanecimiento en escenarios SISO y SIMO.

Introducción

Es importante conocer que los esquemas de modulación NS-QAM, no han sido estudiados en la misma medida que los esquemas de modulación tradicionales. Sin embargo, este tipo de esquemas presentan un comportamiento interesante pues esquemas con constelaciones en forma de cruz como 32 y 128 QAM se adaptan en escenarios con velocidades de transmisión variables, (Hua Yu y Gang Wei, 2010). Debido a esto y a otras ventajas que serán explicadas más adelante, en este capítulo se realiza una implementación de esquemas NS-QAM en canales con desvanecimiento Rayleigh. El desvanecimiento Rayleigh se plantea en este escenario debido a que este es aplicable a escenarios donde no se tiene línea de vista directa entre el transmisor y el receptor, que implica el peor caso de operación.

Es importante indicar además que, a pesar de su inmensa importancia en las telecomunicaciones, su implementación no es compleja, así, el transmisor y receptor tienen una estructura semejante a la usada en constelaciones cuadradas.

El presente capítulo se encuentra organizado de la siguiente manera: En la sección 3.2 se describen a los esquemas de modulación NS – QAM y se realiza el cálculo de la potencia media. Por otra parte, en la sección 3.3 se realizan curvas de la BER en escenarios SISO y SIMO para luego realizar el análisis de los resultados obtenidos mediante simulación.

2.1 NS-QAM

Los esquemas de modulación M-QAM no cuadrados (NS-QAM) se pueden definir como esquemas en los que el orden de la modulación M se encuentra dado por $M = 2^k$, donde $k \in \mathbb{E}$ enteros impares positivos. Así, de acuerdo con la bibliografía (Cho, Yoon, Jeong y Kavehrad, 2001), se puede identificar que los esquemas de modulación de M-QAM no cuadrado son tratados como esquemas de modulación rectangulares (R-QAM) independientes, por esto pueden ser clasificados y usados de acuerdo con su forma. En base a esto se puede identificar que los esquemas de modulación rectangulares y cruzados presentan un mejor rendimiento que sus versiones clásicas (M-QAM con $M = 2^k$, donde $k \in \mathbb{E}$ enteros pares positivos).

En una constelación rectangular $I \times J$ – QAM las formas de onda se encuentran formadas por dos portadoras de amplitud modulada en cuadratura (Cho, Yoon, Jeong y Kavehrad, 2001). Las portadoras están expresadas por:

$$s(t) = A_I \cos 2\pi f_c t - A_J \sin 2\pi f_c t, \quad 0 \leq t < T \quad (\text{Ecuación 11})$$

dónde:

A_I y A_J son la amplitud de los componentes en fase y cuadratura de la señal.

f_c es la frecuencia de la portadora.

T es el intervalo de símbolo.

De lo expuesto, según (Karagiannidis, 2006), una modulación QAM no cuadrada de orden general puede ser descompuesta en dos señales PAM independientes M_I – PAM en fase y M_J – PAM en cuadratura. Este tipo de esquemas de modulación pueden ser usados de manera eficiente en sistemas de telecomunicaciones prácticos (Karagiannidis, 2006), esto se debe a que el promedio de potencia requerido es solo un poco mayor que la del mejor esquema M-QAM convencional.

La información que se agrupa en $\log_2(IxJ)$ bits es mapeada en una constelación bidimensional que usa codificación de Gray, en esta constelación, los bits iguales a $\log_2(I)$ se mapean en la componente de fase y los bits $\log_2(J)$ se mapean en la componente de cuadratura. Después, las amplitudes A_I y A_J de ambas componentes pueden tomar los valores $\{\pm A_I, \pm 3A_I, \dots, \pm(I-1)A_I\}$ y $\{\pm A_J, \pm 3A_J, \dots, \pm(J-1)A_J\}$ respectivamente. En la figura 7 se observa una constelación 4x2 – QAM conocida también como 8 – QAM rectangular en la que se puede identificar sus componentes de fase (I) y cuadratura (J).

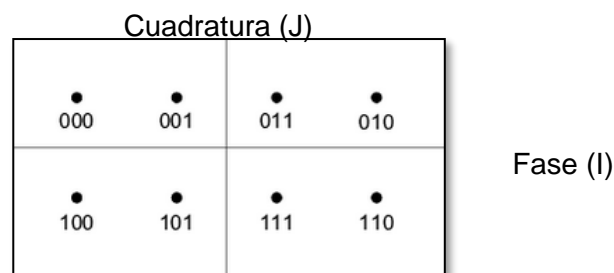


Figura 7. Constelación 4x2-QAM.

Por otro lado, los esquemas de modulación de amplitud en cuadratura QAM cruzados tienen la característica de estar compuestos por dos esquemas de modulación rectangulares para las componentes de cuadratura y fase respectivamente como se observa en la figura 8. Estos esquemas de constelaciones son utilizados en escenarios donde se transmiten cantidades impares de bits ya que el promedio de potencia puede ser reducido usando QAM no cuadrado, en este caso QAM cruzado (Yu y Wei, 2010). Además, (Smith, 1975) realiza un estudio que compara el desempeño de constelaciones QAM rectangulares con constelaciones QAM cruzadas en el que demuestra que se obtiene un valor de entre 1,5 a 2 dB de ganancia en el promedio de relación señal a ruido (SNR) con respecto al QAM cuadrado.

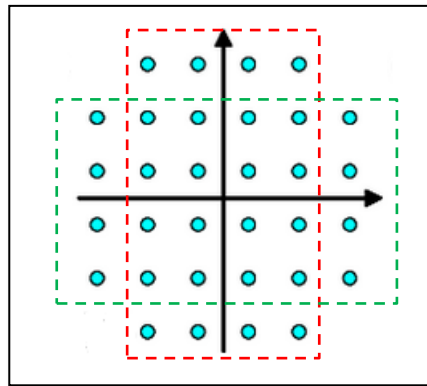


Figura 8. Esquema de modulación en amplitud y cuadratura QAM cruzado.

El QAM cruzado ha sido utilizado en varios sistemas prácticos como ADSL (Línea de Abonado Digital Asimétrica) y VDSL (Línea de Abonado Digital de alta tasa de transferencia) donde se usaban constelaciones de 5 a 15 bits. Los esquemas de 32 y 128-QAM cruzado han sido utilizados en DVB-C (Digital Video Broadcasting-Cable). Actualmente existen estudios donde se determina que el QAM cruzado puede ser usado para modulación adaptativa, (Abrar y Qureshi, 2006), (Panigrahi y Le-Ngoc, 2005) y (Zwingelstein-Colin, Gazalet y Gharbi, 2003).

Uno de los desafíos que se identifica en la literatura es que, a medida que la calidad de la modulación aumenta, se hace necesario incrementar el tamaño de la constelación. Con esquemas de modulación QAM cuadrados las constelaciones tienen la capacidad de crecer de 2^k a 2^{k+2} mientras que con NS-QAM las constelaciones pueden aumentar en el orden de 2^{k+1} lo que genera mayor granularidad (Panigrahi y Le-Ngoc, 2005), es decir una mayor cantidad de opciones para modificar la velocidad de transmisión.

Los esquemas de modulación QAM cruzados son de gran importancia para el campo de las comunicaciones inalámbricas. Sin embargo, se debe considerar que su implementación es mucho más complicada que en esquemas de tipo cuadrado o rectangular. Esto se debe a que las componentes de fase y de cuadratura no pueden ser demoduladas de manera independiente. “Es decir, no

se puede recurrir al uso de la independencia de ambas componentes para separarlos en problemas unidimensionales”, (Yu y Wei, 2010).

En la Figura 9 se observan las regiones de decisión de QAM cruzado con $k = q$ bits. Puntos negros = símbolos internos, puntos rayados = símbolos de esquina, puntos blancos = símbolos de borde.

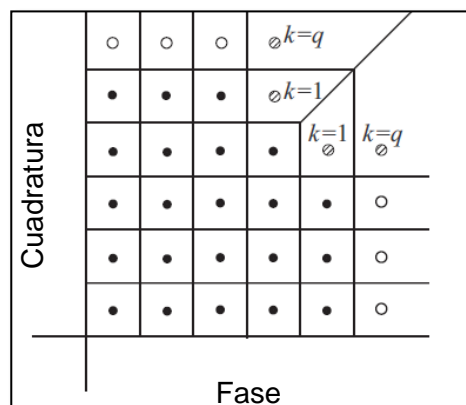


Figura 9. Regiones de decisión para esquemas de modulación QAM cruzados.

Estas regiones a diferencia de S-QAM (Square QAM) y R-QAM (Rectangular QAM) no son todas rectangulares. Esto se debe a que las componentes de la constelación no pueden ser independientes. Sin embargo, “las regiones de decisión se encuentran dadas por los símbolos internos, símbolos de borde y símbolos de esquina”, (Yu y Wei, 2010). Para fines de explicación, se puede determinar que una constelación de QAM cruzado puede ser construida a partir de una constelación S-QAM. Así por ejemplo en (Yu y Wei, 2010), se construye la constelación usando un QAM cuadrado de 6x6 al cual se le quitan los 4 símbolos de la esquina.

2.1.1 Constelaciones

Se define como constelación al conjunto de símbolos utilizados en esquemas de modulación, en esta sección se muestran gráficas correspondientes a esquemas de modulación NS-QAM con constelaciones de 8 – 32 y 128 QAM. En la Figura 10 se presenta la constelación 8-QAM, en la Figura 11 se presenta la

constelación 32-QAM y finalmente, en la Figura 12 se presenta la constelación 128-QAM.

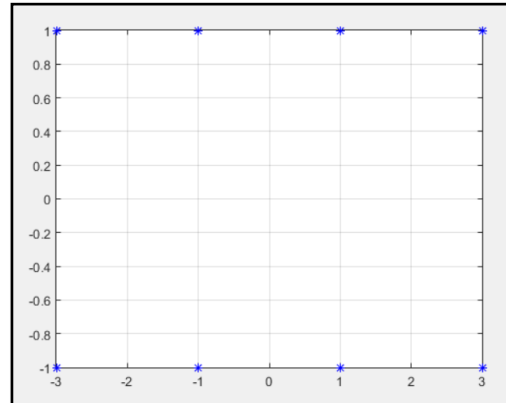


Figura 10. 8-QAM.

