



**UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA
SEDE QUITO
CARRERA DE TELECOMUNICACIONES**

**COMPARACIÓN DEL DESEMPEÑO DE MRT Y MRC EN SISTEMAS MIMO
MASIVO UTILIZANDO SIMULACIÓN EN MATLAB**

Trabajo de titulación previo a la obtención del
Título de Ingeniero en Telecomunicaciones

AUTOR: JOSUÉ SEBASTIÁN VÁSQUEZ PROAÑO
TUTORA: VERÓNICA EMMA SORIA MALDONADO

Quito-Ecuador
2025

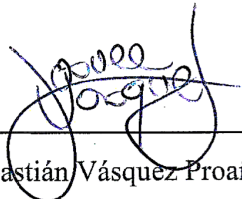
**CERTIFICADO DE RESPONSABILIDAD Y AUTORÍA DEL TRABAJO DE
TITULACIÓN**

Yo, Josué Sebastián Vásquez Proaño con documento de identificación N° 1725185514;
manifiesto que:

Soy el autor y responsable del presente trabajo; y, autorizo a que sin fines de
lucro la Universidad Politécnica Salesiana pueda usar, difundir, reproducir o publicar de
manera total o parcial el presente trabajo de titulación.

Quito, 21 de julio del año 2025

Atentamente,



Josué Sebastián Vásquez Proaño

1725185514

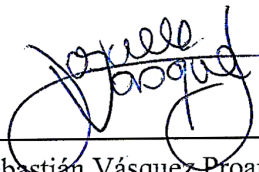
**CERTIFICADO DE CESIÓN DE DERECHOS DE AUTOR DEL TRABAJO
DE TITULACIÓN A LA UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA**

Yo, Josué Sebastián Vásquez Proaño con documento de identificación N° 1725185514, expreso mi voluntad y por medio del presente documento cedo a la Universidad Politécnica Salesiana la titularidad sobre los derechos patrimoniales en virtud de que soy autor del Artículo Académico: “Comparación del desempeño de MRT y MRC en sistemas MIMO masivo utilizando simulación en Matlab”, el cual ha sido desarrollado para optar por el título de: Ingeniero en Telecomunicaciones, en la Universidad Politécnica Salesiana, quedando la Universidad facultada para ejercer plenamente los derechos cedidos anteriormente.

En concordancia con lo manifestado, suscribo este documento en el momento que hago la entrega del trabajo final en formato digital a la Biblioteca de la Universidad Politécnica Salesiana.

Quito, 21 de julio del año 2025

Atentamente,



Josué Sebastián Vásquez Proaño

1725185514

CERTIFICADO DE DIRECCIÓN DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

Yo, Verónica Emma Soria Maldonado con documento de identificación N° 1715185961, docente de la Universidad Politécnica Salesiana, declaro que bajo mi tutoría fue desarrollado el trabajo de titulación: COMPARACIÓN DEL DESEMPEÑO DE MRT Y MRC EN SISTEMAS MIMO MASIVO UTILIZANDO SIMULACIÓN EN MATLAB, realizado por Josué Sebastián Vásquez Proaño con documento de identificación N° 1725185514 obteniendo como resultado final el trabajo de titulación bajo la opción proyecto técnico que cumple con todos los requisitos determinados por la Universidad Politécnica Salesiana.

Quito, 21 de julio del año 2025

Atentamente,



Ing. Verónica Emma Soria Maldonado MSc.

1715185961

DEDICATORIA

Me complace dedicar este logro y elevar un reconocimiento muy especial a mi familia, pilar inquebrantable de mi vida y mi refugio, cuya presencia y ejemplo, han sembrado en mí la certeza de que no existen límites cuando se trabaja con pasión y perseverancia.

A mi madre y a mis abuelos, su amor incondicional, su apoyo constante, su protección inquebrantable y han sido el cimiento de cada paso que he dado. Con un esfuerzo silencioso y consejos llenos de sabiduría, me infundieron la fuerza necesaria para perseguir este sueño académico y me transmitieron la certeza de que los valores se demuestran con hechos, no con palabras. La bendición de todo lo que he soñado se sustenta en su fe ciega en mí y en un amor que ha demostrado valer cada esfuerzo, incluso en los momentos más difíciles.

A Lázaro, faro de inspiración, supo inculcarme desde temprano la fascinación por la ingeniería, sus anécdotas sobre proyectos en campo, sus explicaciones cargadas de paciencia y su entusiasmo inagotable por los avances tecnológicos encendieron en mí la chispa que acabaría definiendo mi futuro profesional. Aunque la distancia nos separe, le deseo siempre lo mejor y abrigo la esperanza de, algún día, reflejar con mi trabajo la misma excelencia, integridad y pasión que él demuestra en el suyo.

A mis hermanos Gabriel y Elisa, quienes admiro, son la chispa que me impulsó a comenzar este viaje y la fuerza interior que me permitió superarlo. Son mis cómplices incansables y fuente permanente de alegría, gracias por recordarme que el camino resulta más ligero cuando se comparte.

A Alejandra, mi novia, mejor amiga y compañera en cada paso de esta etapa de mi vida, agradezco tu apoyo constante; tus palabras de ánimo y tu fe inquebrantable en mis capacidades iluminaron incluso los momentos más desafiantes. Contar contigo en este trayecto junto a nuestros angelitos Tigo, Rata y Nena ha sido un privilegio que atesoraré siempre. *“I’m far from good, it’s true, but still, I find you next to me”*.

A todos ustedes les dedico el fruto de este trabajo y agradezco a Dios el poder compartirlo en persona. Cada página lleva impresa su aliento, su cariño y la inspiración que me han regalado. Que este logro sea también un testimonio de que los sueños se alcanzan cuando se camina acompañado.

AGRADECIMIENTO

A mis profesores y mentores universitarios, quienes, con paciencia, rigor y una inagotable vocación por la enseñanza encendieron en mí el amor por mi carrera y me mostraron que detrás de cada ecuación resuelta y cada simulación exitosa late la posibilidad de transformar la realidad.

A mi tutora quién con su enseñanza, perseverancia, apoyo y paciencia, hizo posible que esta investigación llegue a su éxito, buscamos la forma de cumplir el objetivo, agradezco por su tiempo dedicado en cada una de mis dudas, conocí su calidad de humano muy amable, admirable y respetable.

Sus puertas abiertas y su confianza alimentaron mi deseo de ir siempre un paso más allá y de que no importa cuánto duela, hay que seguir luchando. Me siento tan orgulloso de ser parte de la comunidad de las Telecomunicaciones.

Para los amigos y compañeros que hice en este recorrido, esta experiencia de la universidad fue lo máximo, me divertí mucho, la voy a recordar con tanto amor y nostalgia, parecía este día ser lejano, pero ahora somos ingenieros. Gracias a ustedes logré ser mi mejor versión, ya no le temo al mundo, lo voy a conquistar y no me rendiré.

Para el ingeniero del futuro... Si algún día el peso de las responsabilidades amenaza con apagar tu entusiasmo, vuelve a este momento: al orgullo de tu graduación, a las noches de estudio que forjaron tu carácter y al sueño que aún late en tu pecho. Has lo que sea necesario, continúa aprendiendo, comparte tu conocimiento con generosidad y mantén la humildad que te ha traído hasta aquí porque amas la sensación de cuando rompes tus límites. Eres el resultado de incontables esfuerzos, y tu futuro seguirá escribiéndose con la misma determinación y esperanza que hoy te definen.

COMPARACIÓN DEL DESEMPEÑO DE MRT Y MRC EN SISTEMAS MIMO MASIVO UTILIZANDO SIMULACIÓN EN MATLAB

COMPARISON OF MRT AND MRC PERFORMANCE IN MASSIVE MIMO SYSTEMS USING MATLAB SIMULATION

Josué Sebastián Vásquez Proaño¹, Verónica Emma Soria Maldonado²

Resumen

Este trabajo realiza una evaluación comparativa del desempeño de dos configuraciones receptoras en sistemas MIMO masivos (m-MIMO): MRT+MRC y MRT+MMSE, simuladas en MATLAB bajo condiciones de canal Rayleigh y Rician. El estudio responde a la necesidad de optimizar enlaces descendentes en redes 5G NR, equilibrando la eficiencia espectral, la robustez ante el desvanecimiento y la complejidad computacional. Se analiza el impacto de estas técnicas en la tasa de error de bits (BER) y el tiempo de procesamiento, teniendo en cuenta distintos órdenes de modulación QAM.

La investigación se centra en un escenario SU-m-MIMO 64x4, con un flujo para MRC y dos para MMSE, utilizando modelos de canal estándar 3GPP. Los resultados muestran que MMSE mejora la eficiencia espectral mediante multiplexación espacial, pero incrementa el tiempo de procesamiento en un 40,55 % de media, en comparación con el 23,49 % de aumento de MRC. Además, se confirma que la modulación 16-QAM ofrece un equilibrio adecuado entre fiabilidad y eficiencia energética en ambos esquemas.

