

# **ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL**

## **FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**

### **REDES 6G EMPODERADAS POR SUPERFICIES INTELIGENTES RECONFIGURABLES**

### **SIMULACIÓN DE COMUNICACIONES INALÁMBRICAS ASISTIDAS POR SUPERFICIES INTELIGENTES RECONFIGURABLES CON ERRORES DE FASE**

**TRABAJO DE INTEGRACIÓN CURRICULAR PRESENTADO COMO  
REQUISITO PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERA EN  
TELECOMUNICACIONES**

**MELANY PAOLA HERRERA**

**[melany.herrera@epn.edu.ec](mailto:melany.herrera@epn.edu.ec)**

**DIRECTOR: JOSÉ DAVID VEGA SÁNCHEZ**

**[jose.vega01@epn.edu.ec](mailto:jose.vega01@epn.edu.ec)**

**DMQ, FEBRERO 2022**

## **CERTIFICACIONES**

Yo, MELANY PAOLA HERRERA declaro que el trabajo de integración curricular aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentado para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

---

**MELANY HERRERA**

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por MELANY PAOLA HERRERA, bajo mi supervisión.

---

**Ph.D. JOSÉ DAVID VEGA SANCHEZ**  
**DIRECTOR**

## **DECLARACIÓN DE AUTORÍA**

A través de la presente declaración, afirmamos que el trabajo de integración curricular aquí descrito, así como el (los) producto(s) resultante(s) del mismo, son públicos y estarán a disposición de la comunidad a través del repositorio institucional de la Escuela Politécnica Nacional; sin embargo, la titularidad de los derechos patrimoniales nos corresponde a los autores que hemos contribuido en el desarrollo del presente trabajo; observando para el efecto las disposiciones establecidas por el órgano competente en propiedad intelectual, la normativa interna y demás normas.

MELANY PAOLA HERRERA

Ph.D. JOSÉ DAVID VEGA SÁNCHEZ

## **DEDICATORIA**

Dedico este trabajo a mis padres y hermanas por ser mis guías, por no dejarme sola cuando más lo necesitaba y apoyarme de manera incondicional; y, sobre todo, a mí mismo porque es una muestra del esfuerzo dado durante mi etapa universitaria.

## **AGRADECIMIENTO**

Agradezco a toda mi familia por darme su apoyo y comprensión en cada momento, por todos sus consejos que no me dejaron vencer. A mis amigos, los Power Ranger, que siempre estuvieron junto a mí en todo momento, buenos y malos, por darme un gran apoyo que dejaba que me rendiera en la Universidad. Por todas esas experiencias divertidas que me levantaban el ánimo aun en los momentos más difíciles, les agradezco por siempre confiar en mí. Sobre todo, agradezco a mi tutor, Ph.D. José David Vega Sánchez, por su ayuda y paciencia durante toda la realización de este trabajo.

# ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIONES .....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA .....	II
DEDICATORIA .....	III
AGRADECIMIENTO .....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO .....	V
RESUMEN.....	VII
ABSTRACT .....	VIII
1. INTRODUCCIÓN .....	1
1.1. Objetivo general .....	2
1.2. Objetivos específicos .....	2
1.3. Alcance .....	2
1.4. Marco teórico .....	3
1.4.1. Evolución de las comunicaciones inalámbricas .....	3
1.4.2. Fenómenos que afectan la comunicación inalámbrica .....	5
1.4.2.1. Propagación Multitrayecto .....	5
1.4.2.2. Desvanecimiento .....	6
1.4.2.3. Desvanecimiento a gran escala (Large scale Fading) Path Loss, Shadowing.....	7
1.4.2.4. Desvanecimiento a pequeña escala (small scale Fading).....	8
1.4.2.5. Modelos de Distribución Desvanecimiento pequeña escala .....	9
1.4.2.6. Ruido AWGN.....	9
1.4.3. Modulación Digital.....	10
1.4.3.1. 4-QAM.....	10
1.4.3.2. 16-QAM.....	10
1.4.3.3. 64-QAM.....	11
1.4.4. Métricas de medida de desempeño en un sistema.....	11
1.4.4.1. Definición SNR (Signal to Noise Ratio).....	11
1.4.4.2. Definición $E_b/N_0$ .....	12
1.4.4.3. Bit Error Rate (BER) .....	12
1.4.4.4. Outage Probability - Probabilidad de corte de la comunicación .....	13
1.4.4.5. Average capacity - Tasa media alcanzable .....	13
1.4.5. Superficies Inteligentes Reconfigurables (RIS) .....	13
1.4.5.1. Fundamentos de RIS.....	14
2. METODOLOGÍA .....	16
2.1. Preliminares .....	16

2.2.	Sistema RIS con errores de fase.....	17
2.2.1.	Parámetros de inicialización.....	18
2.2.2.	Generación desvanecimiento a larga escala.....	18
2.2.3.	Generación de errores de fase.....	20
2.2.4.	Generación desvanecimiento a corta escala.....	20
2.2.5.	Generación del Ruido AWGN.....	21
2.2.6.	Cálculo de la SNR en Recepción.....	21
2.3.	Cálculo de métricas de desempeño.....	21
2.3.1.	BER.....	21
2.3.2.	OP.....	24
2.3.3.	Tasa media alcanzable – Average Capacity.....	24
3.	RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	25
3.1.	Escenario de simulación.....	25
3.2.	Resultados.....	27
3.2.1.	Resultados BER vs. $E_b/N_0$ .....	27
3.2.2.	Resultados OP vs. SNR.....	30
3.2.3.	Resultados Tasa media alcanzable (AAC- average achievable capacity) vs. SNR 33	
3.3.	Conclusiones.....	35
3.4.	Recomendaciones.....	36
3.5.	Trabajos Futuros.....	36
4.	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	37
5.	ANEXOS.....	40
	ANEXO I.....	40

## RESUMEN

En el presente trabajo se realiza la simulación de un sistema de comunicación inalámbrico en el que el transmisor (Tx) intenta comunicarse con el receptor (Rx) con la ayuda de una superficie inteligente reconfigurable (del inglés, intelligent reflecting surface-RIS). En el sistema propuesto, se asume que el diseño de fase en la RIS no es óptimo, es decir, existe la presencia de un error de fase en la RIS al momento de redireccionar la señal de Tx hacia Rx. Además, se considera que tanto el Tx como Rx están equipadas con una única antena, mientras la RIS tiene  $N$  elementos reconfigurables. Todos los canales del sistema experimentan un desvanecimiento tipo plano modelado por la distribución Rayleigh, mientras que el desvanecimiento a larga escala y el ruido gaussiano del sistema es generado a partir de las especificaciones dadas para ambientes outdoor en el estándar 3GPP (del inglés, 3rd Generation Partnership Project). El error de fase en la RIS se lo caracteriza a través de la distribución Von Mises, la cual permite asumir diferentes tipos de errores de fases en la RIS, partiendo desde moderados hasta significativos. Con fines comparativos, el desempeño del sistema asistido por RIS es comparado con un sistema tradicional sin RIS. Para llevar a cabo dicha comparación, se evalúan ambos sistemas a través de las siguientes métricas de desempeño: 1) Bit Error Rate (BER), 2) probabilidad de corte de la comunicación en el sistema, y 3) tasa media alcanzable de comunicación. Finalmente, a partir de las discusiones de las curvas obtenidas, se proporciona ideas útiles sobre cuando es beneficioso o no utilizar la RIS en un sistema inalámbrico de próxima generación.

**PALABRAS CLAVE:** RIS, Von Mises, desvanecimiento, Rayleigh, redireccionar.



## ABSTRACT

The present work simulates a wireless communication system in which the transmitter (Tx) tries to communicate with the receiver (Rx) with the help of a reconfigurable intelligent surface (RIS). In the proposed system, it is assumed that the phase design in the RIS is not optimal, i.e., there is the presence of a phase error in the RIS when redirecting the signal from Tx to Rx. In addition, it is considered that both the Tx and Rx are equipped with a single antenna, while the RIS has  $N$  reconfigurable elements. All channels of the system experience a flat-type fading modeled by the Rayleigh distribution, while the large-scale fading and Gaussian noise of the system are generated from the specifications given for outdoor environments in the 3GPP (3rd Generation Partnership Project) standard. The phase error in RIS is characterized through the Von Mises distribution, which allows assuming different types of phase errors in RIS, ranging from moderate to significant. For comparative purposes, the performance of the RIS-assisted system is compared with a traditional system without RIS. In order to carry out such a comparison, both systems are evaluated through the following performance metrics: 1) Bit Error Rate (BER), 2) outage probability of the communication in the system, and 3) average achievable capacity of the communication. Finally, from the discussions of the obtained curves, useful insights are provided on when it is beneficial or not to use RIS in a next-generation wireless system.

**KEYWORDS:** RIS, Von Mises, fading, Rayleigh, redirect.

# 1. INTRODUCCIÓN

En algunas partes del mundo se está implementando la primera fase de 5G. Esta tiene tres fases: primera fase con arquitectura Non-Standalone (NSA), segunda y tercera fase con arquitectura Standalone (SA); donde las dos primeras fases trabajan con frecuencias menores a 6 GHz y la tercera trabajaría con frecuencias mayores a 20 GHz. La diferencia entre NSA y SA se basa en que NSA hace uso de la arquitectura existente de 4G en cambio SA tiene una arquitectura completamente nueva [1].

A pesar que faltan años para culminar con las fases de implementación de 5G, se inició con los estudios que darán paso a la siguiente generación, 6G - Wireless 2.0, nuevas tecnologías que en algún momento sustituirán al 5G. Wireless 2.0 tiene como objetivo integrar funcionalidades como controlar la propagación de ondas de radio y objetos ambientales, además busca optimizar los elementos de la comunicación. Una de estas tecnologías que ayudarán con este propósito son las RIS (del inglés, Reconfigurable Intelligent Surfaces) o también llamadas IRS (del inglés, Intelligent Reflecting Surfaces) [2].

La RIS es una tecnología que permite el control de la propagación de las ondas de radio, ya que al momento que las ondas secundarias de la señal enviada inciden en esta superficie, son dirigidas a un usuario específico, esto se logra cambiando la fase de la señal que se refleja en la superficie, es decir cambia la dirección de la onda reflejada. Este proceso disminuye considerablemente la pérdida de información [3].

Hay diversos escenarios que pueden ser simulados para conocer el desempeño de un sistema asistido por RIS, pero en este trabajo se simula el más simple y típico que consta de un transmisor y un receptor, equipados cada uno con una antena, además de la presencia de la RIS de N elementos, los cuales ayudarán a direccionar la señal al lugar deseado. A su vez, se implementa un sistema tradicional, sin uso de la RIS; para medir en qué situación el uso de la RIS es mejor.

Cabe destacar que es necesario conocer varios conceptos que implican las comunicaciones inalámbricas, es decir fenómenos que afectan al canal como el desvanecimiento y el ruido; también como contrarrestarlos y medirlos. El uso de las métricas de desempeño como BER, outage probability y el average capacity; son necesarias para conocer en que panorama la RIS es mejor. Y finalmente, conocer cuales condiciones serían las más óptimas para su uso.

## 1.1. Objetivo general

Simular en MATLAB un sistema de comunicación inalámbrica asistido por superficies inteligentes reconfigurables asumiendo un diseño de fases en el RIS con errores.

## 1.2. Objetivos específicos

- 1) Conocer los conceptos fundamentales del funcionamiento y la arquitectura de un sistema inalámbrico con RIS.
- 2) Implementar en MATLAB una simulación de comunicaciones inalámbricas con la utilización de RIS, asumiendo canales con desvanecimiento tipo Rayleigh independiente e idénticamente distribuido (del inglés, independent and identically distributed-i.i.d.). Los errores de fase en el RIS son modelados con la distribución de probabilidad conocida como Von Mises.
- 3) Simular un sistema inalámbrico tradicional, asumiendo canales con desvanecimiento tipo Rayleigh i.i.d.
- 4) Comparar un sistema con RIS vs. un sistema sin RIS a través del uso de métricas de desempeño, tales como BER, probabilidad de corte de la comunicación y la tasa de capacidad alcanzable. Para este fin, se asumirán diferentes tipos de errores de fases y número de elementos en la RIS.
- 5) Analizar los resultados a través de las curvas de desempeño obtenidas en la comparación entre un sistema tradicional y un sistema asistido por RIS para identificar aquellos escenarios donde el RIS presenta una notable mejora en las prestaciones del sistema.

## 1.3. Alcance

El alcance de este proyecto es realizar una simulación de un sistema de comunicación inalámbrica asistida por RIS asumiendo errores de fase de reflexión en la RIS hacia el receptor. Para esto, se modelará el error de fase en la RIS a través de la distribución Von Mises con parámetro de concentración  $\kappa$ , el cual indica la severidad del diseño de error en el RIS. Es decir, para  $\kappa$ , altos, el diseño fases en el RIS es muy bueno, por lo que, la señal es correctamente direccionada al usuario deseado. Por el contrario, para valores de  $\kappa$  pequeños, el diseño en el RIS es defectuoso, provocando que la relación señal ruido (del inglés, signal-to-noise-ratio-SNR) de recepción decrezca. En el sistema propuesto, se asumirá que todos los canales en los escenarios: 1) con RIS: Tx-RIS y RIS-Rx y 2) sin RIS:

Tx-Rx, experimentarán desvanecimiento tipo Rayleigh i.i.d. El desvanecimiento a larga escala y el ruido gaussiano en el sistema es generado con la ayuda de las especificaciones dadas en la normativa 3GPP para ambientes tipo outdoor. Los nodos Tx y Rx son equipados con una única antena, mientras que la RIS dispone de N elementos reconfigurables que están sujetos a error de fase. Para el escenario 1) con RIS se considera que el enlace entre Tx-Rx está bloqueado debido a edificios o demás objetivos por lo que el uso de la RIS es necesario. Para el escenario 2) sin RIS, el link Tx-Rx experimentará condiciones de propagación tanto con línea de vista como sin línea de vista. Para el análisis de desempeño de los sistemas propuestos se hace uso de las métricas conocidas como el BER vs. SNR, la probabilidad de corte de la comunicación vs. SNR y la tasa de capacidad alcanzable vs. SNR. Para los resultados numéricos se variarán diferentes parámetros del sistema, incluyendo el número de elementos en la RIS, la severidad del error de fase en la RIS, distancias entre Tx-RIS, RIS-Tx y Tx-Rx, entre otros parámetros.