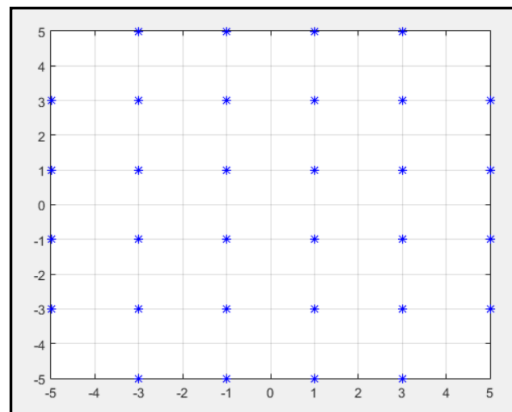


Figura 11. 32-QAM.

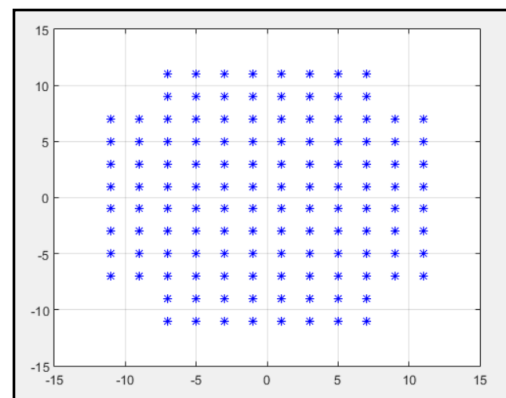


Figura 12. 128-QAM.

2.1.2 Cálculo de la potencia media.

El cálculo de la potencia media de constelaciones NS-QAM se realiza obteniendo la potencia de cada punto de la constelación, esto es la distancia de cada punto de la constelación. Para el cálculo podemos usar el teorema de Pitágoras. Una vez que se obtienen las potencias se suman y se dividen para el número de símbolos.

$$\bar{P} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M d_i^2 \quad (\text{Ecuación 12})$$

dónde:

M es el orden de la modulación y d_i es la distancia al origen del símbolo i -ésimo.

A continuación, se presenta el cálculo de las potencias medias correspondientes a constelaciones 8, 31 y 128-QAM

8 – QAM

Se considera dos símbolos $s_1 = A + jA$ y $s_2 = 3A + jA$ del primer cuadrante de la constelación ya que por simetría la potencia obtenida en el primer cuadrante se multiplica por 4. Luego se calculan las distancias al cuadrado de cada uno de los símbolos mediante el uso de sus conjugados (equivalente el uso del teorema de Pitágoras). Finalmente, los valores obtenidos son colocados en la ecuación 10 para obtener la potencia media de la constelación.

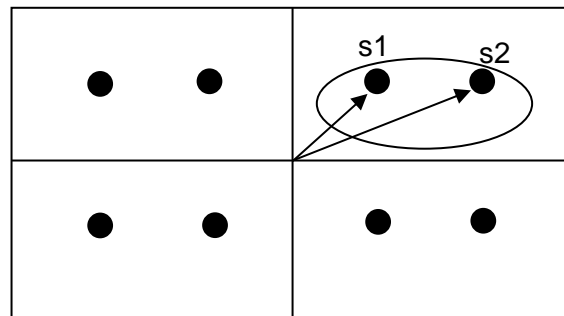


Figura 13. Distancias a símbolos de una constelación 8-QAM

Símbolos:

$$s_1 = A + jA$$

$$s_2 = 3A + jA$$

Cálculo de distancias al cuadrado

$$d_1^2 = S_1 \cdot S_1^* = (A + jA)(A - jA) = A^2 + A^2 = 2A^2$$

$$d_2^2 = S_2 \cdot S_2^* = (3A + jA)(3A - jA) = 9A^2 + A^2 = 10A^2$$

Cálculo de la Potencia Média

$$\bar{P} = \frac{4(2A^2 + 10A^2)}{8}$$

$$\bar{P} = 6A^2 [W]$$

32 – QAM

Para el cálculo de la potencia media de una constelación 32-QAM se sigue el mismo proceso utilizado para 8-QAM, sin embargo, la diferencia radica en los símbolos involucrados en el cálculo.

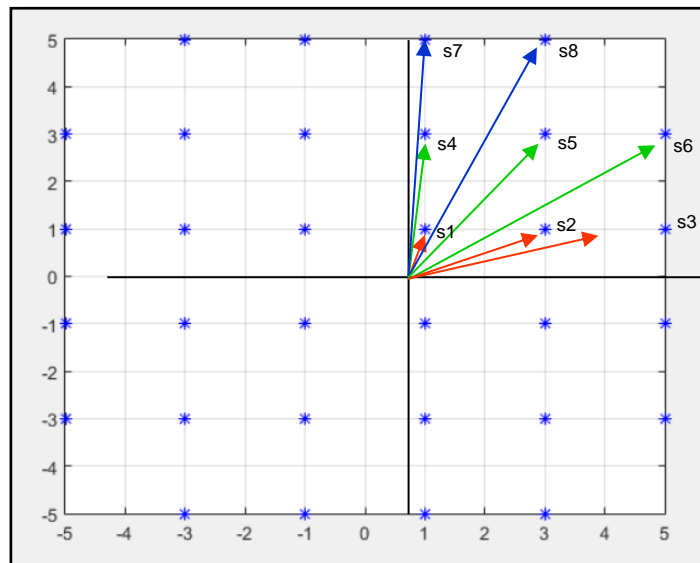


Figura 14. Distancias a símbolos de una constelación 32-QAM.

Símbolos:

$$s_1 = A + jA$$

$$s_2 = 3A + jA$$

$$s_3 = 5A + jA$$

$$s_4 = A + 3jA$$

$$s_5 = 3A + 3jA$$

$$\begin{aligned}s_6 &= 5A + 3jA \\ s_7 &= A + 5jA \\ s_8 &= 3A + 5jA\end{aligned}$$

Cálculo de las distancias al cuadrado

$$\begin{aligned}d_1^2 &= S_1 \cdot S_1^* = (A + jA)(A - jA) = A^2 + A^2 = 2A^2 \\ d_2^2 &= S_2 \cdot S_2^* = (3A + jA)(3A - jA) = 9A^2 + A^2 = 10A^2 \\ d_3^2 &= S_3 \cdot S_3^* = (5A + jA)(5A - jA) = 25A^2 + A^2 = 26A^2 \\ d_4^2 &= S_4 \cdot S_4^* = (A + 3jA)(A - 3jA) = A^2 + 9A^2 = 10A^2 \\ d_5^2 &= S_5 \cdot S_5^* = (3A + 3jA)(3A - 3jA) = 9A^2 + 9A^2 = 18A^2 \\ d_6^2 &= S_6 \cdot S_6^* = (3A + jA)(3A - jA) = 25A^2 + 9A^2 = 34A^2 \\ d_7^2 &= S_7 \cdot S_7^* = (3A + jA)(3A - jA) = A^2 + 25A^2 = 26A^2 \\ d_8^2 &= S_8 \cdot S_8^* = (3A + jA)(3A - jA) = 9A^2 + 25A^2 = 34A^2\end{aligned}$$

Cálculo de la Potencia Média

$$\bar{P} = \frac{4(2A^2 + 10A^2 + 26A^2 + 10A^2 + 18A^2 + 34A^2 + 26A^2 + 34A^2)}{32}$$

$$\bar{P} = 20A^2 [W]$$

128 – QAM

Para 128 – QAM, la potencia media se calcula mediante software debido a su extensión con el siguiente algoritmo:

```
M3=128;
tx_smb = 0:M3-1;
mod3 = qammod(tx_smb,M3);
pmedia=sum(abs(mod3).^2)/M3;
```

En él que se define el orden de la modulación como M3=128, luego se genera un vector con la cantidad símbolos transmitidos de 0 a M3-1 para obtener un vector de 128 elementos ya que si se lo define de 0 a M3 se obtendría un vector de 129 elementos cuyo valor no corresponde con el orden la modulación. Luego, las dos variables se ingresan en la función qammod para generar la constelación de símbolos. Finalmente, se calcula la potencia media al calcular las distancias al cuadrado para cada uno de los valores del vector de símbolos mediante la función abs para luego sumarlos con la función sum y dividirlos para el valor del orden de la modulación. Se obtiene un valor de potencia media igual a:

$$\bar{P} = 82A^2 [W]$$

2.2 Probabilidad de Error de Bit de NS-QAM en escenario SISO y SIMO

2.2.1 SISO

Single input – Single Output (SISO) es el esquema más simple que presenta un sistema de radio en el cual únicamente se opera con una antena de transmisión y una antena de recepción. En este esquema no existe diversidad alguna y no se requiere de procesamiento adicional para la transmisión o la recepción. Al ser un sistema de comunicaciones simple cuenta con un limitado rendimiento en tasa y velocidad de transmisión. Además, es afectado por interferencias y desvanecimiento en mayor medida que un sistema MIMO ya que SISO no presenta ningún tipo de diversidad (Carvajal, 2017). En la figura 15 se presenta un esquema de bloques de un sistema SISO en cual se encuentra una antena en el trasmisor y una antena en el receptor.

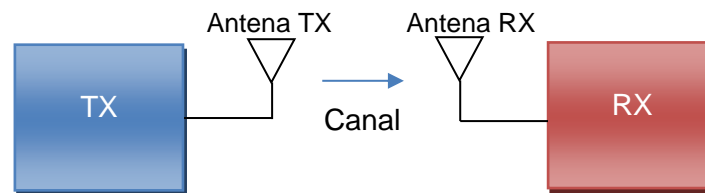


Figura 15. Sistema SISO (Single Input – Single Output).