Este análisis aporta criterios objetivos para la selección de configuraciones en sistemas m-MIMO, lo que facilita la toma de decisiones adaptativas según las condiciones del canal y las restricciones del sistema, contribuyendo así a un diseño más eficiente y ajustado a aplicaciones prácticas.

Palabras clave: m-MIMO, MRT, MRC, MMSE, Rayleigh, Rician

Abstract

The present study addresses the comparison of two downlink SU-m-MIMO configurations, differentiated by their reception strategy: MRT+MRC with a single data stream and MRT+MMSE with two simultaneous streams. The study is justified by the need to understand the trade-off between robustness and spectral efficiency in massive MIMO systems, especially in fading channel environments. The main objective is to analyze the BER performance under different QAM modulations and channel conditions, evaluating the impact of inter-stream interference and noise sensitivity. For this purpose, MATLAB simulations have been performed modeling Rayleigh and Rician channels with spatial correlation and considering the effect of different equalization and precoding schemes. The results show that, although MMSE allows higher spectral efficiency through spatial multiplexing, its implementation significantly increases computational requirements, with an average increase of 40.55% in processing time compared to 23.49% for MRC. It is also confirmed that 16-QAM modulation provides an optimal balance between reliability and energy efficiency in both scenarios.

This analysis provides objective criteria for configuration selection in m-MIMO systems, which facilitates adaptive decision making according to channel conditions and system constraints.

Keywords: m-MIMO, MRT, MRC, MMSE, Rayleigh, Rician

¹ *Departamento de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones. Universidad Politécnica Salesiana Quito, Ecuador. Corresponding Author: jvasquezp3@est.ups.edu.ec

² Grupo de investigación GIETEC. Departamento de Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones. Universidad Politécnica Salesiana Quito, Ecuador. Corresponding Author: vsoria@ups.edu.ec

1. Introducción

El auge del tráfico de datos y la proliferación de dispositivos inalámbricos han impulsado el desarrollo de sistemas de comunicación más robustos y eficientes [1]. Según el informe de Ericsson (noviembre de 2024), el número de suscriptores móviles supera los 8700 millones, lo que refleja los desafíos del sector. La tecnología 5G, diseñada para altas tasas de transferencia y amplia cobertura, alcanzará los 2.300 millones de usuarios a finales de 2024, con un crecimiento proyectado del 80 % del tráfico móvil para 2030 [2].

La integración de sistemas m-MIMO (Múltiples Entradas Múltiples Salidas Masivas) en la arquitectura de redes 5G facilita la transmisión y recepción simultánea de múltiples flujos de datos, mejorando la capacidad de rechazo de interferencias y aprovechando la multiplexación espacial y algoritmos avanzados de formación de haces (beamforming) que permite concentrar energía en usuarios específicos, aumentando la eficiencia espectral y energética, y mitigando la interferencia en entornos densos [3]- [6]. Los sistemas m-MIMO ofrecen una amplia variedad de técnicas de procesamiento espacial que aprovechan los múltiples caminos de propagación entre las antenas transmisoras (N_t) y las receptoras (N_r). En particular, cuando se cuenta con información completa del estado del canal (CSI) [7], tanto en el transmisor como en el receptor, y no se aplica multiplexación, la técnica de Máxima Relación en Transmisión (MRT) [8] se destaca como un enfoque efectivo de conformación de haz en bucle cerrado, sincronizando y ponderando las señales transmitidas en función del valor propio máximo de la matriz de canal, optimizando así la relación señal-ruido (SNR) global bajo una normalización o restricción de potencia unitaria [8]-[10].

Por otro lado, la Combinación de Relación Máxima (MRC) [10] se aplica en el lado receptor, combinando las señales recibidas en cada antena ponderándolas de acuerdo con sus condiciones de canal [11]-[13]. En lugar de seleccionar solo la antena con la mejor señal, la MRC suma las contribuciones de todas las antenas ponderadas en función del canal, de manera que se logra una suma coherente de señales, lo que mejora la calidad del enlace [9]. Los estudios indican que la utilización de MRC en sistemas MIMO permite alcanzar un orden de diversidad completo, lo cual es crucial para reducir el BER en entornos de desvanecimiento Rayleigh [10].

Numerosos trabajos, como los de Marzetta [11], [12], han demostrado que MRT posibilita dirigir la energía de transmisión de manera focalizada, aumentando la eficiencia espectral y reduciendo la interferencia entre celdas, rasgos que resultan particularmente relevantes en el enlace descendente. En contraste, MRC suele ser más ventajosa en escenarios de baja SNR o donde el enlace ascendente se ve limitado por la potencia transmitida del dispositivo móvil, algo decisivo en entornos con alta interferencia y múltiples señales simultáneas [10]. En estos casos, la etapa de post-combinación de MRC aprovecha la suma coherente de los diversos trayectos de la señal, maximizando la relación señal-ruido y reforzando la robustez del sistema cuando la potencia de transmisión o la SNR son limitadas [11], [14].

En este artículo se realiza una evaluación comparativa entre dos configuraciones receptoras donde intervienen las técnicas MRT y MRC diferenciadas por su estrategia de procesamiento en la recepción de un sistema para un solo usuario (SU-m-MIMO) [7]- [16], es decir, sin presencia de interferencia multiusuario, considerando su impacto en la tasa de error de bit (BER) frente a la SNR bajo diferentes escenarios y configuraciones. Utilizando simulaciones en MATLAB con modelos de canal 3GPP NR [17], [18], se identifican y analizan las fortalezas, limitaciones y condiciones óptimas de aplicación de cada técnica en ambientes realistas, estableciendo directrices para su uso adaptativo en función de los requerimientos del sistema. El presente trabajo contribuye al diseño eficiente de redes inalámbricas de nueva generación, proporcionando criterios objetivos para la selección entre un sistema que combine MRT y MRC con relación a otra configuración, relevantes en contextos donde la eficiencia espectral, la robustez ante interferencias y la limitación de potencia son factores críticos. El documento está estructurado en 4 secciones: la segunda describe el modelo del sistema y la metodología de los algoritmos implementados en MATLAB, la tercera presenta y discute los resultados experimentales, y la cuarta expone las conclusiones y recomendaciones derivadas de este análisis.

2. Materiales y Métodos

2.1. Descripción general

El modelo de simulación implementado en MATLAB, desarrollado para este estudio, reproduce el comportamiento de un sistema m-MIMO descendente, considerando tanto los aspectos físicos y estadísticos del canal de propagación como las arquitecturas avanzadas de enlace en ambos escenarios a comparar (Figuras 1 y 2).

Se emplean bloques funcionales comunes como: la generación de símbolos mediante una secuencia binaria pseudoaleatoria (PRBS), precodificación basada en MRT, y modulación en el transmisor mediante esquemas M-QAM (Quadrature Amplitude Modulation) [6].

Esta comparación evalúa el compromiso entre ganancia por diversidad y eficiencia espectral dentro de un mismo entorno físico de transmisión masiva MIMO (64×4), bajo condiciones de canales de desvanecimiento Rician o Rayleigh [3], [16], [19], lo que resulta fundamental para caracterizar el desempeño de sistemas reales en los que es necesario adaptar dinámicamente el número de flujos transmitidos, en función de las condiciones del canal y los requisitos de calidad de servicio (QoS), tal como lo plantean los estándares de 5G NR.

La principal diferencia entre los dos escenarios a comparar reside en el procesamiento del receptor: MRC maximiza la SNR del flujo único sumando coherentemente las ramas recibidas, mientras más antenas tenga R_x mejor es el rendimiento de MRC, por otro lado, MMSE opera a nivel vectorial/matriz, mitigando tanto interferencia como ruido para permitir la recuperación de múltiples streams con eficiencia cercana al límite teórico. Esta comparación permite evaluar el impacto de la arquitectura receptora en el desempeño global del sistema m-MIMO, tanto en condiciones ideales como en escenarios con tráfico de datos reales.

La demodulación se realiza por HD (Hard Decision) sobre la cuadrícula QAM ya escalada [3]; posteriormente se re-mapean los símbolos a bits mediante la inversa del patrón Gray para contabilizar el BER.

2.1.1 Escenario SU-m-MIMO MRT+MRC

El escenario que se muestra en la figura 1 transmite un solo flujo de datos o stream ($N_s = 1$), permitiendo analizar la eficiencia máxima alcanzable cuando ambos algoritmos actúan en su régimen óptimo donde cada antena del transmisor envía cada símbolo de forma individual, lo que da lugar a un vector complejo de precodificación W_{MRT} de dimensión $N_t \times 1$.