## **1.4. Marco teórico**

### **1.4.1. Evolución de las comunicaciones inalámbricas**

A lo largo de los años los sistemas celulares han ido evolucionado acorde a las necesidades cada vez más exigentes de los usuarios con respecto a velocidades de datos y menores latencias en la comunicación. Específicamente, la carrera de los sistemas celulares empezó con la tecnología conocida como red celular 1G (del inglés, first generation), la cual era totalmente análoga, y comenzó sus operaciones justo después de la creación del primer celular inventado por Martin Cooper en 1973 [4].

La segunda generación de red celular 2G (del inglés, second generation) popularmente conocida como GSM (del inglés, Global System for Mobile Communications) es la primera red totalmente digital que integra los servicios de voz y datos sobre conexiones basadas en conmutación de circuitos. Posteriormente, se crean dos extensiones, la primera GPRS o 2.5G (del inglés, General Packet Radio Service) y la segunda EDGE o 2.75G (del inglés, Enhanced Data for Global Evolution). Estas actualizaciones mejoraron la capacidad de transmisión de datos debido a la conmutación por paquetes, y llegan a ser las primeras en soportar la navegación web [5].

La tercera generación 3G (del inglés, third generation) conocida como UMTS (del inglés, Universal Mobile Telecommunications System), tuvo en su existencia operacional tres lanzamientos (versiones). En 3G, se mejora las velocidades de transmisión datos tanto en

el enlace de subida (del inglés, uplink-UP) como en el de bajada (del inglés, downlink-DL) y proporcionó soporte multimedia, mejorando así en la Calidad de Servicio (del inglés, Quality of Service-QoS) [4] [6]. Después apareció la cuarta generación red móvil 4G (del inglés, fourth generation) se mejoró considerablemente la velocidad de transmisión de datos llegando hasta valores teóricos de 1Gbps. Así mismo, 4G mejoró la eficiencia espectral permitiendo ofrecer una mejor experiencia de QoS al usuario final, debido a la disminución de la latencia, mayor eficiencia espectral y mayor velocidad de transmisión de datos en DL y UL [7].

Actualmente, se encuentra en despliegue en su primera fase la red móvil 5G (del inglés, fifth generation), llegando a completarse las tres fases previstas de 5G en los próximos años alrededor del mundo. 5G es la plataforma madre para el concepto conocido como el Internet de las cosas (del inglés, Internet of Things-IoT), dado que esta nueva red implica requerimientos de espectro radioeléctrico no provistos por generaciones anteriores y requisitos más altos en velocidades de datos, latencia y conectividad. 5G en su tercera fase empleará bandas de frecuencia más altas, lo que dará origen a las comunicaciones milimétricas [8].

Las generaciones de red móvil generalmente evolucionan en un promedio de cada 10 años, esto debido a que tiene que ir acorde a las necesidades cada vez más estrictas concernientes del estilo de vida del ser humano y la aparición de nuevas aplicaciones emergentes en los campos de entretenimiento, negocios, comercio, salud y seguridad. Basado en esto es muy probable que, en la próxima década los requerimientos de aplicaciones futuras sean aún más altos que los que podría soportar la red 5G. Dentro de estas aplicaciones podemos destacar, las comunicaciones táctiles, telemedicina holográfica, comunicaciones moleculares, entre otras. Por lo que, a pesar de que todavía no está totalmente implementado el 5G a nivel mundial, la academia ya se comenzó la maratón de investigar cómo será la próxima generación de red móvil 6G (del inglés, sixth generation) [6].

6G espera proporcionar tasas de datos y latencias mucho más bajas que las que se espera que dé la tecnología 5G. Podemos destacar aspectos relativos a velocidad de datos ultra alta (en el orden de los Tera bits/s), cobertura global, confiabilidad extremadamente alta y una latencia extremadamente baja [3]. Además, se prevé que la red 6G será una combinación de tecnologías revolucionarias y el uso de algoritmos de aprendizaje inteligente (del inglés, artificial intelligence-IA). Recientemente, se han propuesto varias tecnologías habilitantes para 6G, tales como: redes celular libres de celdas (del inglés, cell-free massive multiple-input multiple-output), comunicaciones a través de la luz visible (del

inglés, visible light communications), comunicaciones Tera Hertz, Beamforming holográfico, y las superficies inteligente reconfigurables (del inglés, Intelligent Reflecting Surfaces-RIS) [9]. El principal beneficio de la tecnología RIS es la posibilidad de controlar el canal inalámbrico, para de esta forma maximizar la SNR en receptores deseados. Cabe mencionar que hasta 5G, el canal inalámbrico era incontrolable y por ende no entraba en el diseño de red, siendo un factor determinante en el desempeño de la red. En la red 6G, el uso de RIS permitirá que el canal inalámbrico forme parte del diseño de red, por lo que, se mejorará significativamente, tasas de datos, eficiencia espectral y tópicos relacionados a la seguridad de la información desde una perspectiva de vista en capa física. Se pronostica que RIS será la tecnología habilitadora de las comunicaciones de onda milimétrica y Tera Hertz [10][11]. Sin embargo, varios retos todavía están abiertos en la comunidad científica con respecto a la tecnología RIS, y justamente es la motivación de este trabajo de titulación.

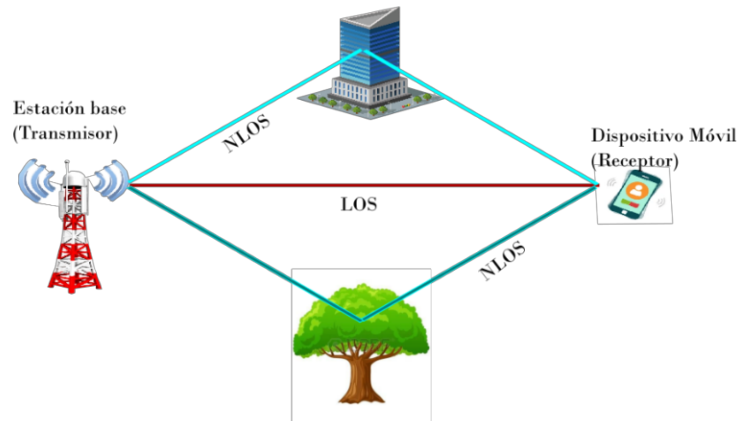
#### **1.4.2. Fenómenos que afectan la comunicación inalámbrica**

##### **1.4.2.1. Propagación Multitrayecto**

La propagación multitrayecto ocurre cuando se tienen varias versiones de la señal con diferente amplitud, fase, retardo, desplazamiento Doppler o desfase. Esto se debe a la presencia de objetos reflectantes, difractores o dispersores como edificios, árboles e incluso automóviles que se encuentran en el ambiente[12]. Debido a que estas versiones llegan al receptor por varios caminos, genera una señal aleatoria, la cual se desvanece debido a la superposición constructiva o destructiva de las versiones [13].

La trayectoria entre transmisor y receptor puede tener dos tipos de ambientes de propagación (ver Figura 1.1):

- LoS (del inglés, line-of-sight), en este entorno no existe ningún objeto entre el transmisor y receptor, por lo que la señal viaja directamente.
- NLoS (del inglés, non-line-of-sight), en este existe uno o varios obstáculos entre el transmisor y receptor, por lo que la señal se refleja o dispersa en los mismos.



**Figura 1.1.** Entorno LoS y NLoS, basado en [12].

Para mejor entendimiento es necesario tener en claro los siguientes conceptos que caracterizan a los canales inalámbricos:

- **Reflexión:** ocurre cuando una señal incidente choca con una superficie de dimensiones grandes comparables a la longitud de onda, y posteriormente se refleja [12].
- **Difracción:** depende de la geometría de los obstáculos que se encuentran entre el transmisor y receptor, ya que ocurre cuando una onda incidente está bloqueada por una superficie irregular, por ejemplo, el borde u orificio de un objeto. Esto hace que la onda se propague alrededor de la superficie curva de la tierra, más allá del horizonte, y detrás de las obstrucciones (región sombreada) [12].
- **Dispersión:** está relacionada a las dimensiones pequeñas en comparación a la longitud de onda o a la rugosidad de los obstáculos o superficie, por ejemplo, un poste de luz, letrero o un árbol. Por ende, ocurre cuando la onda incide en una de estas superficies, y las ondas secundarias producidas por esto se propagan por todas las direcciones [12].

#### 1.4.2.2. Desvanecimiento

El desvanecimiento es un fenómeno característico de un canal inalámbrico; este es la variación de la amplitud de la señal en el dominio del tiempo o frecuencia. Se lo considera una fuente de degradación de la señal, debido a que es una perturbación no aditiva de la señal en el canal inalámbrico. Esto ocurre debido a la propagación multitrayecto y al efecto sombra [14].

Este se clasifica en desvanecimiento a gran escala y pequeña escala (ver Figura 1.2).

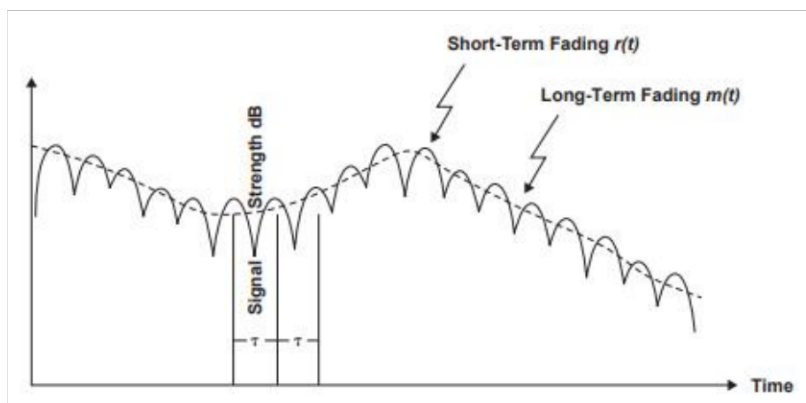


Figura 1.2. Desvanecimiento a gran escala y pequeña escala [13].

### 1.4.2.3. Desvanecimiento a gran escala (Large scale Fading) Path Loss, Shadowing

El desvanecimiento a gran escala hace referencia a un desvanecimiento lento y a largo plazo. Ocurre cuando el móvil se mueve por grandes distancias, es decir que la distancia entre transmisor y receptor es grande; y las variaciones de la amplitud de la señal son lentas [13][14]. Este comportamiento generalmente puede ser modelado con una distribución log-normal debido a su comportamiento estadístico. Este fenómeno es causado por:

- **Pérdidas por trayectoria (del inglés, Path-Loss):** es la pérdida de la potencia de la señal en función de la distancia [13]. Existen varios modelos descritos en la normativa 3GPP para el path loss, los cuales en su totalidad son proporcionados en la Tabla 5.1 en Anexo I. En este trabajo, se utiliza específicamente los modelos determinísticos de propagación usados en ambientes urbanos outdoor. Por lo que, en 1.1 y 1.2 se detalla las ecuaciones usadas para dicho ambiente:

$$PL = G_1 + G_2 - 28 - 20\log_{10}(fc) - 22\log_{10}(d) \quad \text{para LOS} \quad (1.1)$$

$$PL = G_1 + G_2 - 22.7 - 26\log_{10}(fc) - 36.7\log_{10}(d) \quad \text{para NLOS} \quad (1.2)$$

donde:

- $fc$  es la frecuencia de corte
- $d$  es la distancia entre antenas
- $G_1$  es la ganancia de la antena en la fuente
- $G_2$  es la ganancia de la antena en el destino



- **Sombra (de inglés, shadowing):** se caracteriza por la variación de la pérdida de trayectoria media entre el transmisor y receptor en localizaciones fijas. Pertenece a objetos de gran tamaño que se encuentran entre el transmisor y receptor [13].

#### 1.4.2.4. Desvanecimiento a pequeña escala (small scale Fading)

En el desvanecimiento a pequeña escala hay fluctuaciones rápidas de la señal en la corta distancia que separa el transmisor del receptor, por lo que hace referencia a un desvanecimiento rápido y a corto plazo [13]. Debido a los pequeños movimientos del transmisor, receptor y objetos circundantes, por lo que el desvanecimiento rápido es aleatorio, permitiendo de esa manera determinar el rendimiento del sistema [14].

Factores físicos que tienen influencia en el canal inalámbrico:

- Propagación multitrayecto
- Velocidad del receptor
- Velocidad de los objetos circundantes
- Ancho de Banda de la señal

El canal inalámbrico se caracteriza por el desvanecimiento selectivo en el tiempo y en frecuencia, causado por la dispersión de frecuencia y de tiempo, respectivamente. Específicamente, cuando tratamos con desvanecimiento selectivo en frecuencia, nos encontramos con los siguientes tipos de desvanecimiento [12]:

- **Flat Fading o Non Frequency Selective Fading:** Las variaciones de la señal son insignificantes por lo que ISI (del inglés, intersymbol interference) no es tan nociva debido a que la dispersión del retardo RMS (del inglés, root mean square), denotada aquí por,  $\delta_\tau$  es muy pequeña [14].

Condiciones:

$$B_s \ll B_c \quad (1.3)$$

$$T_s \gg \delta_\tau$$

- **Frequency Selective Fading:** hay presencia de ISI, por lo que el rendimiento de la señal se degrada más, debido a que depende del esquema de transmisión y el tipo de modulación [14].

Condiciones:

$$B_s > B_c \quad (1.4)$$

$$T_s > \delta_\tau$$

Donde:

- $B_s$  es el ancho de banda
- $T_s$  es el período de símbolo de la señal de transmisión
- $B_c$  es el ancho de banda coherente
- $\delta_\tau$  es la dispersión del retardo RMS

#### 1.4.2.5. Modelos de Distribución Desvanecimiento pequeña escala

El desvanecimiento Rayleigh está definido por una distribución estadísticamente variable, la cual es usada para describir un canal inalámbrico donde no hay una sola ruta determinada entre transmisor y receptor, es decir es NLOS [15]. La función de densidad de probabilidad (del inglés, Probability Density Function - PDF) de Rayleigh está dada por 1.5.