2.2.2 SIMO

Single input – Multiple output (SIMO) consiste en la utilización de una antena en el transmisor y varias antenas en el receptor (Carvajal, 2018). Conocida también como diversidad espacial y es utilizada para mitigar los efectos del desvanecimiento en un sistema donde el receptor capta señales de varias fuentes. Requiere de un procesamiento en el receptor debido a las múltiples fuentes de origen de las señales. En la figura 16, se observa un sistema SIMO con una antena de transmisión y dos antenas de recepción.

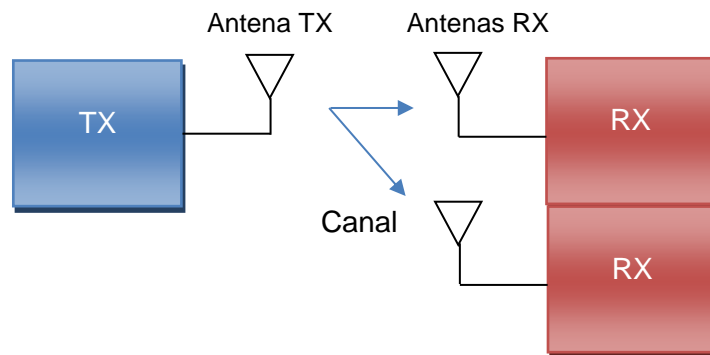


Figura 16. Sistema SIMO (Single Input – Single Output).

2.2.3 Probabilidad de error de bit (BER)

Se define a la BER como el promedio de errores que se generan en la transmisión de bit por una canal de comunicaciones.

$$\text{BER} = \frac{\text{Número de bits con error}}{\text{Número de bits transmitidos}}$$

Esto quiere decir que, ante la presencia de ruido, el receptor puede recibir un bit 1 confundido como un 0 o viceversa

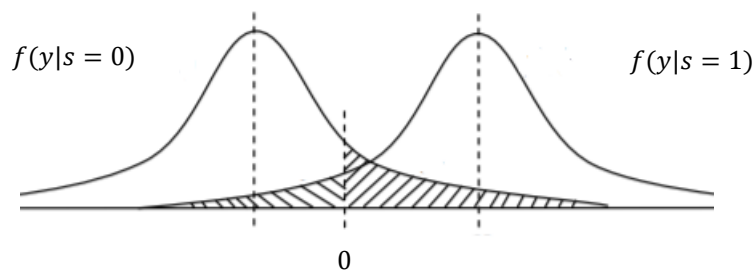


Figura 17. Histograma BER.

La probabilidad de error de bit está dada por:

$$P(y) = P(y|s = 0)P(s = 0) + P(y|s = 1)P(s = 1)$$

$$P_{\text{error}} = \int_{-\infty}^0 f(y|s = 1)dy + \int_0^{\infty} f(y|s = 0)dy \quad (\text{Ecuación 13})$$

Es decir, la probabilidad de recibir un bit 0 por la probabilidad de que este se encuentre por debajo de un umbral que se sobrepone con la función correspondiente al otro símbolo sería recibido como un bit 1.

A continuación, se presentan los resultados obtenidos de la BER en función de E_b/N_0 de las simulaciones realizadas para los sistemas SISO y SIMO. En todas las simulaciones se usa el detector MMSE que será tratado en el siguiente capítulo del documento y se usa la siguiente notación para los parámetros de cada simulación u representa el número de usuarios del sistema y r representa el número de antenas de recepción.

En la figura 18 se observa el resultado de la simulación de sistemas SISO y SIMO con variación de número de usuarios y número de antenas en la que con un valor de $E_b/N_0 = 15$ la BER toma valores de entre 10^{-1} a $10^{-0.8}$.

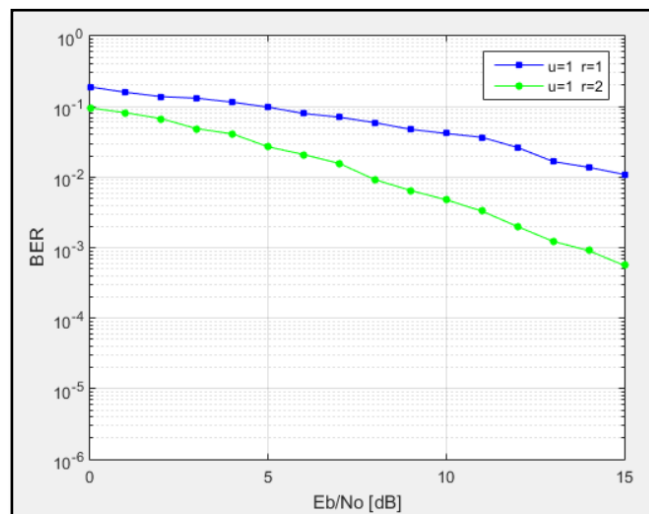


Figura 18. BER en función de E_b/N_0 para sistemas SISO y SIMO con $r=1$ y $r=2$ antenas, $u=1$ usuario con modulación 8-QAM.

En la figura 19 se presenta un sistema similar al de la figura 18 con una modulación de orden superior. Aquí se evidencia que se incrementa el valor de la BER.

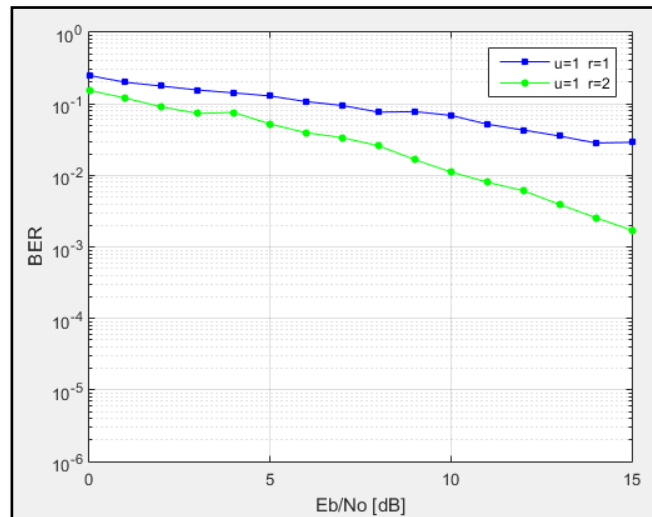


Figura 19. BER en función de E_b/N_0 para sistemas SISO y SIMO con $r=1$ y $r=2$ antenas, $u=1$ usuario con modulación 32-QAM.

Finalmente, la figura 20 muestra a los sistemas SISO y SIMO con una modulación no cuadrada de orden 128.

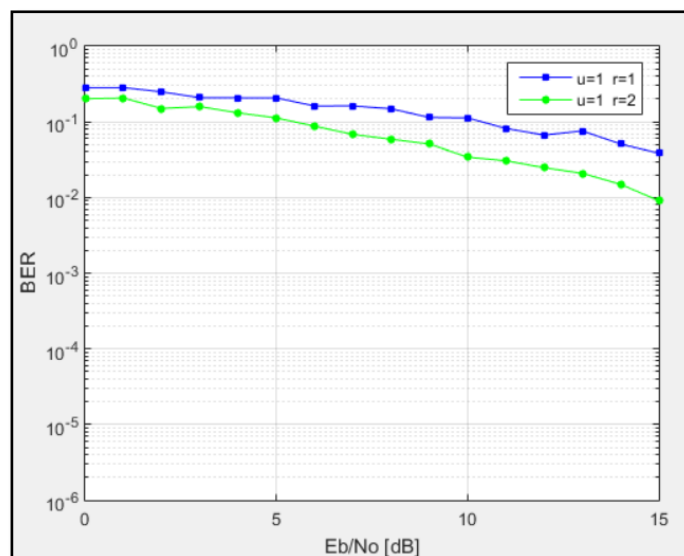


Figura 20. BER en función de E_b/N_0 para sistemas SISO y SIMO con $r=1$ y $r=2$ antenas, $u=1$ usuario con modulación 128-QAM.

Con los resultados mostrados en las figuras anteriores se puede considerar dos escenarios de análisis: uno en el cual se utiliza un sistema SISO ($u=1$, $r=1$) y otro en el cual se usa un sistema SIMO ($u=1$, $r=2$). Al compara las figuras 18, 19 y

20, es notorio que conforme aumenta el orden de la modulación, el desempeño empeora debido a que el orden de la modulación es inversamente proporcional a la potencia media de la constelación lo que genera un valor más elevado de BER. Esto se refleja directamente en el valor y forma que toma la BER en las dos curvas graficadas en cada escenario. No obstante, es importante indicar que una mayor modulación implica una mayor velocidad de transmisión.

Por otro lado, también es notorio que el sistema SIMO tiene un mejor desempeño que el sistema SISO ya que el canal de comunicación cuenta con diversidad en el receptor producido por el incremento de antenas de recepción. El compromiso para esta mejora de desempeño es un incremento del costo y complejidad del receptor. Además, se observa que la relación señal a ruido (SNR) normalizada (E_b/N_0) para garantizar una misma BER es un valor más bajo lo que refleja un menor consumo de potencia en el sistema de comunicación.

Finalmente, se observa que en el escenario de SIMO, el valor de la BER es menor que el valor del sistema SISO. Es decir, el sistema SIMO tiene mayor probabilidad de recibir los bits correctos que han sido transmitidos. Se identifica que, bajo estos aspectos, el sistema óptimo es SIMO el cual tiene un mejor desempeño cuando se usa una modulación de orden alto como 128-QAM ya que la calidad de la modulación mejora debido al tamaño de la constelación.

3. Capítulo III. Análisis del desempeño de MIMO con modulación NS-QAM y el detector MMSE

Introducción

El término MIMO (Multiple Input – Multiple Output) es una de las técnicas de múltiples antenas más utilizadas en las redes de comunicaciones inalámbricas actuales. Esta técnica fue generalizada y estudiada con mayor detalle en los años 90 con la aparición de técnicas que utilizaban varias antenas, (Yang y Hanzo, 2015).