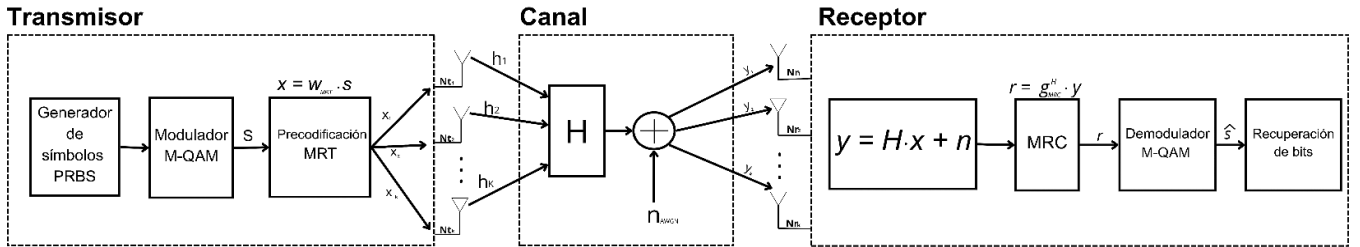


Figura 1. Diagrama de bloques del enlace SU-m-MIMO con precodificación MRT y combinación MRC, conforme a la arquitectura 3GPP NR/5G.

Este caso establece una referencia teórica de rendimiento para sistemas sin interferencia interusuario, y su equivalencia a un canal SISO efectivo tras el procesamiento lineal ha sido analizada y verificada por fundamentos clásicos [7], [15],[16].

2.1.2 Escenario SU-m-MIMO MRT+MMSE

El escenario que se muestra en la figura 2 implementa dos flujos de datos independientes ($N_s = 2$), representando así un sistema multi-stream [6]- [8], donde el receptor debe separar y recuperar múltiples

streams transmitidos simultáneamente [17], [18], lo que implica el mapeo de bits a un vector de flujo de datos N_s , seguido de una precodificación utilizando una matriz \overline{W}_{MRT} de tamaño $N_t \times N_s$, en lugar de un solo vector w , donde cada flujo se transmite a través de multiplexación espacial.

Este diseño permite estudiar el efecto de la interferencia entre streams y la eficacia de algoritmos lineales de detección para enlaces densos.

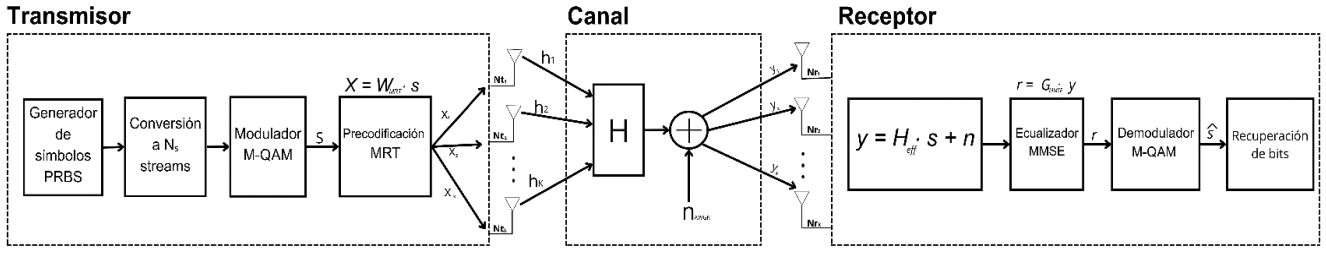


Figura 1. Diagrama de bloques del enlace SU-m-MIMO con precodificación MRT y ecualización MMSE, conforme a las especificaciones 3GPP NR/5G.

2.2 Modelado del Canal

En esta sección se determina la CSI donde se describe las propiedades instantáneas o estadísticas con las que una señal se propaga entre transmisor y receptor, permitiendo adaptar la transmisión para alcanzar mayor fiabilidad y tasas altas en sistemas m-MIMO.

2.2.1 Modelo Kronecker-Toeplitz

La respuesta del canal m-MIMO se modela, para entornos de espacio reducido o con dispersión limitada, como una matriz compleja $H \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$ cuyos elementos no necesariamente son independientes ni idénticamente distribuidos debido a efectos de correlación espacial entre antenas y atenuación global por path loss [20]. Un modelo ampliamente aceptado, denominado Modelo de Kronecker generalizado [21] se describe en la ecuación (1):

$$\bar{H} = \sqrt{\beta} R_r^{1/2} H_{iid} R_t^{1/2} \quad (1)$$

Donde $H_{iid} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$ representa una matriz cuyos coeficientes son variables aleatorias gaussianas circulares complejas independientes, idénticamente distribuidas, cada una con $\mathcal{CN}(0,1)$ [8].

R_t y R_r son las matrices hermiticas de correlación espacial en transmisión y recepción, respectivamente. El coeficiente global de pérdidas por trayecto (β) descrita en la ecuación (2) modela la atenuación media del enlace dependiente de la distancia, frecuencia portadora y entorno según 3GPP TR 38.901; su efecto es homogéneo en todos los elementos del canal, donde.

$$\beta = 10^{-\frac{PL(dB)}{10}}, \quad (0 < \beta < 1) \quad (2)$$

Siendo PL (dB) la atenuación macroscópica en decibelios (path loss).

La correlación espacial surge cuando la distancia entre antenas es pequeña respecto a la longitud de onda, o en ambientes con dispersión angular limitada [20]. En la práctica y para muchas configuraciones de antenas uniformemente espaciadas, la correlación entre elementos se aproxima mediante la construcción de una matriz de Toeplitz [21], expresada en la ecuación (3), cuyas entradas decrecen exponencialmente según la separación entre antenas y capturan la variabilidad rápida debida a la multi-trayectoria:

$$[R_t]_{i,j} = \rho_t^{|i-j|}, [R_r]_{i,j} = \rho_r^{|i-j|} \quad (3)$$

Donde $0 \leq \rho_t \wedge \rho_r < 1$ son coeficientes de correlación espacial. Valores cercanos a 0 representan antenas no correlacionadas, mientras que valores próximos a 1 indican alta correlación y pérdida de diversidad espacial.

Por ser Toeplitz, basta un solo vector para definir cada matriz como en la ecuación (4):

$$R_{t|r} = \text{Toeplitz} \left(1, \rho_{t|r}, \rho_{t|r}^2, \dots, \rho_{t|r}^{N_{t|r}-1} \right) \quad (4)$$

2.2.2 Modelos de canales de desvanecimiento con correlación

En un enlace inalámbrico, la fiabilidad del canal de transmisión está determinada principalmente por dos fenómenos: el ruido y el desvanecimiento. El ruido se modela habitualmente como Ruido Blanco Gaussiano Aditivo (AWGN) [16] y es representado como n_{AWGN} al proceso que añade perturbaciones gaussianas a la señal y presenta un espectro uniforme en la banda considerada. Por su parte, el desvanecimiento describe las variaciones rápidas de amplitud, fase o retardo debidas a la llegada al receptor de múltiples copias de la señal transmitida en instantes ligeramente distintos; esta interferencia entre trayectos produce el llamado

desvanecimiento por trayectos múltiples y genera fluctuaciones adicionales que degradan la calidad de la comunicación [3]- [6].

1) Canal de desvanecimiento Rician: En entornos donde existe una componente de línea de visión (LOS), el canal se describe mediante una mezcla de una componente determinista (LOS) y una componente aleatoria (NLOS) tal como se refleja en la ecuación (5). La relación Rician K [7], define la proporción entre estas dos influencias y se modela de la siguiente forma normalizada:

$$H = \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} H_{LOS} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} H_{NLOS} \right) \quad (5)$$

Donde H representa la matriz compleja de ganancia del canal de dimensión $M \times N$, cuyos elementos h_{mn} son supuestamente variables aleatorias gaussianas independientes y uniformemente distribuidas con media cero y dispersión uniforme, de modo que la suma ponderada de los componentes LOS y NLOS da como resultado un canal normalizado, de modo que la suma de las potencias LOS y NLOS sea siempre igual a 1, independientemente del valor de K [3], [19].

El factor de Rician K expresado en la ecuación (6) se define como la relación entre la intensidad de la señal del componente dominante y la potencia dispersa (valor medio local). Para $k \gg 1$, la distribución de Rician puede describirse aproximadamente mediante la distribución de Gauss:

$$K = \frac{\frac{C^2}{2}}{\sigma^2} = \frac{P_d}{P_s} \quad (6)$$

Donde C es la amplitud del componente de línea de vista (LOS), μ es la media, σ^2 es la varianza o potencia promedio de las componentes multitrayecto en fase (I) y cuadratura (Q), P_d es la potencia directa y P_s es la potencia dispersa [25]. H_{LOS} es la componente LOS o una matriz de unos (fase 0 y módulo 1) del mismo tamaño que \bar{H} , H_{NLOS} la componente aleatoria donde cada elemento de la matriz se expresa como la ecuación (7):

$$\begin{aligned} [H_{NLOS}]_{i,j} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (X_{i,j} + jY_{i,j}) \\ \text{con } i &= 1, \dots, N_r \\ \wedge j &= 1, \dots, N_t \end{aligned} \quad (7)$$

Donde $X_{i,j}, Y_{i,j} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ son variables aleatorias independientes, cada una distribuida según una ley normal estándar y el factor $\frac{1}{\sqrt{2}}$ asegura que cada parte (real e imaginaria) tenga varianza $\frac{1}{2}$, generando un ruido complejo gaussiano normalizado. Tomando en cuenta la ecuación (7), la componente dominante LOS se mantiene como la parte determinista, en cambio, se reemplaza la componente aleatoria NLOS de la ecuación (5) en la ecuación (1). Por lo tanto:

$$[H_{NLOS}]_{i,j} = H_{iid} \quad (7)$$

Donde H_{iid} es un canal independiente e idénticamente distribuido (iid) [24], obteniendo como resultado la ecuación (8) o el canal Rician correlacionado:

$$\bar{H} = \sqrt{\beta} \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} H_{LOS} + \sqrt{\frac{1}{K+1}} R_r^{1/2} H_{NLOS} R_t^{1/2} \right) \quad (8)$$

Según 3GPP TR 38.901 se establece un factor $K=10$ (en unidades lineales, equivalente a 10 dB) para la creación de un escenario con fuerte componente LOS, típico en ambientes donde la estación base y el usuario tienen buena visibilidad, como ambientes exteriores despejados [15].