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, & \text{si } 0 \leq r \leq \infty \\ 0, & \text{para otro } r \end{cases} \quad (1.5)$$

donde:

- $r$  es la amplitud de la envolvente de la señal recibida
- $\sigma$  es el valor RMS de la señal recibida

#### 1.4.2.6. Ruido AWGN

AWGN (del inglés, Additive White Gaussian Noise) es un modelo básico estadísticamente aleatorio con un amplio rango de frecuencia. Es aditivo debido a que la señal que llega a recepción es la suma de la señal de transmisión más ruido, donde el ruido es estadísticamente independiente de la señal. Es ruido blanco ya que contiene todas las frecuencias con la misma potencia y no tiene correlación alguna en el dominio del tiempo. Además, sigue una distribución Gaussiana [16]. La potencia de ruido está determinada por 1.6.

$$N_0 = kT_{ref}F_N B \quad (1.6)$$

donde [17]:

$k$  es la constante de Boltzman,  $1.3806485279 * 10^{-23} \left[ \frac{J}{^\circ K} \right]$

$T_{ref}$  es la temperatura ambiente en grados Kelvin ( $^\circ K$ ),  $290 [^\circ K]$

$F_N$  es la Figura de ruido dado en Watts

$B$  es el ancho de banda de la señal

### 1.4.3. Modulación Digital

La modulación digital es el conjunto de varias técnicas usadas para transportar la información, para lo cual se modifica un parámetro de la portadora, ya sea en amplitud, fase o frecuencia. Este proceso es también conocido como codificación, esto afecta el ancho de banda de la señal y mejora la robustez de la misma [18].

Una técnica de modulación digital codifica varios bits en un símbolo y el ancho de banda de la señal transmitida está determinado por la tasa de transmisión del símbolo. M-QAM (del inglés, M-ary Quadrature Amplitude Modulation) es una técnica de modulación digital lineal, donde se combina la modulación en amplitud y fase [19]. Una señal QAM se genera a partir de dos señales portadoras una en el eje real (I, en fase) y otro en el imaginario (Q, Cuadratura), las cuales están a  $90^\circ$  una de la otra [18].

#### 1.4.3.1. 4-QAM

4-QAM agrupa  $m = 2$  bits por símbolo donde se genera  $M = 2^2 = 4$  estados o niveles posibles [20]. En la Figura 1.3, se representan 4 símbolos, los cuales tienen un único valor de amplitud y fase. En el diagrama de constelación se toma valores entre -1 y 1 en los dos ejes. Además, al tener una potencia media normalizada, se encuentra multiplicado por  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  [21].

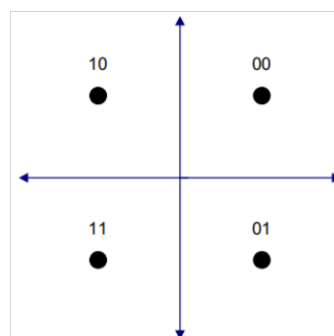


Figura 1.3. Diagrama de constelación 4-QAM [22].

#### 1.4.3.2. 16-QAM

16-QAM agrupa  $m = 4$  bits por símbolo donde se genera  $M = 2^4 = 16$  niveles o estados posibles. Los 16 símbolos, representados en la Figura 1.4, tienen un valor de amplitud y fase únicos [20].

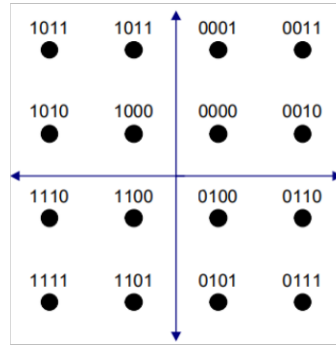


Figura 1.4. Diagrama de constelación 16-QAM [22].

### 1.4.3.3. 64-QAM

64-QAM agrupa  $m = 6$  bits por símbolo donde se genera  $M = 2^6 = 64$  estados o niveles posibles. En la Figura 1.5, se representa 64 símbolos los cuales tienen una única amplitud y fase [20].

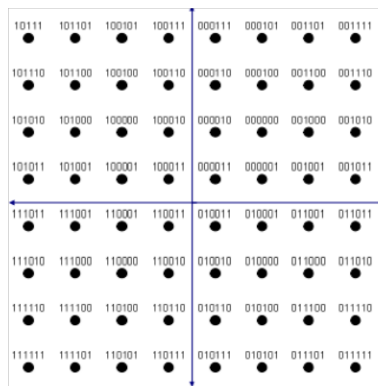


Figura 1.5. Diagrama de constelación 64-QAM [22].

### 1.4.4. Métricas de medida de desempeño en un sistema

#### 1.4.4.1. Definición SNR (Signal to Noise Ratio)

Esta métrica de rendimiento permite conocer la calidad de un sistema de comunicación al determinar la cantidad de señal deseada con respecto al ruido. Se determina por la relación existente entre la potencia de la señal transmitida  $P$  y la potencia del ruido que afecta a la señal  $N_0$ , medida en decibelios ( $dB$ ) [16], véase en 1.7.

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{P}{N_0} \right) \quad (1.7)$$

donde:

- $P$  es la potencia de la señal transmitida

- $N_0$  es la potencia de ruido

La SNR en recepción en términos del desvanecimiento a corta escala puede ser expresada por:

$$SNR_{Rx} = \gamma = \frac{P|h|^2}{WN_0} \quad (1.8)$$

donde:

- $P$  es la potencia de la señal transmitida
- $|h|^2$  es la ganancia del canal
- $h$  es el coeficiente del canal
- $W$  es el ancho de banda normalizado de la señal,  $W = 1$
- $N_0$  es la potencia del ruido

#### 1.4.4.2. Definición $E_b/N_0$

$\frac{E_b}{N_0}$  (del inglés, Energy per bit to noise power spectral density) es la SNR normalizada por cada bit transmitido. Este es una función decreciente de la tasa de ocurrencia de bits errados en un enlace, es decir para conocer qué tan robusta es una señal. Matemáticamente, se describe por [23]:

$$\frac{E_b}{N_0} = SNRT_bW = SNR * \frac{W}{R} \quad (1.9)$$

donde:

- $T_b$  es el tiempo de transmisión de un bit,  $T_b = \frac{1}{R}$
- $R$  es la tasa de transmisión  $[bps/Hz]$

#### 1.4.4.3. Bit Error Rate (BER)

Esta métrica permite medir la calidad del enlace de extremo a extremo, es decir desde los bits transmitidos hasta los bits recibidos. El BER determina cada cuantos bits que se transmiten se presentará un error, por lo que si este número es muy grande significa que el enlace es deficiente. Es decir, la cantidad de bits que se pierden durante la transmisión debido a los efectos del canal y del ruido. Es la relación del número de bits recibidos con error y el número total de bits que se transmitieron y es definida por [16]:

$$BER = \frac{\text{número de bits errados}}{\text{número total de bits enviados}} \quad (1.10)$$

#### 1.4.4.4. Outage Probability - Probabilidad de corte de la comunicación

Primeramente, se define la capacidad del canal como la cantidad de información máxima que puede ser transmitida a través del medio inalámbrico. En base a Shannon, la capacidad de canal está dada por [21]:

$$C = W \log_2(1 + SNR) = \log_2(1 + \gamma) \quad (1.11)$$

Una vez definida la capacidad de canal, la probabilidad de corte de la comunicación se produce cuando la capacidad del canal ( $C$ ) es menor que un umbral predefinido. Por lo que, esta métrica es expresada como [24]:

$$P_{out} = Pr(C < R) = Pr(\log_2(1 + \gamma) < R) \quad (1.12)$$

donde:

- $Pr(\cdot)$  denota probabilidad

El  $P_{out}$  es una métrica muy útil cuando no se conoce el estado del canal (del inglés, Channel State Information-CSI). Es decir, cuando el Tx no conoce el CSI del Rx, es común que se transmita a una tasa constante  $R$ . Por lo que, un corte en la comunicación se puede producir en aquellos instantes en que  $C < R$ , lo que conlleva a que el receptor no pueda decodificar la información [25].

#### 1.4.4.5. Average capacity - Tasa media alcanzable

Esta métrica es adecuada a ser utilizada cuando el estado del canal, es decir el CSI, es conocido por el Tx. Basado en este conocimiento, el Tx puede variar la tasa de transmisión  $R$  para evitar que exista un corte en la comunicación, es decir, que  $C < R$ . Además, con el objetivo de transmitir la mayor cantidad de información, el Tx usualmente transmite muy cerca a  $C = R$ . Basado en lo anterior, esta métrica promedia la cantidad de información que fue transmitida, asegurándose que la probabilidad de corte de la misma sea insignificante. Matemáticamente, la tasa media alcanzable es expresada por [25]:

$$\bar{C} = E[\log_2(1 + \gamma)] \quad (1.13)$$

donde:

- $E[\cdot]$  es el operador esperanza

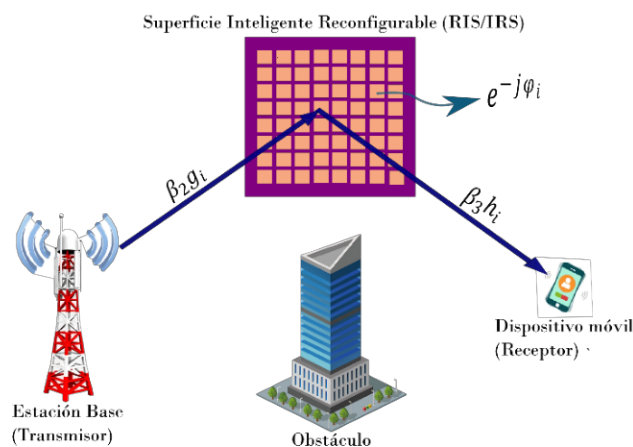
### 1.4.5. Superficies Inteligentes Reconfigurables (RIS)

### 1.4.5.1. Fundamentos de RIS

La RIS también conocida como superficie reflectante inteligente (del inglés, Intelligent Reflecting Surface - IRS), es una superficie plana programable, que permite redirigir la propagación de ondas electromagnéticas (EM) hacia un destino deseado. De esta forma se consigue maximizar la SNR de destino y por ende el desempeño del sistema de comunicación [26]. Esta superficie puede estar constituida por uno o más capas. Generalmente, la capa externa se conforma de elementos pasivos reflectantes impresos en sustrato dieléctrico, la capa intermedia es usada para evitar pérdida de energía por lo que es un panel de cobre; por último, la capa interna que permite el cambio del coeficiente de reflexión de cada elemento en la RIS según el CSI. Esta última capa es manejada con la ayuda de un circuito programable, conocido como controlador RIS inteligente [27]. Los elementos pasivos reflectantes pueden ser arreglos de reflexión convencionales, superficies de cristal líquido o metasuperficies definidas por software [11].

La redirección de las ondas de propagación a una ubicación específica es debido a la reflexión de la señal en los elementos de la RIS, estos provocan el cambio de fase y amplitud de manera controlada en las señales incidentes de manera independiente [3]. De esta forma, la señal que incide en la RIS se enfoca hacia un usuario en particular, es decir las ondas forman un tipo de beamforming para que luego se superpongan de manera constructiva en el receptor [27].

Los escenarios de sistemas de comunicaciones inalámbricas asistidos por RIS son muy variados, debido al entorno en el que se presentan y al control de la propagación de las señales que se requiere. El escenario que se usa en el presente proyecto es el presentado en la Figura 1.6.



**Figura 1.6.** Sistema inalámbrico asistido por RIS, basado en [3].

Una breve descripción del sistema propuesto en la Figura 1.6 es dada a continuación. El Tx intenta comunicarse con el Rx a través de la ayuda de la RIS, ya que el enlace directo entre Tx-Rx se encuentra bloqueado. Los nodos Tx y Rx están equipados con una única antena, mientras que la RIS posee  $N$  elementos reconfigurables. En base a lo anterior, la señal recibida en Rx está dada por:

$$y = \sqrt{\beta_2\beta_3} \left( \sum_{i=1}^N g_i e^{j\theta_i} h_i \right) x + n \quad (1.14)$$

donde el canal equivalente, puede ser formulado por:

$$h_{eq} = \sqrt{\beta_2\beta_3} \sum_{i=1}^N g_i e^{j\theta_i} h_i \quad (1.15)$$

donde:

- $x$  es la señal transmitida
- $n$  es el ruido AWGN
- $g_i$  es el  $i$ -th canal entre Tx-RIS
- $h_i$  es el  $i$ -th canal entre RIS-Tx
- $\theta_i$  es la fase inducida por el  $i$ -th elemento de la RIS
- $j$  es el complejo imaginario,  $\sqrt{-1}$
- $\beta_2$  abarca las pérdidas por trayecto para cada enlace  $g_i$
- $\beta_3$  abarca las pérdidas por trayecto para cada enlace  $h_i$

Conociendo que los canales  $g_i$  y  $h_i$  pueden ser expresados de manera polar, por 1.16.

$$g_i = |g_i| e^{j\angle(g_i)}, \quad h_i = |h_i| e^{j\angle(h_i)} \quad (1.16)$$

donde:

- $|\cdot|$  denota valor absoluto
- $\angle(\cdot)$  denota ángulo/argumento.