Existe una tendencia de crecimiento en la cantidad de tráfico IP global de datos

móviles de usuarios de distintas operadoras conforme las estadísticas mostradas por Cisco Visual Networking Index (VNI). En la figura 21 se muestra las estadísticas levantadas por Cisco VNI acerca del crecimiento de bytes de tráfico.

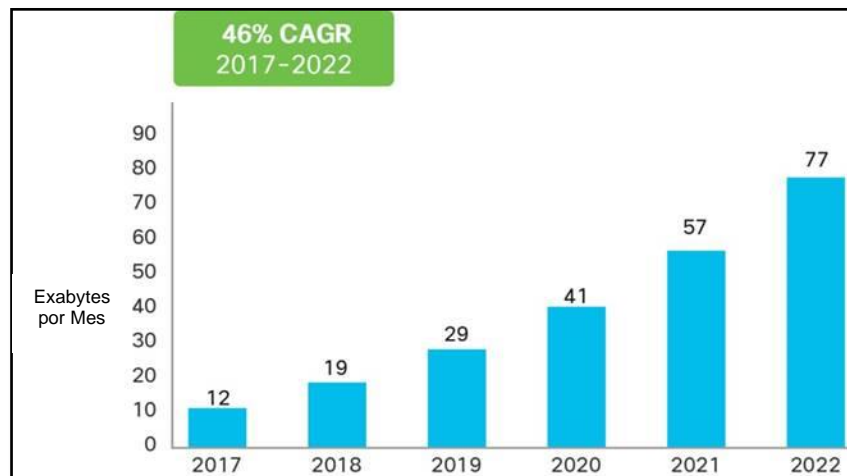


Figura 21. Cisco VNI: tráfico global de datos móviles, 2017 a 2022.

Adaptado de (Barnett, Jain, Andra, Khurana, 2019)

Esta tendencia de crecimiento en conjunto con el espectro de radio limitado hace que técnicas como MIMO y LS-MIMO (Large-Scale MIMO) sean empleadas en las nuevas generaciones de sistemas de comunicaciones como 5G. Con esto, se tiene la facultad de utilizar numerosas antenas tanto para transmisión como para recepción y se logra obtener una alta eficiencia tanto espectral como energética.

Una de las dificultades de las técnicas de comunicación es la reproducción exacta de los mensajes que se transmiten entre dos puntos. En un sistema MIMO se presentan mayores complejidades debido a que los mensajes se ven afectados por la interferencia de otros mensajes o señales que se transmiten de manera simultánea en el mismo recurso o canal de radio. Estos mensajes deben ser separados o decodificados en el receptor y también son sujeto de contaminación de ruido.

La detención en MIMO es un campo de investigación amplio y de gran interés

que tiene sus orígenes en 1967, (Yang y Hanzo, 2015). Durante el año 1967, Shnidman propuso un detector lineal óptimo basado en una generalización del criterio de Nyquist mediante la que se buscó la eliminación de la interferencia intersímbolo de M formas de onda que se transmiten por un único canal. A partir de esta contribución, la detección de MIMO ha sido estudiada para varias aplicaciones por lo que se han propuesto varios detectores de MIMO (Yang y Hanzo, 2015).

Es importante conocer que estos detectores se clasifican en diferentes grupos como: detectores óptimos y subóptimos, lineales y no lineales, síncronos y asíncronos, entre otros. De estos, el presente documento considera el uso de detectores lineales que han sido adaptados para MIMO. Específicamente el presente trabajo considera al detector MMSE. Los detectores lineales se basan en una transformación lineal W del vector de la señal recibida y, (Carvajal, 2018). Estos detectores son atractivos debido a su baja complejidad y buen desempeño. Las decisiones de un detector lineal pueden representarse con la siguiente expresión:

$$z = \mathbf{W}y \quad (\text{Ecuación 14})$$

Donde W es la matriz de la transformación lineal.

Este capítulo se encuentra organizado de la siguiente manera: MIMO se describe en la sección 4.2. El detector MMSE es tratado en la sección 4.3. Finalmente, los resultados obtenidos de las simulaciones realizadas se analizan en la sección 4.4.

3.1 MIMO

MIMO es un esquema en cual se emplean varias antenas en los extremos de transmisión y recepción de un canal de radio (Carvajal, 2018). En otras palabras, al utilizar MIMO se puede transmitir una gran cantidad de símbolos a través de un recurso de radio de forma simultánea. MIMO mejora en gran medida la diversidad de un canal, así como también la velocidad de transmisión. A pesar

de esto, MIMO presenta diferentes retos ya que como se indicó todas las señales viajan de manera conjunta en el mismo canal lo que produce interferencia.

Un canal de frecuencia selectiva es capaz de proveer codificación de manera que se logra separar la información de los diferentes trayectos que cuentan con diferentes valores de ganancias (desvanecimientos) entre transmisores y receptores. MIMO aprovecha fenómenos como la propagación por múltiples trayectorias para aumentar la eficiencia espectral del sistema de comunicación. Además, el sistema gana diversidad porque se emplean varias antenas de recepción.

MIMO es la primera tecnología que trata los múltiples trayectos como una característica inherente del sistema (Anguís, 2008). Al aprovechar este fenómeno, el sistema es capaz de incrementar su tasa de transmisión y fiabilidad sin la necesidad de incrementar el ancho de banda ni la potencia de transmisión.

Estructura matricial de señales recibidas

En un sistema MIMO con u antenas de transmisión (usuarios) y r antenas de recepción, luego de la demodulación en el receptor las señales recibidas pueden ser expresadas como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (\text{Ecuación 15})$$

donde \mathbf{y} es un vector que contiene las muestras recibidas que se escribe como:

$$\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_r]^T, \quad (\text{Ecuación 16})$$

Donde $(.)^T$ es el vector transpuesto y y_k es la señal recibida en la k -ésima antena y es un número complejo. Luego, \mathbf{H} es una matriz de orden $u \times r$ que contiene las ganancias del canal la cual es presentada en la siguiente expresión.

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,u} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,u} \\ \cdots & \cdots & \ddots & \cdots \\ h_{r,1} & h_{r,2} & \cdots & h_{r,u} \end{pmatrix} \quad (\text{Ecuación 17})$$

El desvanecimiento es modelado mediante una variable aleatoria Rayleigh entonces $h_{h,l} = g_{h,l,1} + ig_{h,l,2}$ es una variable aleatoria Gaussiana compleja de media cero: con varianza igual a σ^2 . Por lo tanto, la variable aleatoria Rayleigh es:

$$\alpha_{h,l} = \sqrt{g_{k,l,1}^2 + g_{k,l,2}^2}.$$

En la ecuación (15), s es un vector formado que contiene los símbolos transmitidos por los usuarios:

$$s = [s_1, s_2, \dots, s_u]^T \quad (\text{Ecuación 18})$$

Finalmente, en (15), el ruido es expresado por un vector n el cual se indica a seguir.

$$n = [n_1, n_2, \dots, n_r]^T \quad (\text{Ecuación 19})$$

Los elementos del vector s son símbolos NS-QAM complejos que forman parte de una constelación y el vector n contiene elementos que son modelados por variables aleatorias Gaussianas complejas de media cero con varianza igual a $\sigma_n^2 = \frac{N_o}{2T_s}$, donde N_o es la densidad espectral de potencia unilateral del ruido y T_s es la duración de un símbolo. La figura 22 representa la estructura que toman las señales que se reciben al ser transmitidas por un sistema MIMO.

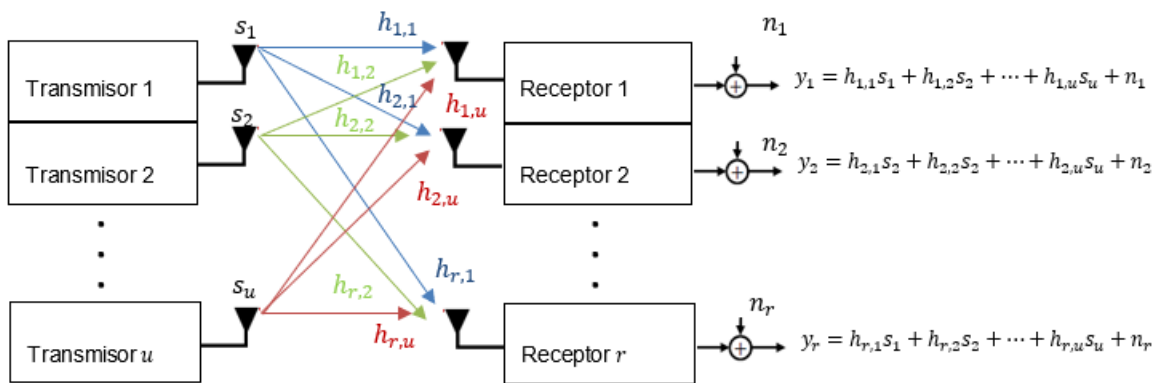


Figura 22. Señales recibidas en un sistema MIMO

En la figura 22 se observa que los transmisores envían un símbolo a cada antena de recepción donde luego son multiplicados por las ganancias respectivas y sumados junto con el ruido, aquí se denota la estructura de las señales recibidas en la ecuación (12).

3.2 Detector MMSE

Es un detector más sofisticado que emplea una transformación lineal W que minimiza el error cuadrático medio entre el vector original transmitido y el vector estimado recibido, (Carvajal, 2018). Además, en comparación con el detector Zero Forcing el cual fuerza a cero la interferencia, el detector MMSE toma W considerando tanto el ruido como la interferencia.

La matriz W minimiza el error medio cuadrado $E[||\mathbf{W}\mathbf{y} - \mathbf{s}||^2]$ por lo que la matriz puede ser expresada por:

$$\mathbf{W} = [\mathbf{H}^H\mathbf{H} + \sigma_n^2\mathbf{I}_u]^{-1}\mathbf{H}^H, \quad (\text{Ecuación 20})$$

dónde \mathbf{I}_u es una matriz identidad de orden $u \times u$ y $(\cdot)^H$ es la conjugada transpuesta de la matriz. En la figura 23, se presenta un diagrama de bloque de un sistema MIMO junto con su detección.