2) Canal de desvanecimiento Rayleigh: Es el caso estándar de referencia en la literatura para evaluar el desempeño de sistemas inalámbricos bajo condiciones severas de desvanecimiento. Representa un entorno completamente N_{LOS} , típico en ambientes urbanos densos donde la señal es totalmente dominada por múltiples trayectorias reflejadas y dispersas ampliamente [9]. El canal se modela con distribuciones complejas gaussianas con media cero [20], [22], [25]. De acuerdo con las ecuaciones 4 y 6, La distribución de Rayleigh es un tipo de distribución de Rician para $k = 0$, obteniendo como resultado la ecuación (8) correlacionada para el desvanecimiento rápido con magnitud y fase uniforme:

$$\begin{aligned} \bar{H} &= \left(\sqrt{\beta} R_r^{1/2} H_{NLOS} R_t^{1/2} \right) + n_{AWGN} \\ \text{con } Y_{i,j} &\sim \mathcal{CN}(0,1) \end{aligned} \quad (8)$$

La varianza total de cada elemento tras la correlación sigue normalizada gracias a la estructura Toeplitz [16].

2.3 Precodificación de Máxima Relación de Transmisión (MRT)

MRT utiliza información del CSI para alinear las fases y amplitudes de las señales en las diferentes antenas, maximizando la potencia en la dirección deseada y favoreciendo la transmisión dirigida (downlink) [7], [22], [24]. Este alineamiento permite que las señales se sumen constructivamente en el receptor, maximizando la SNR en la ubicación del usuario especificado.

Si se conoce completamente la matriz del canal (CSI perfecto) se sabe que la precodificación por descomposición en valores singulares (SVD) [15], [23] alcanza la capacidad del canal m-MIMO. En este enfoque, la matriz del canal se diagonaliza tomando una SVD y eliminando las dos matrices unitarias mediante premultiplicación y posmultiplicación en T_x y R_x , respectivamente [10]. De esta manera, se puede transmitir un flujo de datos por valor singular sin generar interferencia alguna.

La descomposición en SVD factoriza cualquier matriz real o compleja H como en la ecuación (9):

$$\bar{H} = U \cdot \Sigma \cdot V^\dagger \quad (9)$$

Donde $\bar{H} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$ representa la matriz de canal. La matriz unitaria contiene los vectores singulares izquierdos ortonormales:

$$U = [u_1, \dots, u_t] \mathbb{C}^{N_t \times r} \quad (10)$$

La matriz que contiene vectores singulares derechos ortonormales es:

$$V = [v_1, \dots, v_t] \mathbb{C}^{N_t \times r} \quad (11)$$

La diagonal con valores singulares no negativos es:

$$\Sigma = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_r) \quad (12)$$

$$\text{tal que, } \sigma_1 \geq \dots \geq \sigma_r > 0$$

$r = \text{rank}(H)$ es el rango de la matriz H . En MRT, la señal se precodifica mediante:

$$x = W_{MRT} \cdot s \quad (13)$$

Donde s es el símbolo por transmitir y W_{MRT} depende del número de streams N_s a transmitir.

La señal recibida tras precodificación y transmisión por el canal de desvanecimiento y ruido se expresa como:

$$y = \bar{H} \cdot x + n_{AWGN} \quad (14)$$

$$\text{tal que, } n_{AWGN} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_n^2 I_{N_r})$$

2.3.1 Señal transmitida para un usuario ($N_s = 1$)

Cuanto mayor sea la ganancia observada en una ruta de propagación específica entre una estación base determinada y un usuario específico, mayor será la energía asignada a la señal transmitida a través de esa ruta. [14], [22]. Esta estrategia garantiza una alta eficacia en entornos ruidosos, y la matriz de codificación inicial tiene la menor complejidad computacional, centrándose en la codificación inicial para dirigir la señal de transmisión al usuario deseado. [22].

El vector de precodificación, en este caso es la primera columna de V (normalizada) definido como w_{MRT} , es decir, el vector singular derecho principal, orientado en la dirección de máxima ganancia del canal se expresa en la ecuación (15):

$$w_{MRT} = \frac{v_1}{\|v_1\|} \sqrt{N_t} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1} \quad (15)$$

Donde $\|v_1\|$ es la norma euclidiana y junto a $\sqrt{N_t}$ es la normalización de la potencia total bajo criterios del sistema y por número total de antenas en el transmisor. El vector v_1 representa el vector de canal entre la estación base y el usuario, es decir, el vector singular derecho principal, orientado en la dirección de máxima ganancia del canal.

2.3.2 Señal multi-stream ($N_s > 1$)

En escenarios con múltiples flujos de datos, la alineación del haz es fundamental para evitar interferencias inter-stream [26], por lo tanto, la precodificación MRT selecciona los N_s vectores propios derechos dominantes o las primeras columnas de la ecuación (11). Así, la matriz de precodificación se expresa en la ecuación (16):

$$V_s = [v_1, v_2, \dots, v_{N_s}] \in \mathbb{C}^{N_t \times N_s} \quad (16)$$

Donde v_k es la columna k de $V(N_t \times 1)$ o el vector de peso de cada stream (MRT), asociada al valor singular de σ_k .

$$w_k = \frac{v_k}{\|v_k\|} \in \mathbb{C}^{1 \times N_s}, \forall k = 1, \dots, N_s \quad (17)$$

Cada vector columna de W_{MRT} se normaliza para asegurar potencia unitaria por stream, obteniendo la matriz de precodificación MRT normalizada [7], [8] la cual se expresa en la ecuación (18):

$$W_{MRT} = \frac{1}{\sqrt{N_t}} [w_1, w_2, \dots, w_{N_s}] \in \mathbb{C}^{N_t \times N_s} \quad (18)$$

Donde El factor $\frac{1}{\sqrt{N_t}}$ garantiza la misma potencia media, ya que la potencia total P_T es proporcional al cuadrado del módulo y se divide entre N_t .

La potencia total transmitida desde la antena i es la suma del cuadrado del módulo de cada elemento de la fila i de $\overline{W_{MRT}}$ que en notación matricial se expresa como la ecuación (19):

$$\text{diag}(W_{MRT} W_{MRT}^\dagger) = \frac{P_T}{N_t} \cdot \mathbb{1}_{N_t} \in \mathbb{C}^{N_t \times 1} \quad (19)$$

Donde $\text{diag}(\cdot)$ devuelve el vector de potencias por antena y $\mathbb{1}_{N_t}$ es el vector de unos.

Esto significa que cada antena transmite, en promedio, la misma potencia $\frac{P_T}{N_t}$ y el total sumado en todas las antenas sigue siendo P_T , lo que ayuda a evitar saturar amplificadores de potencia de antena.

Por último, el canal efectivo (H_{eff}) es aquel que el receptor detecta una vez que los datos se mezclan usando W_{MRT} , el canal físico de desvanecimiento \overline{H} transforma esos streams precodificados en la señal recibida cuyo resultado es una matriz de tamaño $N_r \times N_s$ donde cada stream se propaga como una combinación lineal a través del canal físico:

$$H_{eff} = \overline{H} W_{MRT} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s} \quad (20)$$

Sustituyendo (8) y (15) en (19) se obtiene la ecuación (21):

$$H_{eff} = \frac{1}{\sqrt{N_t}} U \cdot \Sigma [e_1, \dots, e_{N_s}] \quad (21)$$

Donde e_k es el vector canónico que selecciona el valor singular σ_k y extrae la k -ésima columna de Σ , obteniendo la ecuación (22):

$$H_{eff} = \frac{1}{\sqrt{N_t}} U \cdot \text{diag}[\sigma_1, \dots, \sigma_{N_s}] \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s} \quad (22)$$

Donde las columnas de H_{eff} son ortogonales entre sí porque proceden de columnas ortogonales de U y, crucialmente, diferentes streams están alineados con diferentes columnas ortogonales. Cada columna está escalada por el valor singular correspondiente σ_k y por el factor $\frac{1}{\sqrt{N_t}}$, de acuerdo con la suma de potencias del símbolo s_k en la entrada del canal efectivo:

$$\|H_{eff}(:, k)\|^2 = \frac{1}{N_t} \sum_{k=1}^{N_s} \sigma_k^2 \quad (23)$$

Se demuestra que la normalización $\frac{1}{\sqrt{N_t}}$ reparte la potencia total entre las N_t antenas, sin alterar la relación entre streams.