Ahora, la fase inducida por cada elemento de la RIS es diseñada de tal forma  $\theta_i = -\angle(g_i) - \angle(h_i)$  para cancelar todas las fases introducidas por los canales en el sistema. Sin embargo, en la práctica, debido a diversos factores (estimación parcial del canal,



limitaciones de hardware), un error residual en el diseño de fase de cada elemento de la RIS persiste, denotado por  $\varphi_i$ . Por lo que, la fase inducida por cada elemento de la RIS es dada por:

$$\theta_i = -\angle(g_i) - \angle(h_i) + \varphi_i \quad (1.17)$$

A continuación, reemplazando (1.17) en (1.15), se tiene que el canal equivalente de RIS, puede ser expresado como:

$$\begin{aligned} h_{eq} &= \sqrt{\beta_2\beta_3} \sum_{i=1}^N |g_i||h_i| e^{j(-\angle(g_i) - \angle(h_i) + \varphi_i + \angle(g_i) + \angle(h_i))} \\ &= \sqrt{\beta_2\beta_3} \sum_{i=1}^N |g_i||h_i| e^{-j\varphi_i} \end{aligned} \quad (1.18)$$

Donde en este trabajo el error de fase  $\varphi_i$  es modelado a través de la distribución von Mises, cuya función de distribución de probabilidad es dada por:

$$p(r) = \frac{\exp(\kappa \cos(r))}{2\pi I_0(\kappa)} \quad (1.19)$$

En que  $I_0$  es la función modificada de Bessel de orden cero, y  $\kappa$  denota la concentración de la distribución. Para nuestro sistema,  $\kappa$  es la severidad del error de fase de cada elemento en la RIS. Específicamente, valores altos de  $\kappa$  se traducen en menor error en el diseño de las fases de cada elemento en la RIS. En base en lo anterior, la SNR de recepción puede ser expresada como:

$$SNR_{Rx} = \gamma = \frac{P|h_{eq}|^2}{N_0} \quad (1.20)$$

Cabe mencionar que, para el sistema sin RIS, también se usa 1.20, teniendo en cuenta que lo único que cambia es el coeficiente de canal. Dicho coeficiente se calcula directamente ya que no existe la RIS.

## 2. METODOLOGÍA

### 2.1. Preliminares

En el presente se detalla la metodología usada para simular tanto el sistema tradicional como el sistema asistido por RIS, para lo cual se utilizó el software denominado MATLAB R2021b. Antes de describir el procedimiento de esta implementación se recurre a diagramas de flujo, una Tabla de parámetros iniciales con su respectivo significado y varios

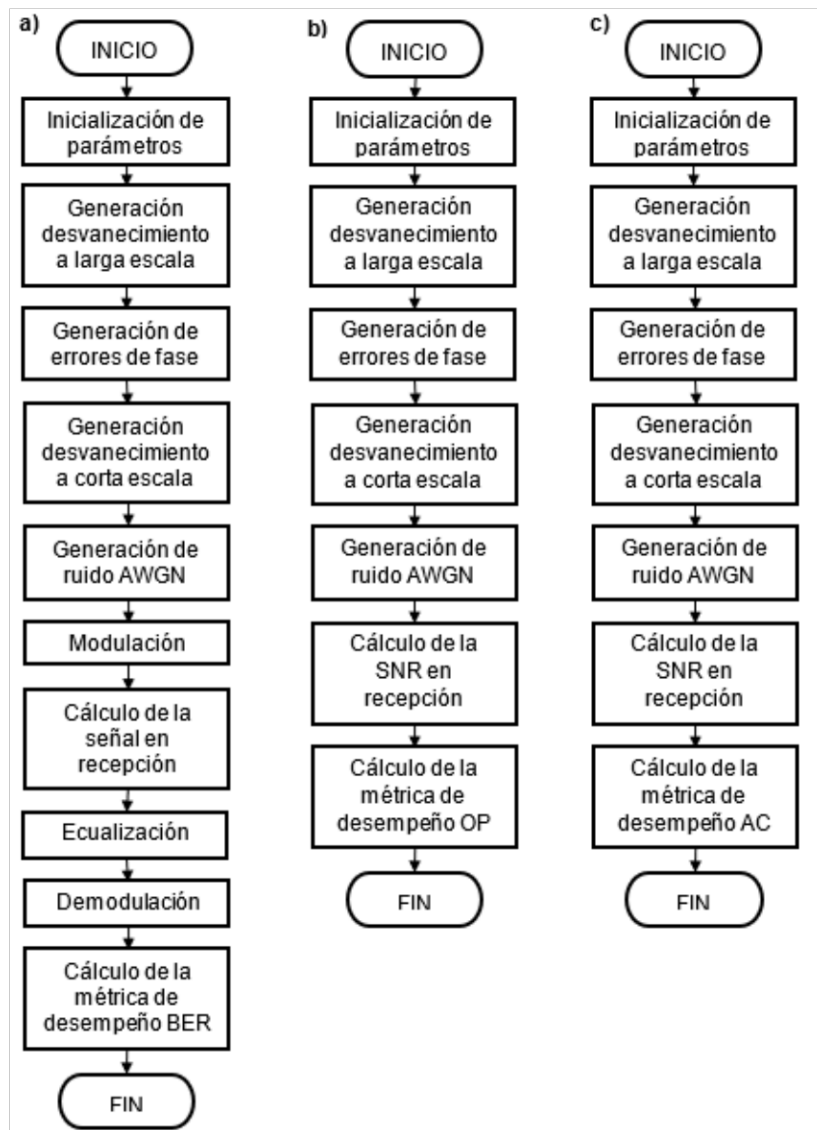
segmentos de código; los cuales ayudarán para mejorar el entendimiento de los scripts realizados.

Scripts que tendrán como resultado:

- BER vs.  $E_b/N_0$
- OP (del inglés, outage probability) vs. SNR
- AC (del inglés, average capacity) vs. SNR

## 2.2. Sistema RIS con errores de fase

En la Figura 2.1 se describe el procedimiento metodológico utilizado para generar cada métrica de desempeño mediante el uso de diagramas de flujo.



**Figura 2.1.** Diagrama de flujo de la realización de simulaciones. a) BER b) OP c) AC.

### 2.2.1. Parámetros de inicialización

En la Tabla 2.1 se encuentran los parámetros iniciales que fueron usados en la programación con su respectiva definición.

**Tabla 2.1.** Parámetros de sistema utilizados en un ambiente RIS con errores de fase.

Parámetro	Definición
NRIS	Número de elementos de la RIS
Nsim	Número de muestras
M	Número de bits agrupados según tipo de modulación
Fc	Frecuencia de corte
SNR	Valor de SNR
Eb_No	Valor de Eb/No
No_db	Potencia de ruido en dBm
R	Tasa de transmisión
kappa	Parámetro $\kappa$ en Von Mises
A_gainTx	Ganancia de la antena en transmisión
A_gainRIS	Ganancia de cada elemento de la RIS
A_gainRx	Ganancia de la antena en recepción
d_Tx_RIS	Distancia entre Tx y RIS (ver Figura 2.4)
dv	Distancia entre Pto_O y Tx (ver Figura 2.4)
d1	Distancia entre Pto_O y Rx (ver Figura 2.4)

### 2.2.2. Generación desvanecimiento a larga escala

A partir del uso de 1.1 y 1.2, en la Figura 2.2, se muestra la función empleada para el cálculo del path-loss para ambientes LoS y NLoS. En dichas fórmulas, se tiene como parámetros de entrada la distancia entre los nodos de interés (denotado por  $x$ ) y las ganancias de las antenas de los nodos involucrados (denotadas por  $G1$  y  $G2$ ).

```
%% PATHLOSS
pathloss_3GPP_LOS = @(x,G1,G2) db2pow(-28-20*log10(fc)-22*log10(x)+G1+G2);
pathloss_3GPP_NLOS = @(x, G1,G2) db2pow(-22.7-26*log10(fc)-36.7*log10(x)+G1+G2);
```

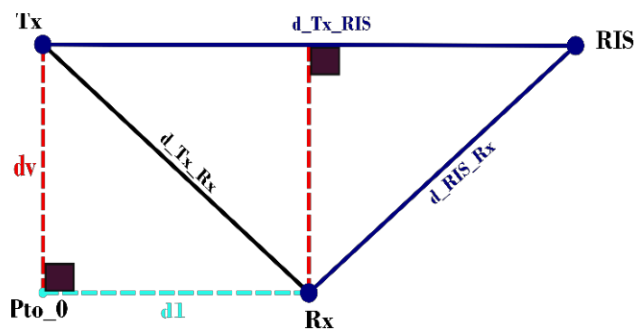
**Figura 2.2.** Fórmula de desvanecimiento a larga escala.

A continuación, en la Figura 2.3, se ilustra con un ejemplo como pueden ser configuradas las ganancias de los nodos y RIS en dBi. Posteriormente, estos parámetros son utilizados en la función previamente definida en la Figura 2.2.

```
A_gainTx=4;
A_gainRIS=4;
A_gainRx=0;
```

**Figura 2.3.** Ganancias de antenas.

En la Figura 2.4, se muestra el sistema propuesto para calcular las distancias entre los nodos del sistema de comunicaciones con RIS.



**Figura 2.4.** Sistema de Modelo Propuesto.

En la Figura 2.5, se ilustra con un ejemplo, como se calculan las distancias en MATLAB en base del sistema propuesto en la Figura 2.4

```
dv=8; %m
d1=44; %m
d_Tx_RIS=55; %m
d_Tx_Rx=sqrt(d1^2+dv^2);
d_RIS_Rx=sqrt((d_Tx_RIS-d1)^2+dv^2);
```

**Figura 2.5.** Distancia entre antenas.

Los resultados obtenidos a partir de las Figuras 2.4-2.5, son utilizados posteriormente para calcular el path loss total, de cada enlace, a saber, Tx-RIS, RIS-Rx (para caso con RIS) y Tx-RX (para caso sin RIS). Aquí, definimos las variables  $\beta_{1\_Tx\_Rx}$ ,  $\beta_{2\_Tx\_RIS}$  y  $\beta_{3\_RIS\_Rx}$ , que denotan el desvanecimiento a larga escala de los enlaces Tx-Rx, Tx-RIS y RIS-Rx, respectivamente. Cabe mencionar, que estos coeficientes de path loss generalmente se encuentran en decibelios (dB), pero para la simulación son convertidos a escala lineal.

```

beta1_Tx_Rx=pathloss_3GPP_NLOS(d_Tx_Rx,A_gainTx,A_gainRx);
beta2_Tx_RIS=pathloss_3GPP_LOS(d_Tx_RIS,A_gainTx,A_gainRIS);
beta3_RIS_Rx=pathloss_3GPP_LOS(d_RIS_Rx,A_gainRx,A_gainRIS);

```

**Figura 2.6.** Desvanecimiento a larga escala para enlaces de interés.

### 2.2.3. Generación de errores de fase

En la Figura 2.7, se muestra una función que describe la distribución de probabilidad Von Mises, la cual es muy flexible y permite obtener diferentes errores de fase en la RIS. Para el cálculo del error a través de dicha distribución, son necesarios los parámetros de entrada NRIS, Nsim y kappa, los cuales son configurados al inicio del programa. (Figura 2.8)

```

function vm_samples = vonMisesSim(NRIS,Nsim,kappa)
    x=linspace(-pi,pi,Nsim);
    vm=exp(kappa*cos(x))/(2*pi*besseli(0,kappa));
    cdf=cumsum(vm*(x(2)-x(1)));
    cdf_uniform=rand(NRIS,Nsim);
    %vm_samples=interp1(cdf,x,cdf_uniform);
    vm_samples=interp1(cdf,x,cdf_uniform,'linear',pi);
end

```

**Figura 2.7.** Generación de errores de Fase que siguen la distribución Von Mises.

A continuación, en la Figura 2.8, se da un ejemplo de cómo utilizar la función declarada en la Figura 2.7.

```

kappa=6;
ang_error=vonMisesSim(NRIS,Nsim,kappa);

```

**Figura 2.8.** Declaración de la función Von Mises.

### 2.2.4. Generación desvanecimiento a corta escala

Para la generación de los coeficientes de desvanecimiento del canal directo (ver Figura 2.9) y canales indirectos (ver Figura 2.10), se hace uso de la función de Matlab *randn(.)*. Cabe mencionar que la generación de números aleatorios que sigan la distribución Rayleigh son obtenidos a partir de una variable compleja gaussiana con media cero y varianza unitaria.

```

% Canal directo
h_sinRIS=sqrt(beta1_Tx_Rx)*(1/sqrt(2))*(randn(1,Nsim)+1i*randn(1,Nsim));

```

**Figura 2.9.** Canal en sistema tradicional.

```

% Canales indirectos RIS
g=sqrt(beta2_Tx_RIS)*1/sqrt(2)*(randn(NRIS,Nsim)+1i*randn(NRIS,Nsim));
h=sqrt(beta3_RIS_Rx)*1/sqrt(2)*(randn(NRIS,Nsim)+1i*randn(NRIS,Nsim));

```

**Figura 2.10.** Canales en el sistema asistido por RIS.

### 2.2.5. Generación del Ruido AWGN

Para la generación de ruido AWGN es necesario determinar la potencia de ruido  $No$  definido en 1.6, donde se asume que  $T = 290^{\circ}K$ ,  $FN = 10 \text{ dB}$  y  $B = 10 \text{ MHz}$ , datos obtenidos de la normativa 3GPP [28]. Por lo que, en la Figura 2.11 se muestra la fórmula de potencia de ruido con valores previamente definidos y simplificada en dbm ( $No$ ) y en escala lineal ( $No_{line}$ ).

```

%Potencia de ruido
No=-174+10*log10(10e6)+10;
No_line=db2pow(No);

```

**Figura 2.11.** Potencia de ruido.

### 2.2.6. Cálculo de la SNR en Recepción

A partir de 1.18, se calcula el canal equivalente de la RIS, denotado aquí por  $h_{eq}$ . En base a esto, en la Figura 2.12, se muestra el código empleado para calcular el canal equivalente, donde ya se incluyen los desvanecimientos de corta y larga escala, como también el error de fase en la RIS.

```

heq=transpose(sum(abs(g).*abs(h).*exp(1i*(ang_error)))));

```

**Figura 2.12.** Canal equivalente en la RIS.

A partir de 1.20, la SNR en recepción para un sistema con RIS es calculada con el uso del código mostrado en la Figura 2.13. Dicho código toma en cuenta la potencia de transmisión, potencia del ruido y el canal equivalente de la RIS, previamente calculado.

```

% SNR en Recepción
SNR_Rx=db2pow(P-No).*(abs(heq).^2);