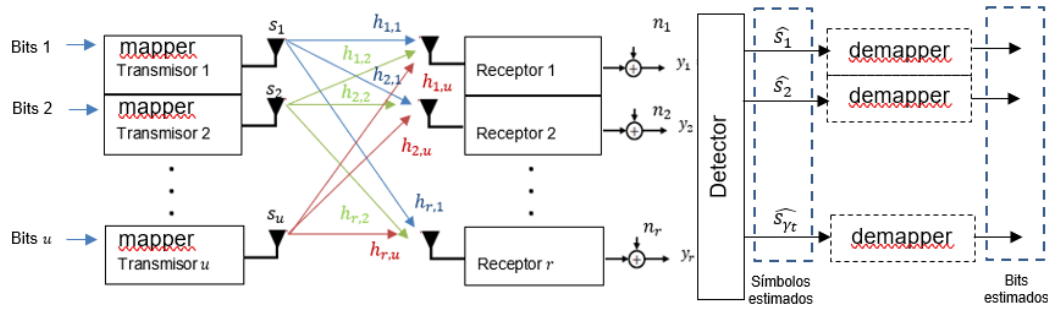


Figura 23. Detectores de MIMO.

3.3 Resultados

Dentro de este apartado se presentan y analizan los resultados del desempeño de un sistema MIMO que utiliza modulaciones de tipo S-QAM y NS-QAM junto con el detector MMSE mediante simulaciones realizadas en MATLAB en términos de probabilidad de error de bit.}

3.3.1 BER QAM

Las figuras 24 a 31 muestran la BER en función de la relación señal a ruido normalizada (E_b/N_0) parametrizada por el número de antenas de recepción y el número de usuarios. Además, estas figuras consideran diferentes tipos de modulación S-QAM.

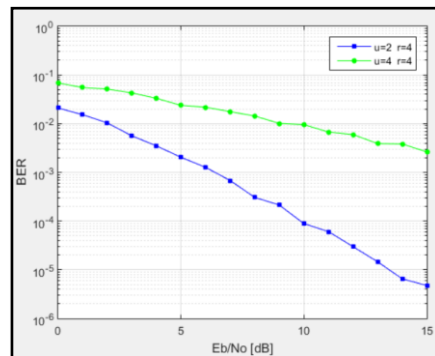


Figura 24. BER en función de E_b/N_0 para sistemas MIMO con $r=4$ antenas, $u=2$ y $u=4$ usuarios con modulación 4-QAM.

En figura 24 se presenta el resultado de la simulación de un sistema MIMO de 4 antenas para 2 y 4 usuarios, se puede notar que cuando el sistema se encuentra saturado en su totalidad el valor de la BER incrementa, sin embargo, el valor de E_b/N_0 alcanza un mayor umbral.

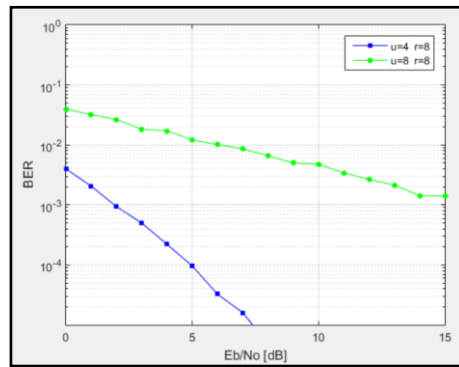


Figura 25. BER en función de E_b/N_0 para sistemas MIMO con $r=8$ antenas, $u=4$ y $u=8$ usuarios con modulación 4-QAM.

En la figura 25 se varía los parámetros de número de usuarios y número de antenas llegando a un valor máximo de 8 antenas para 4 y 8 usuarios. El comportamiento del sistema es similar al presentado, sin embargo, la diferencia radica en que cuando el sistema no se encuentra cargado en su totalidad la relación señal a ruido E_b/N_0 tiene un valor más bajo.

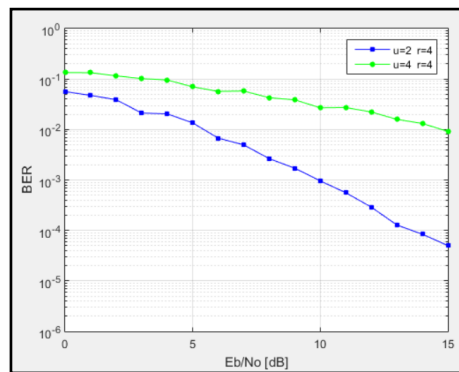


Figura 26. BER en función de E_b/N_0 para sistemas MIMO con $r=4$ antenas, $u=2$ y $u=4$ usuarios con modulación 16-QAM.

La figura 26 presenta el resultado de la simulación de un sistema MIMO en cual se aumenta el orden de la modulación a 16-QAM, el sistema presenta características similares a los obtenidos para 4-QAM, a pesar de esto el sistema sacrifica BER para poder alcanzar un mayor valor de E_b/N_0

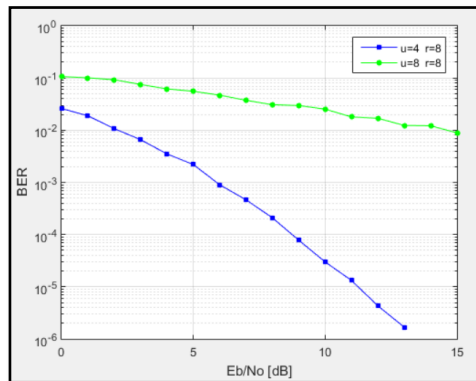


Figura 27. BER en función de E_b/N_0 para sistemas MIMO con $r=8$ antenas, $u=4$ y $u=8$ usuarios con modulación 16-QAM.

La figura 27 muestra la BER para el mismo sistema 16-QAM, sin embargo, en este escenario se incrementan la cantidad de usuarios y la cantidad de antenas del sistema aquí se observa de igual manera que cuando el sistema no está totalmente cargado presenta un valor más bajo de E_b/N_0 .

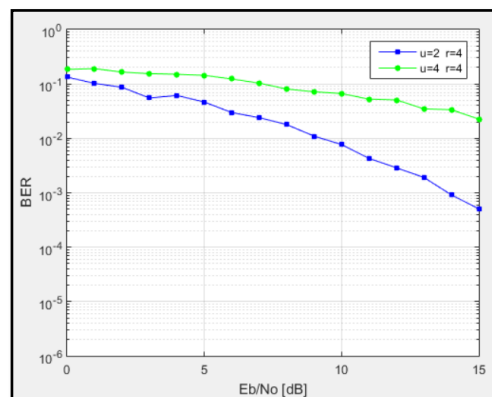


Figura 28. BER en función de E_b/N_0 para sistemas MIMO con $r=4$ antenas, $u=2$ y $u=4$ usuarios con modulación 64-QAM.

En la figura 28 se observa que con un 64-QAM es posible obtener un mejor rendimiento en cuanto a relación señal a ruido, si bien es cierto es notorio el incremento de la BER, el sistema es más confiable ya que presenta un valor de E_b/N_0 mucho más alto, es decir, el ruido afecta en menor porcentaje a la señal original.

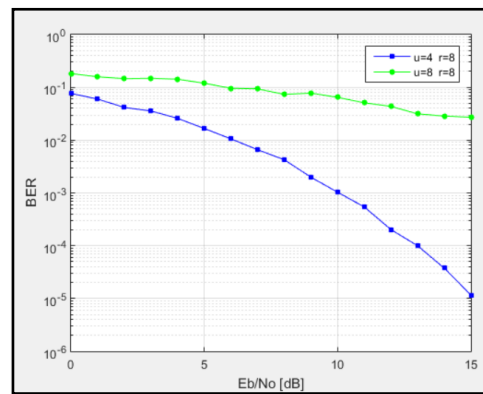


Figura 29. BER en función de E_b/N_0 para sistemas MIMO con $r=8$ antenas, $u=4$ y $u=8$ usuarios con modulación 64-QAM.

Al igual que en las simulaciones anteriores el comportamiento de 64-QAM al incrementar el número de antenas el sistema empeora al no estar totalmente cargado, sin embargo, al saturarse su rendimiento mejora en gran medida. La inclinación de la curva refleja un valor de E_b/N_0 alto con una BER más alta.

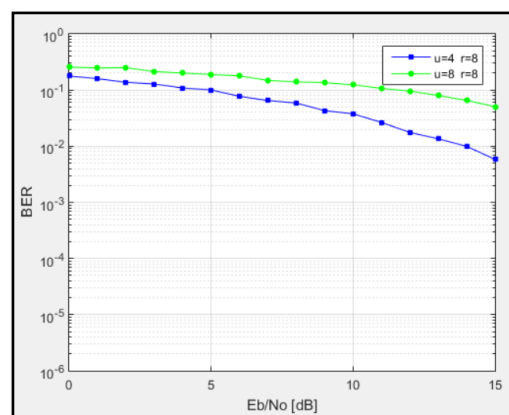


Figura 30. BER en función de E_b/N_0 para sistemas MIMO con $r=4$ antenas, $u=2$ y $u=4$ usuarios con modulación 256-QAM.

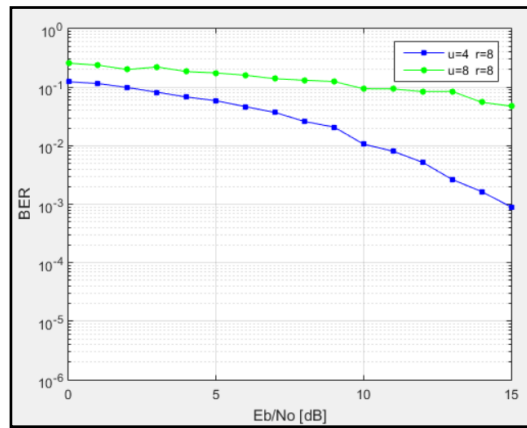


Figura 31. BER en función de E_b/N_0 para sistemas MIMO con $r=8$ antenas, $u=4$ y $u=8$ usuarios con modulación 256-QAM.