Como la matriz $H_{eff}^\dagger H_{eff}$ es estrictamente diagonal y cada elemento diagonal es el valor singular cuadrado correspondiente, dividido entre el número de antenas transmisoras, entonces, la interferencia lineal entre los streams desaparece en el dominio de la matriz (antes del ruido).

$$H_{eff}^\dagger H_{eff} = \frac{1}{N_t} \text{diag}[\sigma_1^2, \dots, \sigma_{N_s}^2] \quad (24)$$

$$\text{donde } [H_{eff}^\dagger H_{eff}]_{i,j} = 0, \forall i \neq j$$

2.4 Ecuador de Mínimo Error Cuadrático Medio (MMSE)

En sistemas m-MIMO multi-stream, el receptor ve un canal casi diagonalizado, lo que reduce la interferencia entre streams y facilita la labor del ecualizador MMSE [11], [18].

Sustituyendo (13) y (20) en (14) se obtiene la ecuación (25):

$$y = H_{eff} \cdot s + n_{AWGN}, H_{eff} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_s} \quad (25) \\ \text{tal que, } s \sim \mathcal{CN}(0,1)$$

Entre los diferentes detectores lineales que usa el receptor para recuperar el vector de símbolos s a partir de la observación ruidosa es MMSE, sea $G \in$

$\mathbb{C}^{N_s \times N_r}$ un operador lineal que minimiza la varianza del error cuadrático medio \mathcal{E} , tal que $\mathcal{E} = \mathbb{E}\{\|Gy - s\|^2\}$ bajo la hipótesis de ruido gaussiano y símbolos independientes de potencia P_T normalizada y constante de valor igual a 1 ($\sigma_n^2 = N_0$).

Su estructura se deriva directamente de la teoría de estimación lineal de Wiener y, al ser óptimo en sentido MMSE, se convierte en una referencia obligada para receptores de MIMO modernos [5], [15], [19].

Con MRT+SVD, las columnas de H_{eff} son ortogonales, pero no necesariamente unitarias. MMSE re-escala cada flujo para igualar la contribución del ruido en la decisión.

Minimizando \mathcal{E} y aplicando cálculo matricial (gradiente nulo) [23] se obtiene la ecuación (26):

$$G_{MMSE} = (H_{eff}H_{eff}^\dagger + N_0I_{N_s})^{-1}H_{eff}^\dagger \quad (26)$$

El filtro lineal produce N_s señales separadas, cada una igualada en ganancia y fase y con interferencia residual minimizada:

$$r = G_{MMSE} \cdot y \quad (27)$$

Donde cada componente r_k pasa a un demodulador QAM de la orden M correspondiente.

2.5 Combinador de Máxima Relación Señal-Ruido (MRC)

Consiste en ponderar cada rama con el complejo conjugado del canal y normalizar, logrando que todas las copias recibidas del símbolo lleguen en fase y se sumen coherentemente [9], [10], [24].

Se reemplaza las ecuaciones (15) y (13) en (14) para obtener la ecuación (28) que muestra la señal que llega a las N_r antenas receptoras:

$$y = HW_{MRTS} + n_{AWGN} \quad (28)$$

A continuación, se diseña el vector de combinación $g \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$ para que la SNR a la salida del combiner sea máxima y se implementa seleccionando el vector singular izquierdo principal del canal (SVD de H), conjugándolo y normalizando [19] se obtiene la ecuación (29):

$$g_{MRC} = \frac{conj(u_1)}{\|u_1\|} \quad (29)$$

Donde u_1 es la primera columna de U en SVD de H o el canal efectivo para el usuario, lo que garantiza que la

señal se combine constructivamente, alineando fases e igualando las contribuciones de todas las antenas receptoras [26] Esto permite maximizar la relación señal a ruido (SNR) en presencia de ruido aditivo.

El receptor aplica una combinación lineal a las ramas de recepción usando la ecuación (27) y la transpuesta de (28), lo que resulta en la hermítica del vector g_{MRC} obteniendo la ecuación (30):

$$r = g_{MRC}^\dagger y \quad (30)$$

$$\rightarrow r = g_{MRC}^\dagger (HW_{MRTS} + n_{AWGN})$$

$$\rightarrow r = (g_{MRC}^\dagger HW_{MRTS})s + g_{MRC}^\dagger n_{AWGN}$$

Por lo tanto, se genera la ecuación (31):

$$r = G_{eff}s + g_{MRC}^\dagger n_{AWGN} \quad (31)$$

Donde G_{eff} es la ganancia compuesta de todo el sistema después de precodificación y combinación, un número complejo (escalar), que representa la máxima ganancia del sistema resultado de alinear la transmisión y recepción con la mejor dirección conjunta del canal. Para recuperar la escala original del símbolo como se muestra en la ecuación (32), se divide la señal combinada por la ganancia total:

$$r_{norm} = \frac{r}{G_{eff}} \quad (32)$$

Matemáticamente, el resultado tras MRC y normalización se muestra en la ecuación (33), equivalente a un canal escalar con ganancia compuesta del enlace:

$$r = s + \frac{g_{MRC}^\dagger n_{AWGN}}{G_{eff}} \quad (33)$$

La señal útil queda reforzada, el ruido combinado sigue gaussiano, por lo tanto, la salida post-combinador se comporta como un canal SISO (Una Entrada Una Salida)

2.7 Descripción del esquema simulado

Los parámetros globales y las condiciones comunes de ambos escenarios se sintetizan en la Tabla 1, mientras que la Tabla 2 resume y contrasta dos configuraciones representativas de m-MIMO en 5G NR e ilustra cómo el incremento de streams también aumenta la dimensionalidad del problema, lo que exige técnicas de

detección más avanzadas y redistribuye los recursos de potencia.

Para cada simulación, se generan bits aleatorios para cada stream, que luego se modulan en símbolos QAM con potencia unitaria promedio para asegurar consistencia, según las especificaciones 3GPP TR 36.873 para LTE-A [27] y TR 38.901/38.104/ 38.211 para 5G NR se recurre al uso de las modulaciones 16, 64 y 256 QAM porque cubren un rango amplio de eficiencias espectrales que permite analizar cómo se degrada la ganancia de diversidad / beamforming al aumentar la densidad de bits [4].

Tabla 1. Propiedades generales de los dos escenarios del sistema SU-m-MIMO

Categoría	Símbolo/Variable	Valor del Parámetro
Número de antenas transmisoras	N_t	64
Número de antenas receptoras	N_r	4
Modulación QAM	M	[16, 64, 256]
Símbolos por stream	N_{sym}	2×10^6 bits
Repeticiones de canal (promedio)	N_{sim}	10
Rango de SNR	E_b/N_0	0:0.5:45 [dB]
Potencia media de símbolo	E_s	1
Atenuación de trayecto	PL	15[dB]
Correlación espacial Tx/Rx	ρ_{TX}/ρ_{RX}	0.5
Modelo de canal	depende de K	Rician ($K = 10$) Rayleigh ($K = 0$) Activada
Normalización por antena	$1/N_t$	

La correlación se describe con matrices completas [16], pero para un modelo exponencial simplificado basta elegir un ρ_{TX-RX} único por extremo y mantener la idea general del entorno, en la simulación se tiene como referencia los siguientes intervalos para un caso medio realista urbano macro [21]:

- Estación base (T_x) posee 64 antenas en arreglo ULA (Uniform Linear Array) / UPA (Uniform Planar Array) Macro-cell (elevación pequeña, aperturas angulares estrechas):

$$0.3 \leq \rho_{tx} \leq 0.5$$

Lo que representa un λ entre 0,45 y 0,5 en el plano horizontal (azimut).

- Usuario (R_x) con 2 a 4 antenas en smartphone/Tablet con Antenas en bisel a 0.3 λ entre antenas:

$$0.4 \leq \rho_{rx} \leq 0.6$$

El valor de 15 dB de atenuación en amplitud (path loss) (30 dB en potencia) equivalen a un enlace macro urbano promedio después de considerar la ganancia parcial de un arreglo masivo y márgenes prácticos [11], [12].

Para cada valor de $\frac{E_b}{N_0}$ se calcula la varianza del ruido N_0 con el fin de ajustar adecuadamente la simulación, balanceando el realismo físico y la eficiencia numérica. Este procedimiento garantiza que todas las modulaciones evaluadas sean significativas dentro del rango de SNR analizado y utilicen una referencia común de pérdida, permitiendo así aislar el efecto del desvanecimiento en el rendimiento.

El rango de $\frac{E_b}{N_0}$ abarca desde condiciones difíciles de enlace (0 dB, donde la señal apenas es discernible frente al ruido) hasta escenarios muy favorables (hasta 45 dB, con niveles de ruido muy bajos), cubriendo un espectro amplio de operación práctica y teórica.

Tabla 2. Propiedades específicas de cada escenario del sistema SU-m-MIMO.