```

**Figura 2.13.** SNR en recepción en un sistema RIS.

## 2.3. Cálculo de métricas de desempeño

### 2.3.1. BER

En la Figura 2.14, se describen los parámetros de entrada necesarios para el cálculo del BER, donde  $m$  y  $M$  son el número de bits por símbolo y el orden de la modulación, respectivamente. Estos parámetros permiten definir si la modulación es 4-QAM o 16-QAM. También, se tiene la generación de los bits de entrada a modular.

```
%% Parámetros de entrada
Nsim=1e4; % numero de muestras
m=4; % bits por símbolo
fc=3; % GHz
bits=randi([0 1],1,Nsim*m); % Generación de flujo de bits aleatorio
M = 2^m; % Tipo de modulación
Eb_No = -60:1:50; % dB
```

**Figura 2.14.** Parámetros de entrada.

En la Figura 2.15, se muestra la función de modulación donde los valores de entrada son bits,  $N_{sim}$  y  $m$ ; y como salida se tiene  $x$  (bits modulados).

```
%% M-QAM Modulation
x=modulador(bits,Nsim,m);
```

**Figura 2.15.** Bits modulados.

A continuación, en la Figura 2.16, se detalla la función utilizada para crear los símbolos del sistema. Esta función transforma los bits a número decimal; y posteriormente son modulados.

```
function Data_Mod = modulador(bits,N,m)
    aux=reshape(bits,[N,m]);
    Data_Dec=double(bi2de(aux));
    Data_Mod=qammod(Data_Dec,2^m,'UnitAveragePower',true);
end
```

**Figura 2.16.** Función modulación.

En la Figura 2.17, se muestra la SNR en transmisión, calculada a partir de la 1.9.

```
SNR_Tx = Eb_No + 10*log10(m);
```

**Figura 2.17.** SNR en transmisión.

En el segmento de código descrito en la Figura 2.18, se utiliza la potencia de ruido calculada en la Figura 2.11 para definir el ruido, que al igual de los coeficientes de desvanecimiento a larga escala tiene una variable compleja gaussiana con media cero y varianza unitaria.

```
% Ruido AWGN
n=sqrt(No_line)*(1/sqrt(2))*(randn(Nsim,1)+1i*randn(Nsim,1));
```

**Figura 2.18.** Ruido AWGN.

Para el cálculo de la señal en recepción nos referimos a 1.14, que equivalentemente en MATLAB es implementada como se muestra en la Figura 2.19, donde x hace referencia a la señal que fue transmitida.

```
% Señal en Recepción
y canal_RIS=heq.*x+n/sqrt(10.^(SNR_Tx(i)./10));
```

**Figura 2.19.** Señal en recepción.

El ecualizador usado es el ZF (del inglés, Zero Forcing), el cual busca compensar efectos del canal por medio de la minimización del ISI, buscando que este llegue a ser cero. El ecualizador se determina como la señal recibida sobre un canal determinado como se muestra en el código de la Figura 2.20.

```
% Ecualizador
yecua_RIS=y canal_RIS./heq;
```

**Figura 2.20.** Señal ecualizada.

Una vez que la señal es ecualizada se procede a demodular para lo cual se requiere la variable de entrada calculada en la Figura 2.20, es decir *yecua\_RIS*, que es la señal ecualizada del valor de m que hace referencia al tipo de modulación, como se ve en la Figura 2.21.

```
% Demodulador
BitsEstimadoscanal_RIS = demodulador(yecua_RIS,m);
```

**Figura 2.21.** Bits demodulados.

La Figura 2.22, muestra la función *qamdemod* que permite obtener la señal demodulada, para luego tener una conversión de decimal a bit; y de tal forma obtener los bits estimados del canal.

```
function [Data_DeMod] = demodulador(y,m)
    z = qamdemod(y,2^m,'UnitAveragePower',true);
    estimatedbits=de2bi(z);
    Data_DeMod=reshape(estimatedbits,1,[]);
end
```

**Figura 2.22.** Función demodulación.



Finalmente, en la Figura 2.23 se realiza el cálculo de la BER gracias a la función *symerr* de MATLAB que permite tener una comparación entre los bits enviados y los estimados.

```
% BER
BER_RIS1(i) = symerr(bits, BitsEstimadoscanal_RIS)/length(bits);
```

**Figura 2.23.** BER.

### 2.3.2. OP

En la Figura 2.24, se muestran los parámetros de entrada fijos para el cálculo del OP.

```
%% Parámetros de entrada
Nsim=1e4; % numero de muestras
R=1; % bps tasa de transmisión
fc=3; % GHz
```

**Figura 2.24.** Parámetros de entrada.

El SNR en transmisión para el cálculo del OP, se describe en la Figura 2.25.

```
% SNR en transmisión
SNR_Tx=(-100:0.2:160)-No; % db watts
SNR_Tx_line=db2pow(SNR_Tx); %watts
```

**Figura 2.25.** SNR en transmisión.

En la Figura 2.26, se muestra el cálculo de la SNR en recepción con los resultados obtenidos de la Figura 2.13. Dicha SNR en recepción es denotada aquí por la variable *Gamma\_RIS\_matricial*. Finalmente, se calcula la probabilidad de corte de la comunicación en la variable *OP* para el sistema RIS tal como se la definió en 1.12.

```
% OP
Gamma_RIS_matricial=((abs(hcq).^2)*SNR_Tx_line)';
OP=sum((log2(1+Gamma_RIS_matricial))<R,2)/Nsim;
```

**Figura 2.26.** Probabilidad de corte de la comunicación para un sistema con RIS.

### 2.3.3. Tasa media alcanzable – Average Capacity

En la Figura 2.27, se establecen los parámetros de entrada fijos para el cálculo de la métrica Average Capacity.

```
%% Parámetros de entrada
Nsim=1e4; %numero de muestras
fc=3; %GHz
```

**Figura 2.27.** Parámetros de entrada.

Para esta métrica, también se define la SNR en transmisión como se indica en la Figura 2.25. Finalmente, a través del código mostrado en la Figura 2.28, se calcula la tasa media alcanzable del sistema, donde se utiliza la formulación definida en 1.13.

```
% AC
Gamma_RIS_matricial=((abs(hcq).^2)*SNR_Tx_line)';
CmediaSIM_matricial=mean((log2(1+Gamma_RIS_matricial)),2);
```

**Figura 2.28.** Average Capacity.

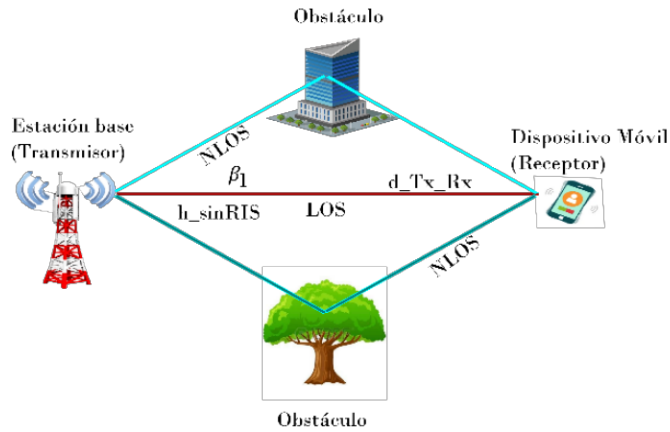
Cabe mencionar que, para el cálculo de las métricas de desempeño para el sistema sin RIS, se utiliza la misma metodología descrita previamente. Específicamente, el único parámetro a cambiar es el canal equivalente que, para el caso del sistema sin RIS, se produce fácilmente a través de la generación de coeficientes tipo Rayleigh.

### **3. RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES**

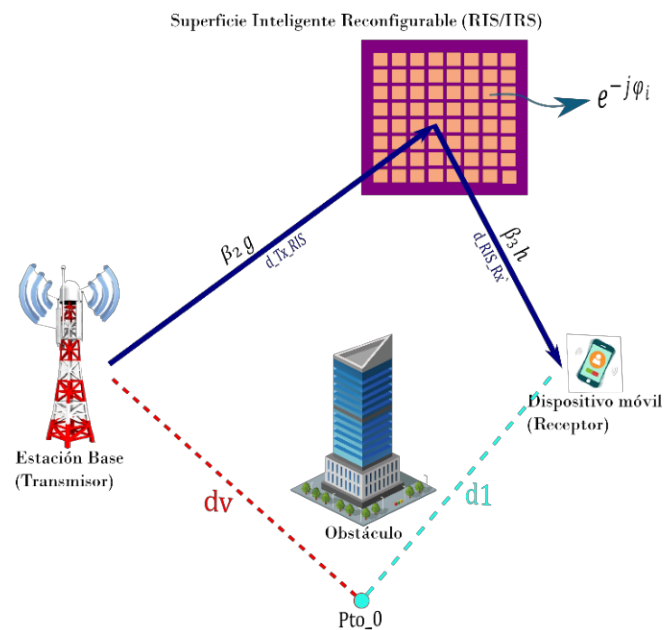
#### **3.1. Escenario de simulación**

En este proyecto, las diferentes curvas de desempeño obtenidas se basan en los siguientes dos escenarios: 1) un sistema tradicional sin RIS (ver Figura 3.1) y 2) un sistema inalámbrico asistido por RIS (ver Figura 3.2). Para la simulación del escenario convencional sin RIS se considerará que el enlace entre Tx-Rx experimente ambiente LoS/NLoS. Por otra parte, para el caso del modelo con RIS, las trayectorias Tx-RIS, y RIS-Rx es considerado que están en línea de vista en todos los escenarios propuestos, es decir, LoS. Todos los canales de los trayectos descritos son considerados desvanecimiento plano tipo Rayleigh.

Finalmente, en base a las distancias configuradas entre los nodos (vea la Tabla 3.1) se calculan los coeficientes de desvanecimiento a larga escala. En particular, se tiene que  $\beta_1 = -91 \text{ dB}$ ,  $\beta_2 = -67 \text{ dB}$  y  $\beta_3 = -58 \text{ dB}$  para las trayectorias Tx-Rx (caso sin RIS), Tx-RIS y RIS-Rx, respectivamente.



**Figura 3.1.** Escenario de un sistema tradicional [12].



**Figura 3.2.** Escenario de un sistema asistido por RIS con error de fase [27].

A continuación, en la Tabla 3.1 se definen los parámetros iniciales que son fijos para todos los casos de simulación.

**Tabla 3.1.** Definición de parámetros iniciales

Parámetro	Valor
No_db	-94 dBm
fc	3 GHz
d_Tx_RIS	55 m
dv	8 m
d1	44 m
A_gainTx	4 dbi

A_gainRIS	4 dbi
A_gainRx	0 dbi

## 3.2. Resultados

### 3.2.1. Resultados BER vs. Eb/N0

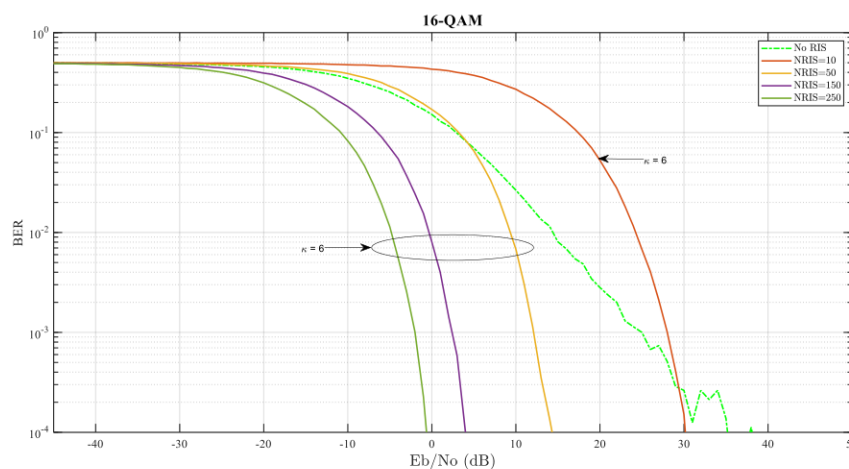
Para cada escenario se considera el parámetro  $N_{sim} = 2e^4$ .

- **Caso 1**

En la Figura 3.3, se evalúa el BER vs.  $E_b/N_0$ , donde los parámetros iniciales de configuración son dados en la Tabla 3.1. Además, se asume una modulación 16-QAM,  $\kappa = 6$ , lo que significa que el error de fase en la RIS es prácticamente despreciable. Este mínimo error se consigue con una buena estimación de los canales del sistema por parte de Tx.

Aquí, se investiga como impacta variar el número de elementos en la RIS en el desempeño del BER. Específicamente, se considera  $NRIS = 10, 50, 150, 250$ . El desvanecimiento de Tx-RIS y RIS-Rx (caso con RIS) es asumido con línea de vista (LoS). Mientras que el desvanecimiento para Tx-Rx (caso sin RIS) es considerado sin línea de vista, es decir NLoS.

A partir de las curvas mostradas en la Figura 3.3, se puede observar que el desempeño de la RIS es inferior al del sistema tradicional cuando el número de elementos en la RIS es bajo. Sin embargo, se nota una ganancia significativa en el BER cuando la RIS dispone de muchos más elementos (a partir de  $NRIS = 50$ ). Aquí, se puede concluir que, al combinar un error pequeño en la RIS ( $\kappa = 6$ ) con una gran cantidad de elementos en la RIS, el BER tiende a decrecer notoriamente.

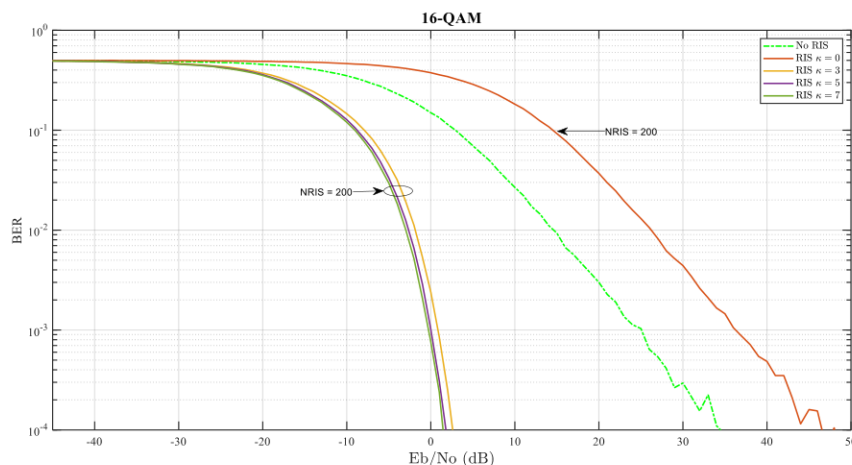


**Figura 3.3.** BER vs.  $E_b/N_0$  (Caso 1).

- **Caso 2**

En la Figura 3.4, se muestra el BER vs.  $E_b/N_0$ , variando el error de fase en la RIS. Específicamente, se considera  $\kappa = 0, 3, 5, 7$  para un número de elementos de la RIS fijo, es decir  $NRIS = 200$ . La modulación considerada es 16-QAM. A diferencia de la Figura anterior, ahora se considera que el desvanecimiento de larga escala para el trayecto Tx-RX en el escenario sin RIS es ahora con línea de vista (LoS).