Finalmente, las figuras 30 y 31 reflejan simulaciones similares a las comentadas previamente, pero con una modulación de orden superior igual a 256-QAM. En esta se identifica explícitamente la mejora en la calidad del sistema, no se ve afectado por la cantidad de usuarios de este ni por la cantidad de antenas utilizadas. Se puede concluir que 256-QAM es una de las modulaciones QAM cuadradas de mejor calidad para sistemas MIMO.

3.3.2 BER NS-QAM

Las figuras 32 a 37 muestran la BER en función de la relación señal a ruido normalizada (E_b/N_0) parametrizada por el número de antenas de recepción y el número de usuarios. Además, estas figuras consideran diferentes tipos de modulación NS-QAM.

El análisis de los resultados obtenidos en esta y la sección anterior se presenta al final del capítulo.

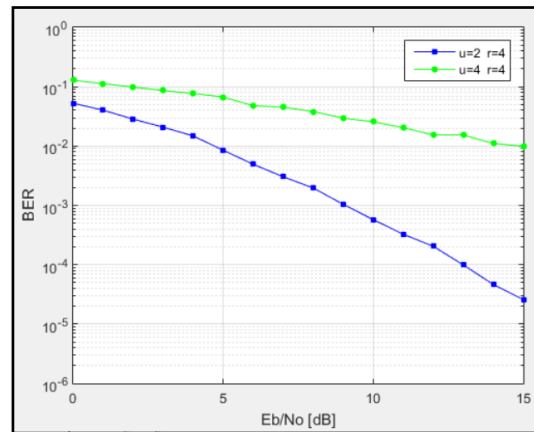


Figura 32. BER en función de E_b/N_0 para sistemas MIMO con $r=4$ antenas, $u=2$ y $u=4$ usuarios con modulación 8-QAM.

La figura 32 representa una simulación de una constelación 8-QAM, es decir ya se trabaja con NS-QAM, aquí se puede notar en comparación con una 4-QAM y una 16-QAM que presenta el mejor escenario de operación de ambas, es decir, cuando el sistema no se encuentra saturado se comporta similar a un 4-QAM no saturado, pero cuando si lo está, se comporta como un 16-QAM saturado. Aquí se puede identificar la versatilidad de este tipo de modulaciones.

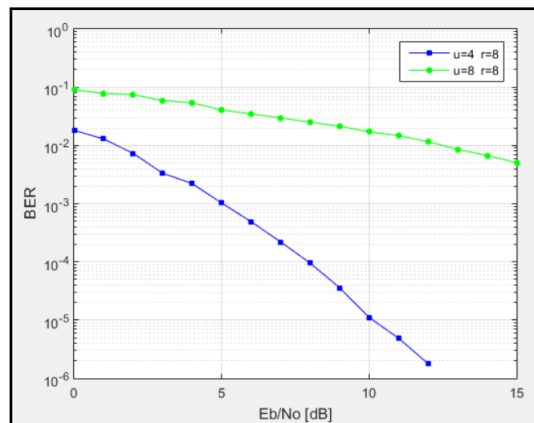


Figura 33. BER en función de E_b/N_0 para sistemas MIMO con $r=8$ antenas, $u=4$ y $u=8$ usuarios con modulación 8-QAM.

La figura 33 es el resultado de la simulación del mismo sistema 8-QAM con un incremento en el número de usuarios y antenas, la figura tiene un

comportamiento casi idéntico a una 16-QAM sometida a los mismos parámetros de operación, por lo que esta modulación fácilmente puede reemplazar a un 16-QAM. La diferencia radica en el valor máximo de E_b/N_0 el cual es un poco menor con 8-QAM.

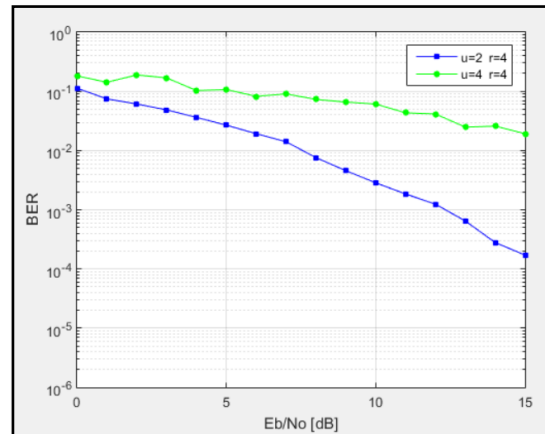


Figura 34. BER en función de E_b/N_0 para sistemas MIMO con $r=4$ antenas, $u=2$ y $u=4$ usuarios con modulación 32-QAM.

La figura 34 es el resultado de la simulación de un 32-QAM, de este gráfico se puede destacar su gran similitud con 64-QAM bajo los mismos parámetros saturado. Es decir, esta modulación al poseer arreglos con un mayor número de antenas puede tener un mejor rendimiento que 64-QAM.

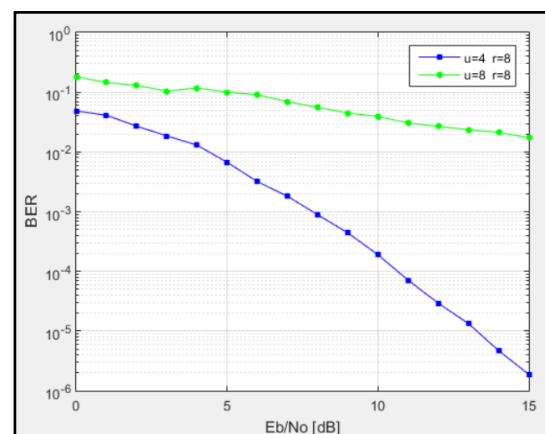


Figura 35. BER en función de E_b/N_0 para sistemas MIMO con $r=8$ antenas, $u=4$ y $u=8$ usuarios con modulación 32-QAM.

La figura 35 refleja un 32-QAM para el cuál se llega a la misma conclusión que la gráfica presentada previamente. Sin embargo, aquí se destaca que cuando el sistema no se encuentra saturado en su totalidad 64-QAM es una mejor opción.

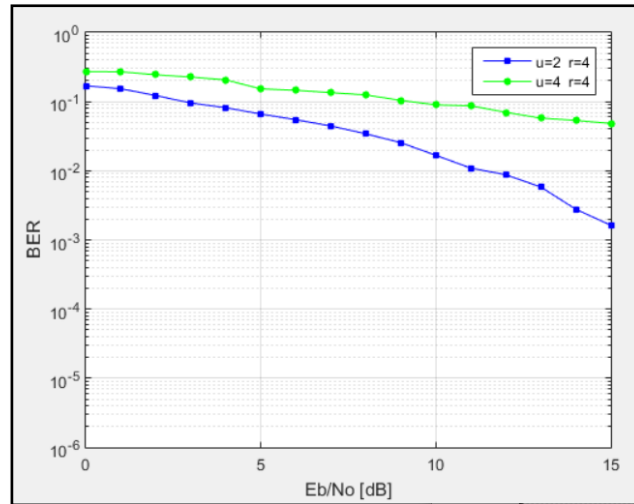


Figura 36. BER en función de Eb/No para sistemas MIMO con r=4 antenas, u=2 y u=4 usuarios con modulación 128-QAM.

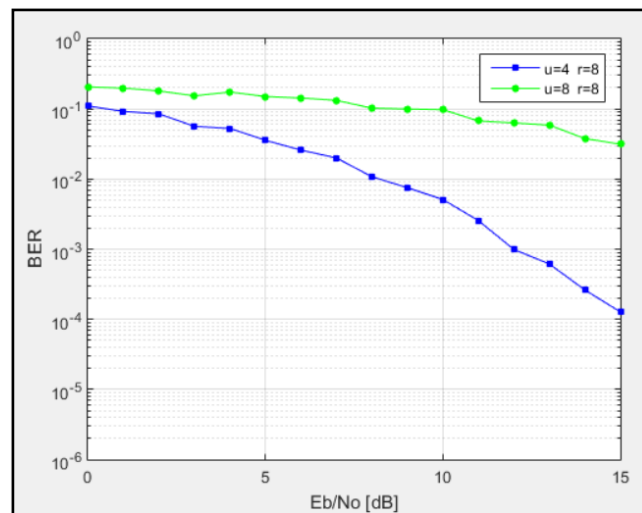


Figura 37. BER en función de Eb/No para sistemas MIMO con r=8 antenas, u=4 y u=8 usuarios con modulación 128-QAM.

Por último, las figuras 36 y 37, son el resultado de una modulación NS-QAM de orden 128 al encontrarse en sistema con la totalidad de sus antenas ocupadas,

se comportan como si fuese una modulación 256-QAM, es decir, al igual es totalmente capaz de reemplazar a 256-QAM en escenarios que utilicen arreglos con grandes cantidades de antenas como lo es LS-MIMO. De esto se puede concluir que las modulaciones NS-QAM pueden ser una opción para ser utilizadas en redes de nuevas tendencias como 5G ya que debido a la creciente demanda de usuarios este trabaja LS-MIMO por lo que estas modulaciones pueden adaptarse a este tipo de sistemas.

De las figuras anteriores se desprende que el sistema se simuló considerando dos escenarios: en el primero el sistema es simulado con esquemas de modulación QAM de tipo cuadrado (S-QAM) con 4 – 16 – 64 y 256 QAM; y el segundo escenario se realiza con constelaciones similares de QAM no cuadrado (NS-QAM) 8 – 32 y 128 QAM. En cada una de las gráficas presentadas se trabaja con un valor máximo de E_b/N_0 igual a 15 dB. Además, se considera escenarios MIMO con 2 – 4 y 8 usuarios en sistemas que cuentan con 4 y 8 antenas de recepción

En ambos escenarios, esto es MIMO con S-QAM y MIMO con NS-QAM al igual que en los sistemas SISO y SIMO presentados en el capítulo 3 se puede identificar que el desempeño del sistema depende del orden de la modulación utilizada. Así, un mayor orden de modulación implica una BER mayor pero también una mayor velocidad de Tx. Específicamente, la BER aumenta porque el receptor debe decidir por un símbolo que está en una constelación mayor, es decir cuenta con más regiones de decisión en la constelación QAM por lo que es más probable que se reciba un símbolo de manera incorrecta.