Categoría	Parámetros del Escenario 1	Parámetros del Escenario 2
Número de streams	$N_s = 1$	$N_s = 2$
Precodificador MRT (SVD)	Vector ($64 \times 164 \times 1$)	Matriz ($64 \times 264 \times 2$)
Modelo R_x	Combinador MRC ($4 \times 14 \times 1$)	Ecuador MMSE ($2 \times 42 \times 4$)
Variable de salida para BER	Vector r de longitud N_{sym}	Matriz $R \in \mathbb{C}^{2 \times N_{sym}}$
Interpretación de canal	Enlace SISO equivalente	Enlace MIMO $2 \times 42 \times 4$ posterior a MMSE

Ambos escenarios comparten el mismo número de antenas [64×4], pero la distribución de la potencia y los bits trasladados varía, evidenciando las diferencias operativas en la asignación de recursos entre un flujo único y múltiples flujos, lo que tiene implicaciones significativas en el rendimiento del sistema en términos de eficiencia espectral y robustez en condiciones de desvanecimiento.

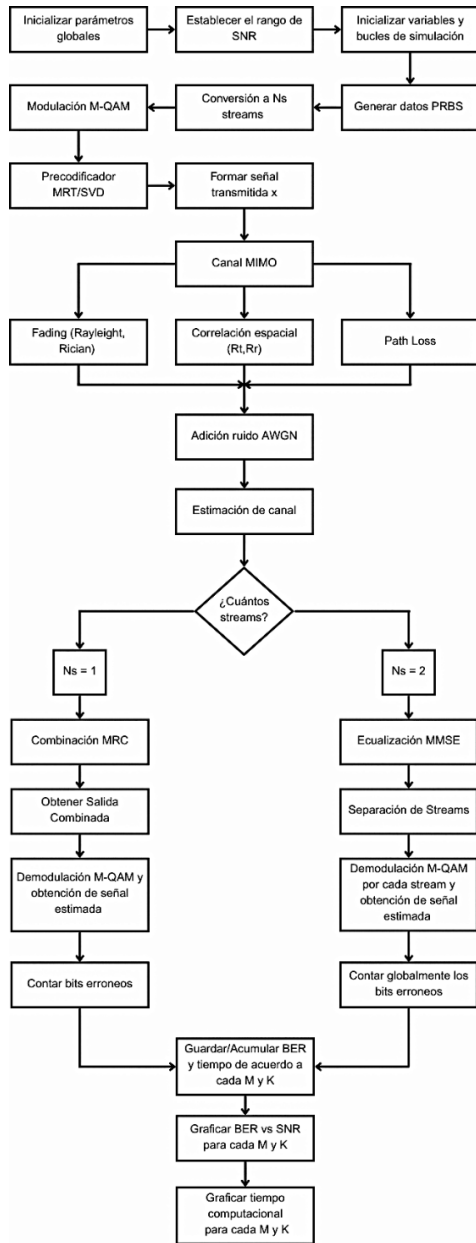


Figura 3. Diagrama de Flujo del proceso de simulación en MATLAB con Precisión Estocástica para 5G NR

El flujo completo de procesamiento, conforme a lo mostrado en las Figuras 1 y 2, se organiza siguiendo el diagrama de flujo presentado en la Figura 3, el cual

describe detalladamente los pasos pertinentes, comenzando por la introducción de los parámetros relativos al número de antenas de T_x y de R_x , la SNR estimada y el índice de modulación QAM utilizado.

Esta metodología estocástica permite incorporar variaciones en las condiciones del canal, representando fielmente los efectos del desvanecimiento y la interferencia. El proceso culmina en la evaluación de métricas de rendimiento, como el BER en función de la SNR, lo que facilita la comparación entre diferentes configuraciones de red y estrategias de precodificación.

En cada simulación, cada stream detectado se demodula y sus bits se comparan uno a uno con los originalmente transmitidos para contabilizar los errores y calcular el BER. Para garantizar la estabilidad estadística de los resultados, se promedian los valores de BER obtenidos en estas simulaciones antes de proceder a la generación de las gráficas.

3. Resultados y Discusión

Se llevan a cabo 10 simulaciones independientes para cada valor de $\frac{E_b}{N_0}$, considerando todas las configuraciones de modulación y ambos tipos de desvanecimiento.

Las Figuras 4 y 5 presentan las curvas de rendimiento en términos de BER en función de la relación señal a ruido por bit $\frac{E_b}{N_0}$ para dos configuraciones SU-m-MIMO: MRT+MRC con un solo flujo (Figura 4) y MRT+MMSE con dos flujos (Figura 5). En ambos casos, se comparan los resultados obtenidos bajo canales de desvanecimiento Rayleigh ($K=0$) y Rician ($K=10$).

Para referencia, en ambos escenarios se simula un sistema AWGN puro para todas las modulaciones, calculando BER con una metodología similar, pero sin canal, lo que representa el caso más ideal sin desvanecimiento ni interferencia, presentando mejor rendimiento en comparación con los canales de desvanecimiento, confirmando que las condiciones ideales de recepción siempre ofrecen el mejor desempeño, y como se esperaba, el desempeño de cada esquema se degrada a medida que se incrementa el orden de la modulación, dado que mayores constelaciones son más susceptibles al ruido e interferencia y mayor es el recurso SNR que necesita, es por esto por lo que, al aplicar esquemas de modulación más complejos como 64-QAM y 256-QAM, las curvas de BER de ambos métodos reflejan que, si bien el aumento en la densidad de bits presenta un desafío, MRT+MRC sigue mostrando un rendimiento superior.

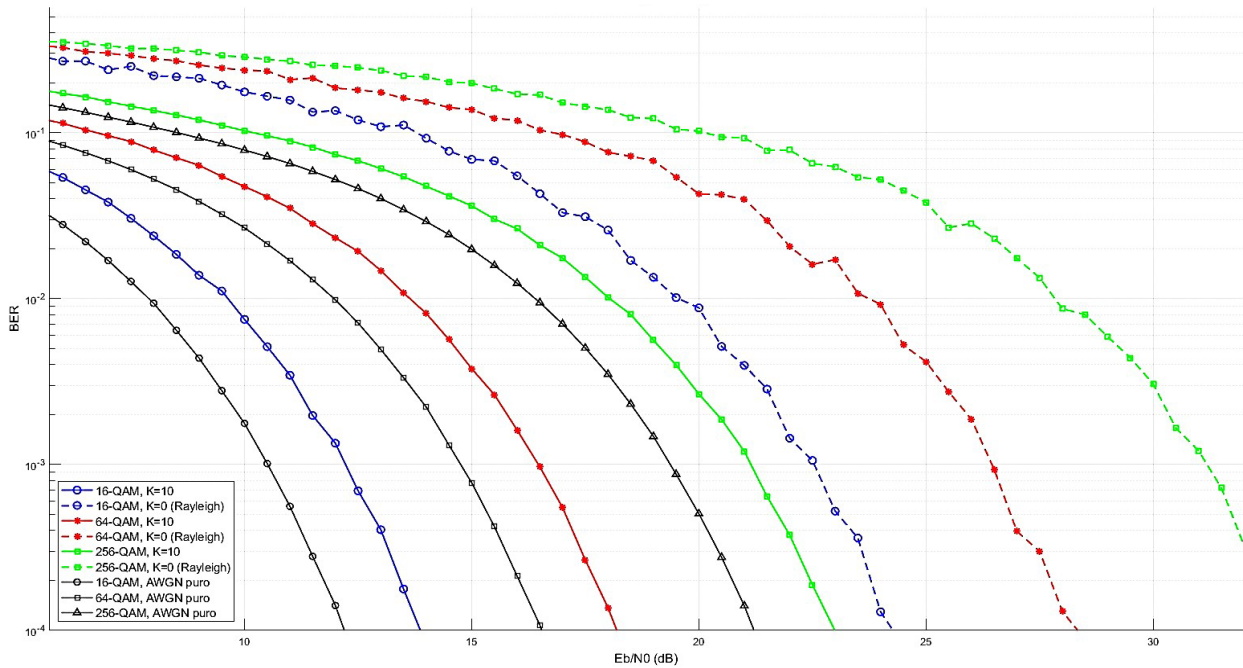


Figura 4. Curvas de Tasa de Error de Bit (BER) para un Sistema MIMO [64x4] con Precodificación MRT y combinación MRC en Diferentes Condiciones de Desvanecimiento: Comparación entre 16 QAM, 64-QAM y 256-QAM en Escenarios Rayleigh y AWGN con Pérdida de Trayecto de 15 dB