Al analizar la Figura 3.4, se observa que el rendimiento del sistema con RIS mejora a medida que aumenta el valor de  $\kappa$ . Esto debido a que, valores grandes de  $\kappa$  denota un menor error en el diseño de fases por parte de la RIS. De este modo, la RIS direcciona de manera satisfactoria la señal hacia el receptor deseado. Por otra parte, se puede observar que el peor desempeño del sistema con RIS, incluso por debajo del sistema sin RIS, es cuando  $\kappa = 0$ . Esto es debido a que, para esta configuración, el diseño de fases en la RIS es aleatorio, es decir, las fases de las ondas incidentes en la RIS se direccionan a cualquier lugar sin una dirección en específico.



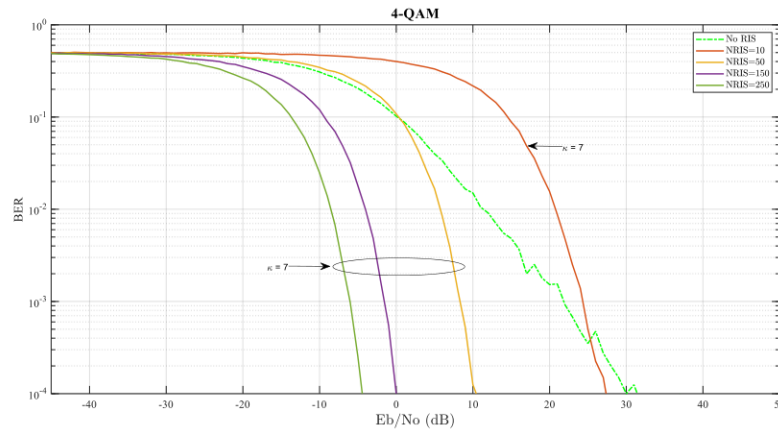
**Figura 3.4.** BER vs.  $E_b/N_0$  (Caso 2).

- **Caso 3**

En este escenario, cambiamos de tipo de modulación a 4-QAM. La Figura 3.5, muestra el BER vs.  $E_b/N_0$  variando el número de elementos reconfigurables en la RIS, es decir,  $NRIS = 10, 50, 150, 250$ . Al igual que las figuras anteriores, se considera que el CSI es conocido por el Tx, por lo que, el diseño de fases en la RIS es óptimo, esto se obtiene para  $\kappa = 7$ . Además, se asume un enlace NLoS para el trayecto Tx-Rx en el escenario sin RIS.

A partir de las curvas en la Figura 3.5, se infiere que el BER es mucho mejor cuando el número de elementos en la RIS es alto, como se lo vio en las gráficas anteriores. El

desempeño del sistema supera ampliamente al caso de comparación sin RIS. Además, cabe mencionar que, en la práctica, se pretende usar por encima de 1000 elementos reconfigurables en la RIS para soportar los estrictos requerimientos de aplicaciones futuras.

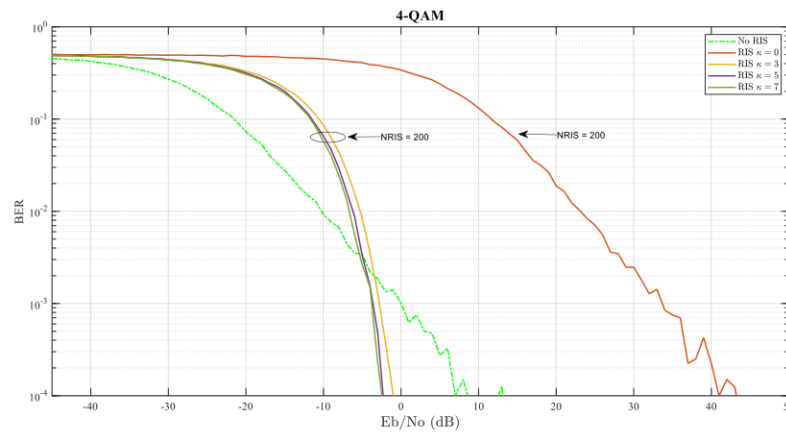


**Figura 3.5.** BER vs.  $E_b/N_0$  (Caso 3).

- **Caso 4**

En la Figura 3.6, se ilustra el BER vs.  $E_b/N_0$  variando  $\kappa = 0,3,5,7$  y fijando el valor de elementos en a RIS,  $NRIS = 200$  para una modulación 4-QAM. Aquí, a diferencia de la gráfica anterior, se asume que el trayecto Tx-Rx del caso de contraste sin RIS experimenta una línea de vista (LoS).

A partir de la Figura 3.6, se infieren las siguientes reflexiones. Primeramente, el peor desempeño de la RIS es dado para  $\kappa = 0$ , a pesar de que exista una gran cantidad de elementos  $NRIS = 200$ . Esto debido a que, el diseño de las fases en la RIS contiene demasiados errores. Por el contrario, cuando se asume un buen diseño de fases en la RIS, es decir,  $\kappa = 3,5,7$ , el desempeño mejora notablemente. Ahora, también se observa que, el BER obtenido con la RIS es mejor a aquel BER conseguido por el sistema sin RIS, a partir del punto de quiebre en  $E_b/N_0$  es aproximadamente igual a  $-2 \text{ dB}$ . En otras palabras, a la derecha de este valor la RIS otorga un mejor BER comparado al sistema sin RIS.



**Figura 3.6.** BER vs.  $E_b/N_0$  (Caso 4).

### 3.2.2. Resultados OP vs. SNR

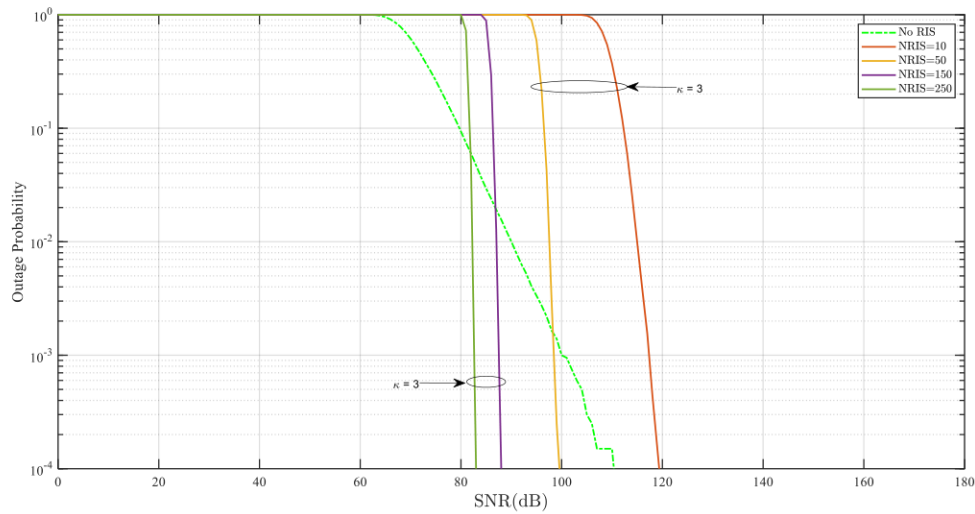
Para todas las curvas de desempeño OP vs. SNR, se asume un umbral  $R = 1 \text{ bps/Hz}$  y un total de muestras en los experimentos de  $N_{sim} = 1e^4$ .

- **Caso 1**

En la Figura 3.7, se muestra la OP vs. SNR de transmisión, donde se varía la cantidad de elementos en la RIS,  $NRIS = 10, 50, 150, 250$  y se fija un valor de  $\kappa = 3$ . Aquí, se considera, que el enlace Tx-Rx en el caso convencional sin RIS se encuentra con línea de vista (LoS).

Al observar la Figura 3.7, podemos visualizar nuevamente el beneficio de aumentar la cantidad de elementos en la RIS para obtener OP bajas. Otro aspecto importante a destacar es que, la OP obtenida con el sistema con RIS cae abruptamente para un determinado valor de SNR. Esto beneficioso en el diseño de redes ya que se puede configurar un máximo valor de SNR de transmisión disponible en el sistema. Este comportamiento es opuesto al presentado por la OP obtenida sin RIS, en el cual se observa que se necesita más SNR de transmisión para obtener tasas de OP menores.





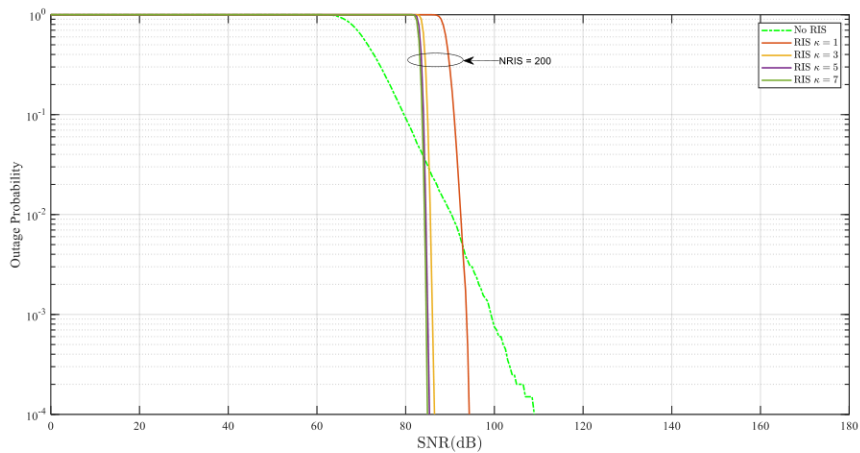
**Figura 3.7.** OP vs. SNR (Caso 1).

- **Caso 2**

En la Figura 3.8, se muestra la OP como función de la SNR de transmisión, variando  $\kappa = 1,3,5,7$  para un valor fijo de  $NRIS = 200$ . Además, el enlace Tx-Rx del caso sin RIS es considerado LoS.

A partir de las curvas de la Figura 3.8, se puede observar que cuando se conoce completamente el CSI de los canales involucrados en el sistema, la RIS puede hacer un diseño óptimo de las fases que inciden sobre ella. Este hecho se ve claramente reflejado para valores de  $\kappa$  altos. Por el contrario, el peor escenario de desempeño de la RIS en cuanto al OP, es cuando las fases de diseño son aleatorias, lo que produce un error muy grande al redireccionar la señal, esto se da para  $\kappa = 1$ . Finalmente, observe que para alcanzar un OP en el orden de  $10^{-4}$ , con el sistema RIS se requiere aproximadamente una SNR de transmisión de  $86 \text{ dB}$  para  $\kappa$  altos. Opuestamente, para alcanzar dicha OP, el sistema sin RIS necesita de al menos  $110 \text{ dB}$ . Esta es una ganancia significativa al momento de realizar un diseño de red.



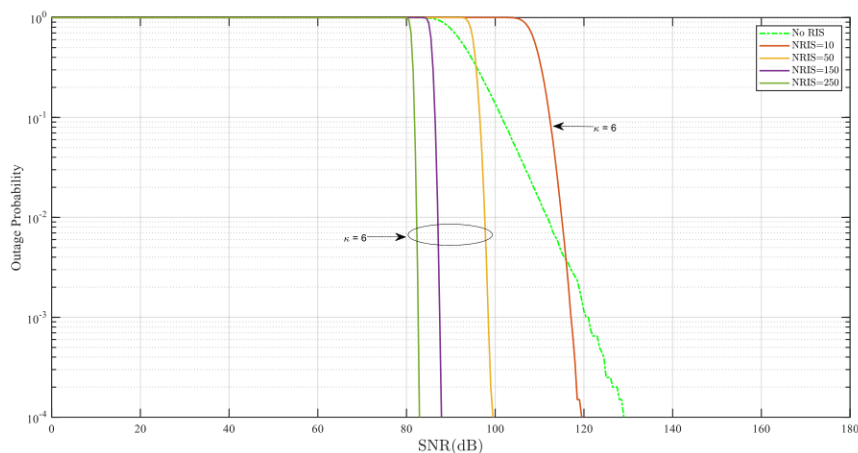


**Figura 3.8.** OP vs. SNR (Caso 2).

- **Caso 3**

En la Figura 3.9, se muestra la OP vs. SNR de transmisión para  $\kappa = 6$  y variando  $NRIS = 10, 50, 150, 250$ . Aquí, a diferencia de los casos anteriores se considera que el trayecto Tx-Rx del escenario sin RIS está sin línea de vista (NLoS).

Analizando las curvas de la Figura 3.9, se comprueba nuevamente al combinar un buen diseño de fase ( $\kappa = 6$ ) con una gran cantidad de elementos en la RIS, la OP decrece significativamente. Aquí, también se nota que incluso cuando la RIS tiene pocos elementos reconfigurables ( $NRIS = 10$ ) supera el desempeño presentado por el escenario sin RIS. Esto debido a que el enlace Tx-Rx del caso sin RIS está considerado bloqueado o NLoS. En base a esta discusión, se puede concluir que, la tecnología RIS puede ser utilizada en entornos de difícil acceso donde el Tx y Rx se encuentren distantes y sin enlace directo.