Por otro lado, también es posible identificar a través de la inclinación de las curvas obtenidas, que las BER se incrementa cuando el número de usuarios y el orden de modulación aumenta ya que el sistema pierde diversidad y se envía una mayor cantidad de símbolos correspondientes a los diferentes usuarios. Se dice que MIMO/MMSE sacrifica grados de diversidad para eliminar la interferencia. En función del orden de la modulación se puede identificar que NS-

QAM tiene un mejor desempeño en ciertos casos en términos de la E_b/N_0 . Esto implica que el sistema requiere de menos potencia para garantizar una BER dada.

También es importante notar que un valor alto de BER significa que el sistema comete una mayor cantidad de errores en la detección, es decir, que si una constelación de S-QAM genera una mayor cantidad de errores que una NS-QAM; el sistema de comunicaciones opera de una forma menos confiable. Con esto se puede probar que se puede incrementar la velocidad de transmisión de un sistema sin la necesidad de incrementar el ancho de banda, si no únicamente utilizando otros esquemas de modulación en este caso NS-QAM. Consecuentemente, NS-QAM da una mayor flexibilidad de operación al sistema.

4. Conclusiones Y Recomendaciones

4.1 Conclusiones

En la actualidad es posible identificar varios esquemas de modulación para comunicaciones inalámbricas. Uno de los de los más utilizados es el esquema QAM cuadrado. No obstante, existen versiones de QAM que permiten un mejor desempeño del canal de comunicación.

Se concluye que los esquemas de modulación NS-QAM son más complicados de implementar que los esquemas clásicos (esquemas cuadrados). Sin embargo, son una alternativa atractiva si se desea un sistema de comunicaciones con mayor flexibilidad.

MIMO al ser un esquema más robusto lo hace por naturaleza más complejo ya que la información de varios usuarios viaja de forma simultánea en un solo canal. Esto conlleva a la presencia de interferencia y la necesidad de usar técnicas de detección complejas en el receptor que garanticen una buena calidad y confiabilidad del sistema de comunicación.

Es importante indicar que para la detección en sistemas MIMO hay una gran variedad de algoritmos detectores. Sin embargo, los más comúnmente usados son los detectores lineales. En este trabajo se evidenció que estos detectores presentan baja complejidad y un buen desempeño. Dentro de los detectores lineales se tiene varios tipos, sin embargo, el detector MMSE se considera más óptimo ya que no descarta la potencia del ruido.

MIMO es una técnica garantiza mayor diversidad y velocidad de transmisión en un sistema de comunicaciones y que aprovecha fenómenos propios del canal para cumplir este objetivo. Con esta técnica es posible tener un mejor uso del espectro de radio y una mayor velocidad ya que la información viaja por un mismo canal en el mismo recurso de radio.

Al combinar MIMO y NS-QAM es posible obtener un sistema inalámbrico con mayor flexibilidad y confiabilidad en la recepción. Los resultados mostraron que MIMO/MMSE sacrifica grados de diversidad, es decir, sacrifica BER con el objetivo de eliminar la interferencia del sistema. Además, es posible utilizar diferente número de antenas de recepción en función de las características del sistema.

Finalmente, el hecho de que la BER aumente conforme se incrementa el orden de la modulación, no quiere decir que el sistema en cuestión tenga un mal rendimiento ya que como se puede observar en las gráficas presentadas por ejemplo al comparar 64-QAM con 128-QAM la BER es mayor en 128-QAM con valores de E_b/N_0 bajos, sin embargo, cuando la E_b/N_0 incrementa 128-QAM tiene una menor BER.

4.2 Recomendaciones

Para realizar la simulación de un sistema de comunicaciones se recomienda usar la herramienta Matlab ya que cuenta con funciones propias que ayudan con el desarrollo óptimo del código.

Para obtener simulaciones exitosas es necesario considerar que cantidad de errores se utiliza en las simulaciones de Monte Carlo en función de la E_b/N_0 y del tipo de modulación que se va a utilizar ya que de esto depende la rapidez y complicación correcta.

Al existir varios tipos de modulaciones NS-QAM (no solamente rectangulares y cruzadas). Se recomienda realizar trabajos que analicen la BER en función de E_b/N_0 de sistemas MIMO con otros tipos de constelaciones no cuadradas ya que estas se han vuelto de interés para mejorar el desempeño de sistemas de comunicación.

Finalmente, luego de evaluar los resultados obtenidos de las simulaciones se recomienda realizar trabajos que combinen las nuevas tendencias de técnicas

de comunicación en específico LS-MIMO conocido también como MIMO masivo con esquemas de modulación NS-QAM. No solamente con el orden demodulación tratado en el presente documento si no con esquemas de orden mayor como 512-QAM ya que estos pueden tener un mejor desempeño en escenarios de LS-MIMO. Ya que como se menciona con un valor alto de E_b/N_0 las modulaciones NS-QAM tienen una menor BER, es decir, en escenarios con modulaciones NS-QAM de orden alto los sistemas pueden ser más confiables que los actualmente utilizados con QAM cuadrado.

Referencias

- Valencia, E. d. (2018). Universidad Internacional de Valencia. Obtenido de Universidad Internacional de Valencia: <https://www.universidadviu.com/comunicacion-inalambrica-paises-desarrollo/>
- Shaoshi Yang; Lajos Hanzo. (2015). Fifty Years of MIMO Detection: The Road to Large-Scale MIMOs. IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol 17.
- Ali Farzamnia; Ngu War Hlaing; Muralindran Mariappan; Manas Kumar Haldar. (2018). BER Comparison of OFDM with M-QAM Modulation Scheme of AWGN and Rayleigh Fading Channels. 2018 9th IEEE Control and System Graduate Research Colloquium (ICSGRC),
- Siddharth Varughese; Varghese A. Thomas; Pierre Isautier; Jerrod Langston; Mohammad Alfiad. (2018). ENoB requirements for non-square 64-QAM. 2016 IEEE Photonics Conference (IPC).
- Lifang Li; D. Divsalar; S. Dolinar. (2005). Iterative demodulation, demapping, and decoding of coded non-square QAM. IEEE Transactions on Communications, vol 53, pp. 16-19.
- Carvajal H. (2018). Lecture 13: MIMO SYSTEMS AND THEIR DETECTION TECHNIQUES. Universidad de las Americas.H.R.
- Sadjadpour. (2004). Construction of non-square M-QAM sequences with low PMEPR for OFDM systems. IEE Proceedings - Communications, vol 51, pp. 20 - 24. 04/05/2019, De IEEE XPlore Base de datos.
- Roslina Mohamad; Ruzaimah Mahmud; Robi'atun Adayiah Awang. (2012). Prototype of Quadrature Amplitude Modulation (QAM) baseband modem

for a digital baseband signal processor. 2011 IEEE International RF & Microwave Conference.

Koralia N. Pappi; Athanasios S. Lioumpas; George K. Karagiannidis (2012). θ -QAM: A parametric quadrature amplitude modulation family and its performance in AWGN and fading channels. IEEE Transactions on Communications, vol 58, pp. 1014 – 1019.

Bernal. J. (2013). Ciclo PDCA (Planificar, hacer, verificar y círculo de Deming de mejora continua). Recuperado de: <https://www.pdcahome.com/5202/ciclo-pdca/>.

Cho, K., Yoon, D., Jeong, W., & Kavehrad, M. (2001). BER Analysis of Arbitrary Rectangular QAM. IEEE.

Horno, J. J. (2008). Redes de Área Local Inalámbricas: Diseño de la WLAN de Wheelers Lane Technology College. 79-86. UNIVERSIDAD DE SEVILLA.

Hua Yu, G. W. (2010). Symbol Error Probability of Cross QAM in Rayleigh Fading Channels. 14, 5, 375-376. IEEE COMMUNICATIONS LETTERS.

Jia, Z., Chien, H.-C., Zhang, J., Cai, Y., & Yu, J. (2015). Performance Comparison of Dual-Carrier 400G. 1-2. IEEE Photonics Technology Letters.

Karagiannidis, G. K. (2006). On the Symbol Error Probability of General Order Rectangular QAM in Nakagami-m Fading. 10, 11, 745. IEEE COMMUNICATIONS LETTERS.

Mora, H. R. (2008). Bit Error Rate and Spectral Efficiency Evaluation of MC-CDMA Cellular Systems Employing Multiuser Detection. 36-56. Campinas, Brazil: Universidad de Campinas.

Smith, J. (1975). Odd-Bit Quadrature Amplitude - Shift Keying. 385-389. IEEE Transactions on Communications.

- S. Panigrahi, T. Le-Ngoct. (2005). Fine-granularity loading schemes using adaptive Reed-Solomon coding for discrete multitone modulation systems, IEEE ICC.
- M. Zwingelstein-Colin, M. Gazalet, M.Gharbi. (2003). Non-iterative bitloading algorithm for ADSL-type DMT applications. IEEE.
- S. Abrar, I. Qureshi. (2006). Blind equalization of cross-QAM signals. IEEE Signal Process. (Smith, 1975)
- Barnett, T. Jain, S. Andra, U. Khurana, T. (2019). Cisco Visual Networking Index (VNI) Global and Americas/EMEAR Mobile Data Traffic Forecast, 2017–2022. Cisco Knowledge Network (CKN) Session.