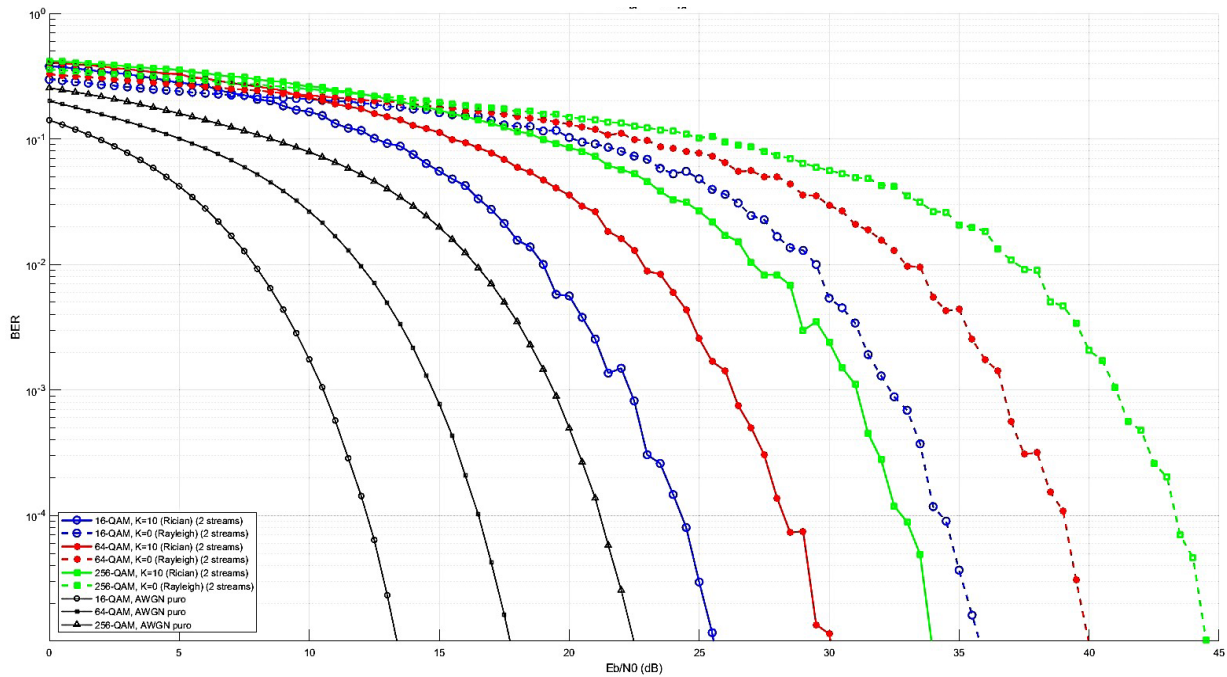


Figura 5. Curvas de Tasa de Error de Bit (BER) para un Sistema MIMO [64x4] con Precodificación MRT y ecualización MMSE: Análisis Comparativo entre 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM en un Escenario de Rayleigh con Dos Flujos y Pérdida de Trayecto de 15 dB

En las Tablas 3 y 4 se presentan los valores precisos de SNR requeridos para alcanzar un BER de 10^{-3} , considerado como un umbral aceptable en sistemas de comunicaciones inalámbricas. Este valor garantiza que

las transmisiones puedan ser recuperadas de manera eficiente mediante técnicas estándar de corrección de errores de canal, sin incurrir en pérdidas significativas

de información ni en un aumento excesivo de latencia [11],[12]. Además, dicho umbral es ampliamente reconocido como un compromiso óptimo entre la calidad del enlace y la eficiencia en el uso de los recursos espectrales y energéticos, siendo por ello una referencia común en el diseño y evaluación de sistemas MIMO modernos.

Tabla 3. SNR para Diferentes Esquemas de Modulación y Canal para un BER de 10^{-3} en SU-m-MIMO MRT+MRC

MODULACIÓN	SNR	
	Rayleigh	Rician (k=10)
16 QAM	23 dB	12 dB
64 QAM	27 dB	17 dB
256 QAM	32 dB	22 dB

Tabla 4. SNR para Diferentes Esquemas de Modulación y Canal para un BER de 10^{-3} en SU-m-MIMO MRT+MMSE

MODULACIÓN	SNR	
	Rayleigh	Rician (k=10)
16 QAM	32 dB	22 dB
64 QAM	36 dB	26 dB
256 QAM	41 dB	31 dB

En la configuración MRT+MRC (Tabla 3), se observa que los valores de SNR requeridos son notablemente más bajos en comparación con la configuración MRT+MMSE (Tabla 4). Por ejemplo, en canal Rician, 16-QAM alcanza el umbral de 10^{-3} con solo 12 dB de SNR en MRT+MRC, mientras que en MRT+MMSE se requieren 22 dB, lo que representa un aumento de 10 dB. Este patrón se mantiene consistente para las modulaciones 64-QAM y 256-QAM, donde los aumentos de SNR requeridos oscilan entre 8 a 10 dB adicionales en la configuración con MMSE.

Este comportamiento se explica por la carga computacional y energética adicional que implica la transmisión simultánea de múltiples flujos espaciales.

En el caso de MMSE, la mayor eficiencia espectral se logra a costa de una mayor interferencia inter-stream y complejidad en la ecualización, lo que incrementa el umbral de SNR necesario para mantener el mismo nivel de confiabilidad. Además, las modulaciones de orden superior, como 64-QAM y 256-QAM, requieren SNR significativamente más altos debido a su menor separación entre símbolos en la constelación, lo que las hace más vulnerables al ruido y al desvanecimiento.

Por otro lado, el esquema MRT+MRC con un solo flujo aprovecha mejor la ganancia por diversidad en el receptor, reduciendo así los requisitos de SNR incluso

en condiciones de canal Rayleigh. Sin embargo, esta ventaja viene acompañada de una menor tasa de transmisión, lo que sugiere un compromiso entre eficiencia espectral y robustez del enlace.

La figura 6 analiza la complejidad computacional asociada a ambas técnicas en los canales Rician y Rayleigh. Los resultados mostraron que al aumentar el número de streams a dos en un sistema m-MIMO 64x4, el tiempo de procesamiento se duplica en comparación con un solo stream utilizando MRT, lo que lleva a un trade-off directo entre la capacidad aumentada y la complejidad de procesamiento. Esto plantea un desafío en términos de implementación en sistemas en tiempo real, donde las latencias deben ser minimizadas.

El esquema MRT+MRC presenta un crecimiento del tiempo promedio de procesamiento desde 10,34 minutos (16-QAM) hasta 12,89 minutos (256-QAM) en un canal Rayleigh, mientras que en un canal Rician los valores varían de 10,43 a 12,76 minutos para las mismas modulaciones, lo que representa un incremento relativo del 24,6 % y del 22,3 %, respectivamente.

Por su parte, en la configuración MRT+MMSE, el tiempo de procesamiento es significativamente mayor. Para el canal Rayleigh, se observa un incremento de 19,71 a 27,86 minutos al pasar de 16-QAM a 256-QAM, lo que equivale a un aumento del 41,3 %. Este patrón se replica en el canal Rician, donde el crecimiento es de 19,88 a 27,78 minutos, con una variación del 39,7 %.

Estas diferencias ponen de manifiesto el coste computacional que supone operar con múltiples flujos espaciales y técnicas de ecualización más complejas en comparación con una configuración de flujo único y combinador lineal simple.

No obstante, al aumentar el número de streams a dos en condiciones de canal adversas, como el desvanecimiento Rayleigh, la implementación de múltiples streams con el filtro MMSE logra un equilibrio óptimo entre interferencia y ruido porque el término $H_{eff}H_{eff}^\dagger$ cuantifica la mezcla o acoplamiento entre los streams en las antenas receptoras, mientras que el sumando N_0I funciona como regularizador: cuando la SNR es muy alta ($N_0 \rightarrow 0$) el filtro se aproxima al ZF y elimina la interferencia a costa de amplificar el ruido, pero cuando la SNR es baja el término N_0I domina y el MMSE se comporta como MRC, priorizando la maximización de la SNR y tolerando cierta interferencia; así, el MMSE se sitúa justo en el punto intermedio que equilibra la cancelación de interferencia y la contención del ruido.

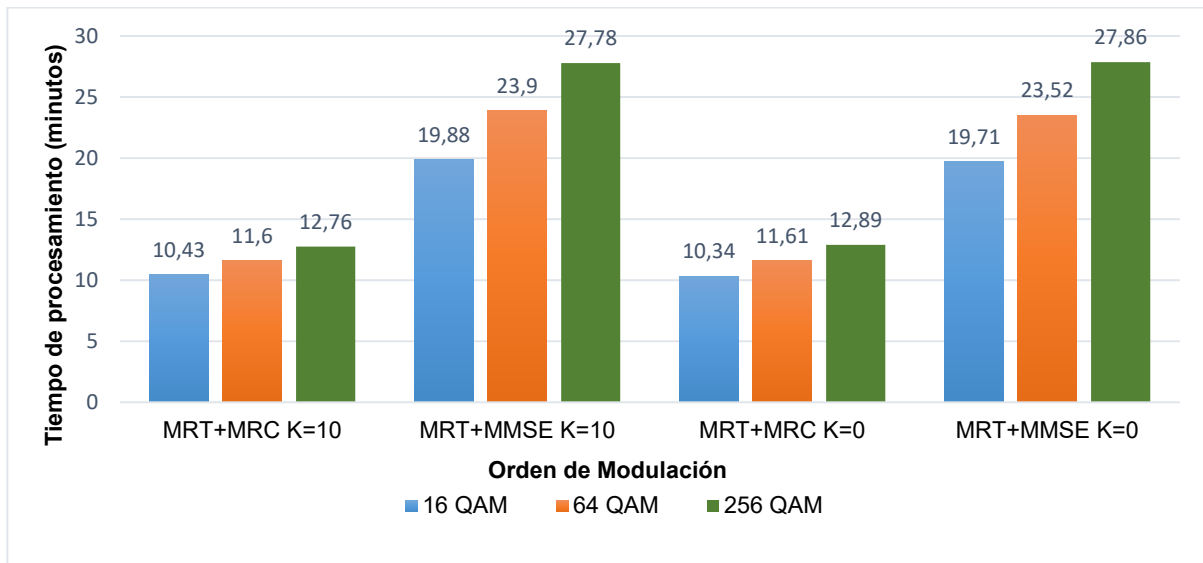


Figura 6. Comparación del Tiempo de Procesamiento Computacional de MRT+MMSE y MRT+MRC en Minutos para un Canal de Desvanecimiento Rician con K=10 y Rayleigh (K=0) a través de los Modos de Modulación 16, 64 y 256 QAM.