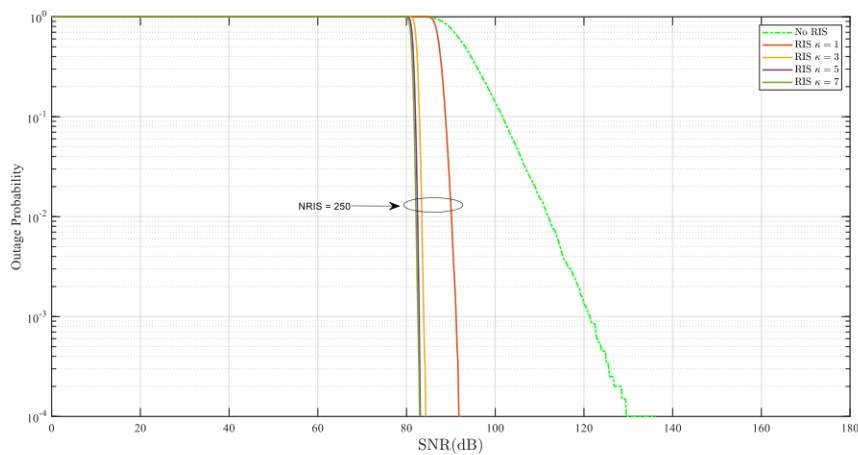


**Figura 3.9.** OP vs. SNR (Caso 3).

- **Caso 4**

En la Figura 3.10, se muestra la OP vs. SNR de transmisión asumiendo valores de  $\kappa = 1,3,5,7$  para un valor fijo de elementos en la RIS, es decir,  $NRIS = 250$ . Al igual que la Figura anterior, se considera que el enlace Tx-Rx del sistema sin RIS está bloqueado, por lo que, se lo modela como NLoS.

A partir de las gráficas obtenidas en la Figura 3.9, se observa que diseños de fases en la RIS para valores de  $\kappa = 3,5,7$  prácticamente proporcionan un desempeño de OP similar. Ese hecho es muy importante, ya que para obtener en la práctica un valor de  $\kappa = 7$ , se necesita estimar de manera perfecta el CSI de todos los canales del sistema RIS. Este hecho, es muy difícil a medida que aumentan los elementos en la RIS. Por otro lado, para  $\kappa = 3$ , se traduce a un conocimiento del CSI parcial, que es muy alcanzable en la práctica con los algoritmos propuestos en la literatura. Como conclusión, se puede recalcar que, la RIS no necesita un CSI perfecto para diseñar correctamente las fases, lo que facilitará su implementación en el futuro. Finalmente, cabe mencionar que el peor desempeño del OP es obtenido con el sistema sin RIS.



**Figura 3.10.** OP vs. SNR (Caso 4).

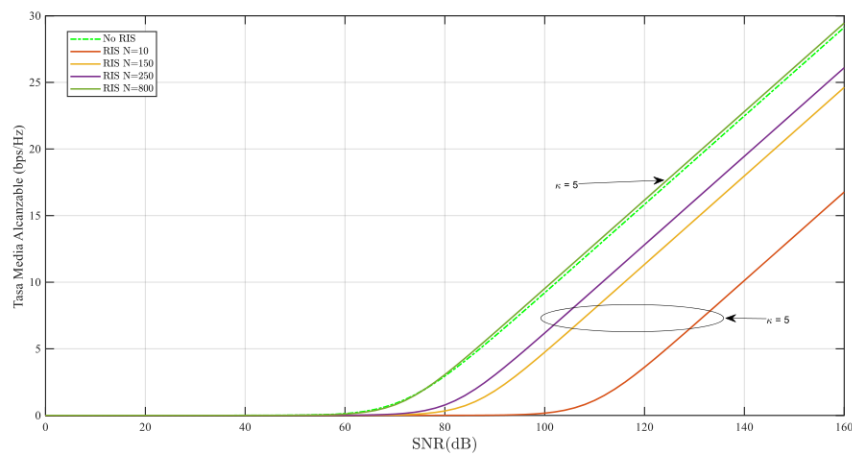
### 3.2.3. Resultados Tasa media alcanzable (AAC- average achievable capacity) vs. SNR

Se considera  $Nsim = 1e^4$  para todas las situaciones de AC vs. SNR

- **Caso 1**

En la Figura 3.11 se evalúa el AC vs. SNR de transmisión para  $\kappa = 5$ , y diferentes números de elementos en la RIS, es decir,  $NRIS = 10,150,250,800$ . Se considera además que, el enlace Tx-Rx del escenario de comparación sin RIS está libre de obstáculos (LoS).

A partir de las curvas en la Figura 3.11, se observa que, a diferencia de todos los casos previamente analizados, aquí, se necesita  $NRIS = 800$  para superar el AC proporcionado por un sistema sin RIS. Esto debido a que el canal trayecto Tx-Rx del sistema sin RIS es considerado tipo LOS, con pérdidas de trayectos relativamente bajas. En este tipo de escenario, una RIS compuesta por pocos elementos no sería adecuada. Note además que, incluso para un diseño óptimo ( $\kappa = 5$ ), valores de elementos en la RIS partiendo de 10 hasta 250 son insuficientes para ofrecer un AC adecuado.



**Figura 3.11.** AC vs. SNR (Caso 1).

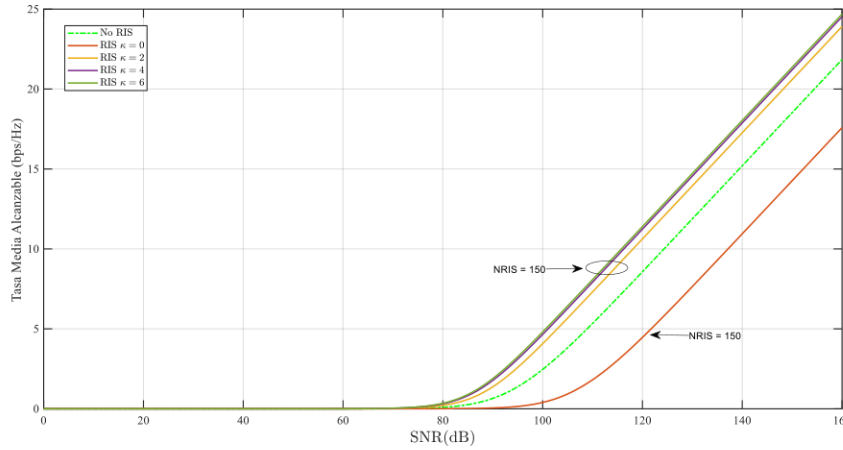
- **Caso 2**

La Figura 3.12 muestra el AC vs. SNR de transmisión para diferentes valores de  $\kappa = 0,2,4,6$  y un valor fijo de elementos reconfigurables,  $NRIS = 150$ . La trayectoria del enlace Tx-RIS en el escenario sin RIS es considerado NLoS.

A partir de la Figura 3.12, se infiere que para este caso de simulación no es necesario un número elevado de elementos en la RIS para superar el desempeño de la AC ofrecido por el sistema convencional sin RIS. Esto debido a que, en dicho sistema tradicional se encuentra bloqueado el enlace directo entre Tx-Rx.

Finalmente, se puede concluir que, en base a todos los análisis realizados, la tecnología RIS como caso de uso puede ser utilizada en ambientes densamente poblados donde el Tx y Rx se encuentren fuera de línea de vista. Además, también se observó que, incluso para ambientes donde el Tx y Rx gozan de una línea de vista muy buena, la RIS supera

las prestaciones del sistema tradicional al hacer uso de una gran cantidad de elementos (como por ejemplo para  $NRIS > 1000$ ).



**Figura 3.12.** AC vs. SNR (Caso 2).

### 3.3. Conclusiones

En el presente trabajo se evaluó el desempeño del uso de la RIS con error de diseño de fase en comunicaciones inalámbricas en ambientes outdoor, por medio de simulaciones en Matlab. Para esto se tomó en consideración tres métricas que son BER vs.  $E_b/N_0$ , OP vs. SNR y AC vs. SNR. Para cada una de estas métricas se analizaron varios escenarios en los que se cambió parámetros como el NRIS,  $\kappa$  y por último el entorno en donde se propaga la señal del sistema tradicional también simulado para comparación. Por ende, en base a los resultados obtenidos se puede concluir que:

- Al analizar todos los escenarios del cálculo del BER vs.  $E_b/N_0$ , se puede concluir que generalmente las comunicaciones asistidas por RIS superan a las comunicaciones tradicionales ya que requieren menor SNR para obtener un mejor BER. Este hecho solo es posible si el número de elementos en la RIS es mayor a 100 y  $\kappa$  debe ser alto o por lo menos de 3 hacia arriba. Cabe mencionar que a mayores valores de  $\kappa$  la RIS puede realizar un diseño óptimo de las fases. Además, se pudo evidenciar que el desempeño obtenido del BER con un sistema RIS está condicionado al conocimiento del CSI de los nodos en el sistema. Es decir, la RIS ofrece unas buenas prestaciones de servicios cuando el CSI del receptor es conocido en el transmisor o en el peor de los casos se tiene un conocimiento parcial del CSI del nodo final.

- En las curvas de OP vs. SNR, se pudo observar que todas las curvas del sistema asistido por RIS, tienen un gran desempeño si el número de elementos de RIS es alto. Esto se debe a que como no se tiene conocimiento del CSI,  $\kappa$  es pequeño y esto conlleva a que el error en el alineamiento de las fases sea alto. Solo en el caso extremo que  $\kappa = 1$  o nulo y se tenga un valor  $NRIS \ll 150$ , un sistema tradicional viene a ser mejor que una RIS.
- Tras el análisis de las curvas de AC vs. SNR en los dos casos presentados, se puede concluir que a pesar que el sistema tradicional supera al sistema con RIS cuando este se encuentra en un ambiente LOS, el sistema con RIS tiene un buen rendimiento cuando el número de elementos es alto.

Todas estas métricas de desempeño permitieron conocer que la RIS puede ser una tecnología potencial proporcionando diversos beneficios tanto en ambientes LoS y NLoS. Además, se corroboró que la RIS permite reducir los efectos nocivos del canal al controlar su modo de propagación hacia receptores deseados.

### 3.4. Recomendaciones

- Se recomienda que al simular un sistema inalámbrico se utilicen valores de parámetros del estándar 3GPP con el objetivo de obtener un sistema mucho más práctico. En este contexto, se pueden configurar de mejor manera los valores de desvanecimiento a larga escala, ganancias de antenas, figura del ruido, frecuencia de operación, y ancho de banda normalmente utilizados en un sistema real.
- Se recomienda simular en MATLAB las métricas tales como OP o AC de manera matricial sin el uso de bucles, ya que estos últimos prolongan los tiempos de simulación. Así mismo, si se usa un sistema con RIS con cientos de elementos es recomendable usar un computador con altas prestaciones o en su defecto computación paralela.

### 3.5. Trabajos Futuros

- Investigar un sistema asistido con RIS asumiendo que tanto el nodo transmisor como nodo receptor están equipados con múltiples antenas. En este caso, se podría explorar algoritmos de optimización que permitan diseñar el beamforming en función de los canales del nodo receptor.
- Como trabajo futuro sería interesante, asumir otro tipo de modelo de canal de pequeña escala diferente al bien utilizado Rayleigh. Esto debido a que, en los

nuevos sistemas emergentes 5G (como, por ejemplo, comunicaciones en ondas milimétricas), las distribuciones tradicionales tales como Rayleigh y Rician no modelan de forma adecuada la propagación de las ondas en dichos sistemas.

- Un trabajo a explorar sería asumir que los canales en la RIS sean correlacionados ya que en la práctica una RIS contiene una gran cantidad de elementos construidos entre sí con separaciones muy cortas. Aquí, se investigaría, en qué medida afecta la correlación de los canales de la RIS en las métricas tales como BER, OP, y AC.

#### 4. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] G. Liu, Y. Huang, Z. Chen, L. Liu, Q. Wang, and N. Li, "5G Deployment: Standalone vs. Non-Standalone from the Operator Perspective," *IEEE Communications Magazine*, vol. 58, no. 11, pp. 83–89, Nov. 2020, doi: 10.1109/MCOM.001.2000230.
- [2] H. Gacanin and M. di Renzo, "Wireless 2.0: Toward an Intelligent Radio Environment Empowered by Reconfigurable Meta-Surfaces and Artificial Intelligence," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 15, no. 4, pp. 74–82, Dec. 2020, doi: 10.1109/MVT.2020.3017927.
- [3] Q. Wu, S. Zhang, B. Zheng, C. You, and R. Zhang, "Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Communications: A Tutorial," *IEEE Wireless Communications*, vol. 69, no. 5, Jul. 2020, doi: 10.1109/TCOMM.2021.3051897.
- [4] A. Garg and R. Sood, "Digital Society from 1G to 5G: A Comparative Study," *International Journal of Application or Innovation in Engineering & Management (IJAEM)*, vol. 3, no. 2, Feb. 2014, [Online]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/263657708>
- [5] A. Garg, "Digital Society from 1G to 5G: A Comparative Study International Journal of Application or Innovation in Engineering & Management (IJAEM)," *International Journal of Application or Innovation in Engineering & Management (IJAEM)*, vol. 3, no. 2, Jul. 2014, [Online]. Available: <https://www.researchgate.net/publication/263657708>
- [6] Q. K. Ud Din Arshad, A. U. Kashif, and I. M. Quershi, "A Review on the Evolution of Cellular Technologies," *Proceedings of 2019 16th International Bhurban CConference on Applied Sciences and Technology, IBCAST 2019*, pp. 1–5, Jan. 2019, doi: 10.1109/IBCAST.2019.8667173.
- [7] J. Wannstrom, "LTE-Advanced," Jun. 2013. <https://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/97-lte-advanced> (accessed Jan. 23, 2022).