Anexos

Anexo 1 – Código de MatLab

```
%INDEX BER MUDD em função do Eb/No

clc; clear all; close all;

%% Parâmetros de simulação
A = 2;           % Número de antenas
G = 1;           % Fator de espalhamento
Nu = 1;          % Número de usuários
M = [8 32 128]; % Ordem da modulação M-QAM
Eb_No_dB = 0:10; % SNR normalizada
erros = 300;
savefile = 'BER_fEbNo_MMSE_64QAM_G8_Nu7_F27.mat';

%% Simulação
BER_MMSE_Sim = zeros(1,length(Eb_No_dB));
for kkk = 1:length(M)
for kk = 1:length(Eb_No_dB)
    if Eb_No_dB(kk) >= 5
        erros = 200;
    end
    if Eb_No_dB(kk) >= 10
        erros = 100;
    end
    %i = 1;
    % BER Simulada

        BER_MMSE_Sim(kk) =
BERsim_MMSE_MCCDMA_Sincrono_ICC(A,G,Nu,M(kkk),Eb_No_dB(kk),erros);

    save(savefile);
end

%Figuras

if (kkk == 1)
figure(1)
semilogy(Eb_No_dB,BER_MMSE_Sim,'ro-
','MarkerSize',4,'MarkerFaceColor','k'); grid on; hold on;
xlabel('Eb/No [dB]');
ylabel('BER')
axis([0 max(Eb_No_dB) 1e-6 1])
elseif (kkk == 2)
figure(2)
semilogy(Eb_No_dB,BER_MMSE_Sim,'ro-
','MarkerSize',4,'MarkerFaceColor','k'); grid on; hold on;
xlabel('Eb/No [dB]');
ylabel('BER')
axis([0 max(Eb_No_dB) 1e-6 1])
elseif (kkk == 3)
figure(3)
semilogy(Eb_No_dB,BER_MMSE_Sim,'ro-
','MarkerSize',4,'MarkerFaceColor','k'); grid on; hold on;
```



```

xlabel('Eb/No [dB]');
ylabel('BER')
axis([0 max(Eb_No_dB) 1e-6 1])
elseif (kkk == 4)
figure(4)
semilogy(Eb_No_dB,BER_MMSE_Sim,'ro-
','MarkerSize',4,'MarkerFaceColor','k'); grid on; hold on;
xlabel('Eb/No [dB]');
ylabel('BER')
axis([0 max(Eb_No_dB) 1e-6 1])
end
end

%%Variável aleatória Beta

function [BER_MMSE_Sim] =
BERsim_MMSE_MCCDMA_Sincrono_ICC(A,G,Nu,M,Eb_No_dB,erros)

% % Parâmetros de entrada
% clc; clear all; close all;
%
% %% Parâmetros de simulação
% A = 4; % Número de antenas
% G = 1; % Fator de espalhamento
% Nu = 4; % Número de usuários
% M = 8; % Ordem da modulação M-QAM
% Eb_No_dB = 100; % SNR normalizada
% erros = 1000;

% Parâmetros do canal
Desv_pad_fading = 1/sqrt(2);
% Parâmetros calculados
Eb_No = 10^(Eb_No_dB/10);
Es_No = log2(M)*Eb_No;
Desv_pad_ruido = sqrt(1/(2*Es_No));
% E_media_const = (2/3)*(M - 1);
E_media_const = sum(abs(qammod(0:M-1,M,0,'gray')).^2)/M;
Bits_x_symbol = log2(M);

%% Simulação
conta_erros = 0; loops = 0;
while conta_erros <= erros
    %%Transmissor célula de interesse
    Bits_tx = round(rand(Nu,Bits_x_symbol));
    if M == 2
        Symbols_tx = 2*Bits_tx - 1;
        S_norm = Symbols_tx;
    else
        Symbols_tx =
QAM Mapper_MYGray(reshape(Bits_tx.',1,[]),M,'b').';
        S_norm = Symbols_tx./sqrt(E_media_const);
    end
    %%Canal
    C = 1/sqrt(G)*(2*round(rand(A*G,Nu)) - 1); %Sequências
aleatórias GxNu

```

```

    F = Desv_pad_fading*(randn(A*G,Nu) + li*randn(A*G,Nu));
%Desvanecimentos Rayleigh
    Hc = C.*F;
    r_Hc = Hc*S_norm;

    %%Canal AWGN
    N = Desv_pad_ruido*(randn(A*G,1) + li*randn(A*G,1));    %Ruído
AWGN
    r = r_Hc + N;

    %%MMSE (Optimum Combining)
    Hi = Hc(:,2:end);
    Rni = Hi*Hi' + (Desv_pad_ruido^2)*eye(A*G);
    W = Rni\Hc(:,1);
    r_MMSE = (W'*r)./sum(Hc(:,1).*conj(W),1).';

    %%Decisão
    if M == 2
        Bits_rx = sign(real(r_MMSE));
        Bits_rx(Bits_rx == -1) = 0;
    else
        Bits_rx = QAM_Demapper_MYGray(r_MMSE*sqrt(E_media_const),M);
    end

    %%Probabilidade de Erro de Bit
    conta_erros = conta_erros + sum(sum(Bits_tx(1,:) ~= Bits_rx(1,:)))
    loops = loops + 1;
end
BER_MMSE_Sim = conta_erros/(loops*Bits_x_symbol);

```

%Demodulador feito por causa da Gray errada do MATLAB

```

function [z] = QAM_Demapper_MYGray(r,M_QAM)

% clc; clear all; close all;
% %Parâmetros de entrada
% M_QAM = 64;          % Ordem da modulação M-QAM

%Parâmetros calculados
bits_x_symbol = log2(M_QAM);

%% Para Testes
% Nu = 5;          % Número de usuários
% G = 7;          % Fator de espalhamento
% bits = round(rand(Nu,bits_x_symbol));
% S = QAM_Mapper_MYGray(reshape(bits.',1,[]),M_QAM,'b').';
% r = S;
%%

%% Demodulação
z = de2bi(qamdemod(r,M_QAM,0,'gray'),bits_x_symbol,'left-msb');
%z = de2bi(qamdemod(r,M_QAM,'gray'),bits_x_symbol,'left-msb');
% if M_QAM == 8
%     z(:,2) = mod(z(:,2) + 1,2);

```

```

% elseif M_QAM == 32
%     z(:,3) = mod(z(:,3) + 1,2);
% elseif M_QAM == 128
%     z(:,4) = mod(z(:,4) + 1,2);
% end

%Modulador QAM por partição de conjuntos

function [symbol_mod] = QAM_Mapper_MYGray(symbols_in,M,format_in)

% clc; clear all; close all;
% M = 64;
% format_in = 'd';           % Formato dos elementos de entrada b =
binário, d = decimal
% symbols_in = [0 5 13];    % Símbolos de entrada em decimal ou
binário (pode ser um vetor de símbolos) Exemplos: [0 5 13] ou [0 0 0 0
0 1 0 1 1 1 0 1]
%                               % Para ambos os casos a saída é [-3.0000 +
3.0000i  -1.0000 + 3.0000i  3.0000 - 1.0000i]

if format_in == 'b'
    loops = length(symbols_in)/log2(M);
    symbols_in = bi2de(vec2mat(symbols_in,log2(M)), 'left-msb') .';
else
    loops = length(symbols_in);
end

symbol_mod = zeros(1,loops);
%if M == 8
    for kk = 1:loops
%         if symbols_in(kk) == 0
%             symbol_mod(kk) = -1 - 1i;
%         elseif symbols_in(kk) == 1
%             symbol_mod(kk) = -1 + 1i;
%         elseif symbols_in(kk) == 2
%             symbol_mod(kk) = +1 - 1i;
%         elseif symbols_in(kk) == 3
%             symbol_mod(kk) = +1 + 1i;
%         end
        symbol_mod(kk) = qammod(symbols_in(kk),M,0, 'gray');
    end
% elseif M == 32
%     for kk = 1:loops
% %         if symbols_in(kk) == 0
% %             symbol_mod(kk) = -3 - 3*1i;
% %         elseif symbols_in(kk) == 1
% %             symbol_mod(kk) = -3 - 1*1i;
% %         elseif symbols_in(kk) == 2
% %             symbol_mod(kk) = -3 + 3*1i;
% %         elseif symbols_in(kk) == 3
% %             symbol_mod(kk) = -3 + 1*1i;
% %         elseif symbols_in(kk) == 4
% %             symbol_mod(kk) = -1 - 3*1i;
% %         elseif symbols_in(kk) == 5
% %             symbol_mod(kk) = -1 - 1*1i;

```

```

% % elseif symbols_in(kk) == 6
% %     symbol_mod(kk) = -1 + 3*1i;
% % elseif symbols_in(kk) == 7
% %     symbol_mod(kk) = -1 + 1*1i;
% % elseif symbols_in(kk) == 8
% %     symbol_mod(kk) = +3 - 3*1i;
% % elseif symbols_in(kk) == 9
% %     symbol_mod(kk) = +3 - 1*1i;
% % elseif symbols_in(kk) == 10
% %     symbol_mod(kk) = +3 + 3*1i;
% % elseif symbols_in(kk) == 11
% %     symbol_mod(kk) = +3 + 1*1i;
% % elseif symbols_in(kk) == 12
% %     symbol_mod(kk) = +1 - 3*1i;
% % elseif symbols_in(kk) == 13
% %     symbol_mod(kk) = +1 - 1*1i;
% % elseif symbols_in(kk) == 14
% %     symbol_mod(kk) = +1 + 3*1i;
% % elseif symbols_in(kk) == 15
% %     symbol_mod(kk) = +1 + 1*1i;
% %     end
%     end
% elseif M == 128
%     for kk = 1:loops
%         bits = de2bi(symbols_in(kk), log2(M), 'left-msb');
%         symbol_Real = real(pammod(bi2de(bits(1:log2(M)/2), 'left-
msb'), sqrt(M), 0, 'gray'));
%         symbol_Imag = real(pammod(bi2de(bits(log2(M)/2+1:end), 'left-
msb'), sqrt(M), 0, 'gray'));
%         symbol_mod(kk) = symbol_Real + 1i*symbol_Imag;
%     end
% end

```