4. Conclusiones

Los resultados obtenidos permiten concluir que, en sistemas MIMO con múltiples flujos espaciales, como una configuración 64×4 con dos streams simultáneos, la implementación de un receptor basado en MMSE es esencial para mitigar la interferencia inter-stream. A diferencia de esquemas como MRC, que se limitan a maximizar la relación señal a ruido sin atender la interferencia entre flujos, el MMSE ofrece un equilibrio entre ganancia de señal y cancelación de interferencia, mostrando un desempeño especialmente favorable en canales ruidosos o con alta correlación espacial. Esta capacidad para separar señales en el dominio espacial, sin requerir ortogonalidad estricta entre canales, refuerza su aplicabilidad en escenarios MIMO reales.

En promedio, la configuración MRT+MMSE presenta un incremento del 40,55 % en tiempo de procesamiento al escalar de 16-QAM a 256-QAM, mientras que la configuración MRT+MRC incrementa un 23,49 % bajo las mismas condiciones.

Esta diferencia aproximadamente del 17 % y una diferencia promedio superior a los 10 minutos por cada nivel de modulación entre ambos esquemas refleja el impacto computacional adicional asociado a la gestión de múltiples flujos espaciales en MMSE, frente a la eficiencia del esquema MRC de flujo único.

Asimismo, se evidencia que la combinación MRT+MRC, al explotar la diversidad espacial con un solo flujo, proporciona una mayor robustez frente al ruido y al desvanecimiento, posicionándola como una opción sólida en entornos con limitaciones de SNR. En cambio, la configuración con dos streams y MMSE permite una mayor eficiencia espectral mediante multiplexación espacial, aunque con una sensibilidad incrementada a la interferencia inter-stream. Por lo tanto, la elección entre ambos esquemas debe balancear la capacidad esperada frente a la confiabilidad requerida según las condiciones del canal y los objetivos del sistema.

La modulación 16-QAM se posiciona como la opción más robusta frente a condiciones de canal exigentes, logrando un BER aceptable de 10^{-3} con valores de $\frac{E_b}{N_0}$ significativamente más bajos, como se detalla en la Tabla 3. Este comportamiento se mantiene tanto en escenarios con fuerte componente LOS, que favorecen la estabilidad del canal, como en entornos completamente NLOS, donde las condiciones de propagación son más adversas. Aunque su capacidad de transmisión es inferior a la de modulaciones de mayor orden, su eficiencia energética y alta confiabilidad la convierten en una elección óptima para aplicaciones sensibles a la calidad del enlace.

5. Referencias

- [1] V. Chamola, V. Hassija, V. Gupta, y M. Gizani, "A Comprehensive Review of the COVID-19 Pandemic and the Role of IoT, Drones, AI, Blockchain, and 5G in Managing its Impact," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 90225-90265, 2020.
- [2] Ericsson, *Ericsson Mobility Report*. Stockholm: Ericsson, 2024. Accedido el 10 de marzo de 2025. [En línea]. Disponible: <https://www.ericsson.com/4adb7e/assets/local/reports-papers/mobility-report/documents/2024/ericsson-mobility-report-november-2024.pdf>
- [3] D. Tse y P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge, Reino Unido: Cambridge University Press, 2005.
- [4] MathWorks, Inc., "Hybrid Beamforming for Massive MIMO Phased Array Systems," White Paper 93096v00, 2020.
- [5] E. Björnson, J. Hoydis, y L. Sanguinetti, "Massive MIMO networks: Spectral, energy, and hardware efficiency," *Foundations and Trends in Signal Processing*, vol. 11, no. 3-4, pp. 154-655, 2017.
- [6] H. Q. Ngo, "Massive MIMO: Fundamentals and System Designs," Tesis Ph.D., Dept. of Electrical Engineering (ISY), Linköping University, Linköping, Suecia, 2015
- [7] M. Chaitanya and I. S. P. Reddy, *System Performance of MIMO MRT/MRC System under Perfect CSI*, M.S. thesis, Faculty of Computing, Blekinge Institute of Technology, Karlskrona, Sweden, Feb. 2020.
- [8] T Lo, Maximum ratio transmission. *IEEE Trans Commun.* 47(10), 1458–1461(1999). doi:10.1109/26.795811
- [9] J. Li, X. Zhang, Q. Gao, Y. Luo y D. Gu, "BEP Analysis of MRT/MRC Diversity in Rayleigh Fading Channels," en *Proc. 2008 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 2008, pp. 385-389.
- [10] X. Feng, F. Tian, J. Wang, M. Zhou, D. Li, H. Sun y R. Song, "A Survey on Maximum Ratio Combination: Applications, Evaluation and Future Directions," *Electronics*, vol. 13, n. ° 15, art. 3087, 2024, doi: 10.3390/electronics13153087.
- [11] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson, y T. L. Marzetta, "Massive MIMO for next generation wireless systems," *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no. 2, pp. 186-195, 2014.
- [12] T. L. Marzetta, "Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 9, no. 11, pp. 3590-3600, 2010.
- [13] J. Huang y L. Yang, "MIMO MRT-MRC Systems with Rate Adaptive Modulation," *Proc. Int. Conf. Networks Security, Wireless Communications and Trusted Computing*, Wuhan, 2009.
- [14] B. C. Nguyen, X. N. Tran, T. M. Hoang, y L. T. Dung, "Analysis of MRT/MRC diversity techniques to enhance the detection performance for MIMO signals in full-duplex wireless relay networks with transceiver hardware impairment," *Physical Communication*, vol. 42, 101132, 2020.
- [15] J. Cabrejas Peñuelas, N. Cardona Marcet, J. J. Olmos Bonafé, M. García Lozano, J. F. Monserrat, y A. Fernández Aguilera, *3GPP LTE: Hacia la 4G móvil*. Barcelona, España: Marcombo, 2012.
- [16] D. P. Agrawal y Q.-A. Zeng, *Introduction to Wireless and Mobile Systems*, 4.^a ed. Boston, MA, USA: Cengage Learning, 2014, ISBN: 978-1-305-08713-2.
- [17] 3GPP TS 38.211 v16.2.0, "NR; Physical channels and modulation," 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network.
- [18] 3GPP TS 38.901 v16.0.0, "Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz," 3rd Generation Partnership Project.
- [19] A. Paulraj, R. Nabar y D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge Univ. Press, 2008.
- [20] P. J. Schreier y L. L. Scharf, *Statistical Signal Processing of Complex-Valued Data: The Theory of Improper and Noncircular Signals*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2010.

- [21] A. Quarteroni y F. Saleri, *Cálculo Científico con MATLAB y Octave*. Milano, Italia: Springer, 2006.
- [22] H. Q. Ngo, *Massive MIMO: Fundamentals and System Designs*. Linköping, Sweden: Division of Communication Systems, Department of Electrical Engineering, Linköping University, 2015.
- [23] P. Zhang, J. Chen, X. Yang, N. Ma, and Z. Zhang, "Recent Research on Massive MIMO Propagation Channels: A Survey," *IEEE Communications Magazine*, vol. 56, no. 12, 2019.
- [24] Lim, Yeon-Geun & Chae, Chan-Byoung & Caire, Giuseppe. (2013). Performance Analysis of Massive MIMO for Cell-Boundary Users. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 14.10.1109/TWC.2015.2460751.
- [25] E. E. Ordeñana Garofalo, *Análisis comparativo de los canales AWGN/Rayleigh/Rician utilizados en sistemas OFDM*, tesis de grado, Facultad de Educación Técnica para el Desarrollo, Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, Guayaquil, Ecuador, sep. 2020, pp. 9-11.
- [26] E. Telatar, "Capacity of multiantenna Gaussian channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, 1999.
- [27] 3rd Generation Partnership Project, "Technical Specification Group Radio Access Network; Study on 3D channel model for LTE (Release 12)," 3GPP TR 36.873 V12.5.1, Jul. 2017.