- [8] M. Vaezi, Z. Ding, and V. Poor, *Multiple access techniques for 5G wireless networks and beyond*, 1st ed. Switzerland: Springer International Publishing, 2018. doi: 10.1007/978-3-319-92090-0.
- [9] D. P. M. Osorio *et al.*, "Towards 6G-enabled Internet of Vehicles: Security and Privacy." doi: 10.1109/OJCOMS.2022.3143098.
- [10] J. Kaur, M. A. Khan, M. Iftikhar, M. Imran, and Q. Emad Ul Haq, "Machine Learning Techniques for 5G and beyond," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 23472–23488, Jan. 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3051557.
- [11] J. Youn, W. Son, and B. C. Jung, "Physical-Layer Security Improvement with Reconfigurable Intelligent Surfaces for 6G Wireless Communication Systems," *Sensors*, vol. 21, p. 1439, 2021, doi: 10.3390/s21041439.
- [12] T. Rappaport, *Wireless Communications, Principles and Practice*, 1st ed. Prentice Hall, 2002. Accessed: Jan. 24, 2022. [Online]. Available: <http://ee.sharif.edu/~wireless.comm.net/references/Rappaport%20-%20Wireless%20Communications,Principles%20and%20Practice-ISBN%200130422320.pdf>
- [13] V. Garg, *Wireless Communications & Networking*, 1st ed. San Francisco: Elsevier, 2007. Accessed: Jan. 24, 2022. [Online]. Available: <https://books.google.com.ec/books?hl=en&lr=&id=UE2wEc9NfB8C&oi=fnd&pg=PP1&dq=V.+K.+Garg,+Wireless+Communications+and+Net+work&ots=pF-0fvejFk&sig=kCgrsuggXFet1cfBy3N7SMm42T4#v=onepage&q=V.%20K.%20Garg%2C%20Wireless%20Communications%20and%20Network&f=false>
- [14] Y. Soo. Cho, Jaekwon. Kim, and W. Young. Yang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB.*, 2nd ed., vol. 1. Singapore: John Wiley & Sons, 2010. Accessed: Jan. 24, 2022. [Online]. Available: <https://www.ee.iitm.ac.in/~giri/pdfs/EE6002/book-cho.pdf>
- [15] B. Sklar, "Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems Part I: Characterization," *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, no. 7, pp. 90–100, Jul. 1997, doi: 10.1109/35.601747.
- [16] S. Alam, "On Effect of Additive White Gaussian Noise (AWGN) on the Transmitted Data," Dec. 2008, Accessed: Jan. 30, 2022. [Online]. Available: [https://atmshafiulalam.webs.com/IDC-Ex-3-additive\\_white\\_Gaussian\\_noise.pdf](https://atmshafiulalam.webs.com/IDC-Ex-3-additive_white_Gaussian_noise.pdf)
- [17] A. W. Doerry, "Noise and Noise Figure for Radar Receivers.," *SANDIA*, vol. SAND2016-9649 647834, Sep. 2016, doi: 10.2172/1562649.
- [18] R. Roldán, "Quadrature amplitude modulated (qam) microwave signal transmission over a radio-over-fibre link using semiconductor optical amplifiers," Limerick, Ireland, 2008. Accessed: Feb. 01, 2022. [Online].

Available:

[https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/6118/\(QAM%20MICROWAVE%20SIGNAL%20TRANSMISSION%20OVER%20A%20RoF%20link%20using%20SOA\).pdf](https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/6118/(QAM%20MICROWAVE%20SIGNAL%20TRANSMISSION%20OVER%20A%20RoF%20link%20using%20SOA).pdf)

- [19] J. Walrand and P. Varaiya, *High-Performance Communication Networks - Chapter 7: Wireless Networks*, 2nd ed. Morgan Kaufmann, 2000. doi: 10.1016/B978-0-08-050803-0.50012-5.
- [20] N. A. Sany, "M-PSK and M-QAM Modulation/Demodulation of UWB Signals using Six-port Correlator," Sweden, Dec. 2012. Accessed: Feb. 14, 2022. [Online]. Available: <http://www.ep.liu.se/>
- [21] M. E. van Valkenburg, *Reference data for engineers - 25) Information Theory and Coding*, 9th ed. Elsevier, 2002. Accessed: Feb. 05, 2022. [Online]. Available: [https://ac.els-cdn.com/B9780750672917500170/3-s2.0-B9780750672917500170-main.pdf?\\_tid=ce5dd45c-a27b-4446-b930-084dae036785&acdnat=1553013149\\_f70edc86a534758716d09e1509f1987a](https://ac.els-cdn.com/B9780750672917500170/3-s2.0-B9780750672917500170-main.pdf?_tid=ce5dd45c-a27b-4446-b930-084dae036785&acdnat=1553013149_f70edc86a534758716d09e1509f1987a)
- [22] S. Pitkänen, "Optimal reception of 64 Quadrature Amplitude Modulation in High-Speed Downlink Packet Access," Salo, Finland, Jan. 2008. Accessed: Feb. 15, 2022. [Online]. Available: <https://aaltodoc.aalto.fi/bitstream/handle/123456789/1045/urn010335.pdf?sequence=1&isAllowed=y>
- [23] M. v. Markosyan, R. T. Safin, V. v. Artyukhin, and E. G. Satimova, "Determination of the  $E_b/N_0$  ratio and calculation of the probability of an error in the digital communication channel of the IP-video surveillance system," *International Scientific and Technical Conference on Computer Sciences and Information Technologies*, vol. 2018-March, pp. 173–176, Sep. 2017, doi: 10.1109/CSITECHNOL.2017.8312165.
- [24] T. van Chien, A. K. Papazafeiropoulos, L. T. Tu, R. Chopra, S. Chatzinotas, and B. Ottersten, "Outage probability analysis of IRS-assisted systems under spatially correlated channels," *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 10, no. 8, pp. 1815–1819, Aug. 2021, doi: 10.1109/LWC.2021.3082409.
- [25] X. Kang, Y. C. Liang, A. Nallanathan, H. K. Garg, and R. Zhang, "Optimal power allocation for fading channels in cognitive radio networks: Ergodic capacity and outage capacity," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 8, no. 2, pp. 940–950, Feb. 2009, doi: 10.1109/TWC.2009.071448.
- [26] V. Tapio, I. Hemadeh, A. Mourad, A. Shojaeifard, and M. Juntti, "Survey on reconfigurable intelligent surfaces below 10 GHz," *Eurasip Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2021, no. 1, pp. 1–18, Dec. 2021, doi: 10.1186/S13638-021-02048-5/TABLES/1.
- [27] C. Pan *et al.*, "Reconfigurable Intelligent Surfaces for 6G and Beyond: Principles, Applications, and Research Directions," *IEEE*



Communications Magazine , vol. 59, no. 6, pp. 9–13, Jul. 2021, doi: 10.1109/MCOM.001.2001076.

- [28] 3GPP, “3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Further advancements for E-UTRA physical layer aspects (Release 9),” Mar. 2017. [Online]. Available: [https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36\\_series/36.814/](https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.814/)

## 5. ANEXOS

### ANEXO I

**Tabla 5.1.** Modelos de desvanecimiento a larga escala

Escenario	Path loss [dB] Nota: $f_c$ en GHz y distancia en metros	Shadow fading std [dB]	Rango de aplicación y altura de antenas
LOS	$PL = 22.0 \log_{10}(d) + 28.0 + 20 \log_{10}(f_c)$	$\sigma = 3$	$10 \text{ m} < d_1 < d'_{BP}{}^{1)}$
	$PL = 40 \log_{10}(d_1) + 7.8 - 18 \log_{10}(h'_{BS}) - 18 \log_{10}(h'_{UT}) + 2 \log_{10}(f_c)$	$\sigma = 3$	$d'_{BP} < d_1 < 5000 \text{ m}^{1)}$ $h_{BS} = 10 \text{ m}^{1)}, h_{UT} = 1.5 \text{ m}^{1)}$
NLOS	<b>Manhattan grid layout:</b> $PL = \min(PL(d_1, d_2), PL(d_2, d_1))$ where $PL(d_k, d_l) =$ $PL_{LOS}(d_k) + 17.9 - 12.5n_j + 10n_j \log_{10}(d_l) + 3 \log_{10}(f_c)$ $Y n_j = \max(2.8 - 0.0024d_k, 1.84)$ $PL_{LOS}$ es la pérdida de trayectoria del escenario UMi LOS and $k, l \in \{1, 2\}$ .	$\sigma = 4$	$10 \text{ m} < d_1 + d_2 < 5000 \text{ m}$ , $w/2 < \min(d_1, d_2)$ <sup>2)</sup> $w = 20 \text{ m}$ (street width) $h_{BS} = 10 \text{ m}$ , $h_{UT} = 1.5 \text{ m}$ donde $0 < \min(d_1, d_2) < w/2$ , el LOS PL es aplicado.
	<b>Hexagonal cell layout:</b> $PL = 36.7 \log_{10}(d) + 22.7 + 26 \log_{10}(f_c)$		$\sigma = 4$

	$PL = PL_b + PL_{rw} + PL_{in}$ <b>Manhattan grid layout (<math>\theta</math> conocido):</b> $\begin{cases} PL_b = PL_{B1}(d_{out} + d_{in}) \\ PL_{rw} = 14 + 15(1 - \cos(\theta))^2 \\ PL_{in} = 0.5d_{in} \end{cases}$ <b>Para hexagonal layout (<math>\theta</math> desconocido):</b> $PL_{rw} = 20$ , otros valores siguen siendo los mismos.	$\sigma = 7$	$10 \text{ m} < d_{out} + d_{in} < 1\,000 \text{ m}$ , $0 \text{ m} < d_{in} < 25 \text{ m}$ , $h_{BS} = 10 \text{ m}$ , $h_{UT} = 3(n_{Fl} - 1) + 1.5 \text{ m}$ , $n_{Fl} = 1$ , Explicación: ver <sup>3)</sup>
Urban Macro (UMa)	LOS $PL = 22.0 \log_{10}(d) + 28.0 + 20 \log_{10}(f_c)$  $PL = 40.0 \log_{10}(d_1) + 7.8 - 18.0 \log_{10}(h'_{BS}) - 18.0 \log_{10}(h'_{UT}) + 2.0 \log_{10}(f_c)$	$\sigma = 4$  $\sigma = 4$	$10 \text{ m} < d < d'_{BP}{}^1)$  $d'_{BP} < d < 5\,000 \text{ m}^1)$ $h_{BS} = 25 \text{ m}^1)$ , $h_{UT} = 1.5 \text{ m}^1)$
	NLOS $PL = 161.04 - 7.1 \log_{10}(W) + 7.5 \log_{10}(h) - (24.37 - 3.7(h/h_{BS})^2) \log_{10}(h_{BS}) + (43.42 - 3.1 \log_{10}(h_{BS}))(\log_{10}(d) - 3) + 20 \log_{10}(f_c) - (3.2(\log_{10}(11.75 h_{UT}))^2 - 4.97)$	$\sigma = 6$	$10 \text{ m} < d < 5\,000 \text{ m}$ $h = \text{avg. altura del edificio}$ $W = \text{ancho de calle}$ $h_{BS} = 25 \text{ m}$ , $h_{UT} = 1.5 \text{ m}$ , $W = 20 \text{ m}$ , $h = 20 \text{ m}$  Rango de aplicación: $5 \text{ m} < h < 50 \text{ m}$ $5 \text{ m} < W < 50 \text{ m}$ $10 \text{ m} < h_{BS} < 150 \text{ m}$ $1 \text{ m} < h_{UT} < 10 \text{ m}$
	LOS $PL_1 = 20 \log_{10}(40\pi d f_c / 3) + \min(0.03 h^{1.72}, 10) \log_{10}(d) - \min(0.044 h^{1.72}, 14.77) + 0.002 \log_{10}(h) d$  $PL_2 = PL_1(d_{BP}) + 40 \log_{10}(d/d_{BP})$	$\sigma = 4$  $\sigma = 6$	$10 \text{ m} < d < d_{BP}{}^4)$  $d_{BP} < d < 5\,000 \text{ m}$ $h_{BS} = 35 \text{ m}$ , $h_{UT} = 1.5 \text{ m}$ , $W = 20 \text{ m}$ , $h = 10 \text{ m}$ (Los rangos de aplicabilidad de $h$ , $W$ , $h_{BS}$ , $h_{UT}$ son los mismos que en UMa NLOS)
Suburban Macro (SMA, optional)  NLOS $PL = 161.04 - 7.1 \log_{10}(W) + 7.5 \log_{10}(h) - (24.37 - 3.7(h/h_{BS})^2) \log_{10}(h_{BS}) + (43.42 - 3.1 \log_{10}(h_{BS}))(\log_{10}(d) - 3) + 20 \log_{10}(f_c) - (3.2(\log_{10}(11.75 h_{UT}))^2 - 4.97)$	$\sigma = 8$	$10 \text{ m} < d < 5\,000 \text{ m}$ $h_{BS} = 35 \text{ m}$ , $h_{UT} = 1.5 \text{ m}$ , $W = 20 \text{ m}$ , $h = 10 \text{ m}$  (Los rangos de aplicabilidad de $h$ , $W$ , $h_{BS}$ , $h_{UT}$ son los mismos que en UMa NLOS)	

Rural Macro (RMa)	LOS	$PL_1 = 20 \log_{10}(40\pi d f_c / 3) + \min(0.03h^{1.72}, 10) \log_{10}(d) - \min(0.044h^{1.72}, 14.77) + 0.002 \log_{10}(h)d$ $PL_2 = PL_1(d_{BP}) + 40 \log_{10}(d/d_{BP})$	$\sigma = 4$          $\sigma = 6$	$10 \text{ m} < d < d_{BP}, ^4)$  $d_{BP} < d < 10\ 000 \text{ m}$ , $h_{BS} = 35 \text{ m}$ , $h_{UT} = 1.5 \text{ m}$ , $W = 20 \text{ m}$ , $h = 5 \text{ m}$  (Los rangos de aplicabilidad de $h$ , $W$ , $h_{BS}$ , $h_{UT}$ son los mismos en UMa NLOS)
	NLOS	$PL = 161.04 - 7.1 \log_{10}(W) + 7.5 \log_{10}(h) - (24.37 - 3.7(h/h_{BS})^2) \log_{10}(h_{BS}) + (43.42 - 3.1 \log_{10}(h_{BS})) (\log_{10}(d) - 3) + 20 \log_{10}(f_c) - (3.2 (\log_{10}(11.75 h_{UT}))^2 - 4.97)$	$\sigma = 8$	$10 \text{ m} < d < 5\ 000 \text{ m}$ ,  $h_{BS} = 35 \text{ m}$ , $h_{UT} = 1.5 \text{ m}$ , $W = 20 \text{ m}$ , $h = 5 \text{ m}$  (Los rangos de aplicabilidad de $h$ , $W$ , $h_{BS}$ , $h_{UT}$ son los mismos en UMa NLOS)