

# **ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL**

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

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

#### **SIMULACIÓN DE SEGURIDAD EN CAPA FÍSICA EN COMUNICACIONES INALÁMBRICAS ASISTIDAS POR SUPERFICIES INTELIGENTES RECONFIGURABLES**

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

**IVÁN MAURICIO COLCHA HERNÁNDEZ**

**ivan.colcha@epn.edu.ec**

**DIRECTOR: Ph.D. JOSÉ DAVID VEGA SÁNCHEZ**

**jose.vega01@epn.edu.ec**

**DMQ, febrero 2022**

## **CERTIFICACIONES**

Yo, IVÁN MAURICIO COLCHA HERNÁNDEZ 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.

---

**IVÁN MAURICIO COLCHA HERNÁNDEZ**

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por IVÁN MAURICIO COLCHA HERNÁNDEZ, bajo mi supervisión.

---

**Ph.D. JOSÉ DAVID VEGA SÁNCHEZ**  
**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.

IVÁN MAURICIO COLCHA HERNÁNDEZ

JOSÉ DAVID VEGA SÁNCHEZ

## **DEDICATORIA**

A mis padres, Marina y Bernardo, por ser mi guía, mi apoyo, mi fortaleza y mi motivación para seguir adelante.

A mi hermano y su familia, por apoyarme y aconsejarme.

A mí, por no darme por vencido ante las adversidades.

## **AGRADECIMIENTO**

Agradezco a mis padres por apoyarme incondicionalmente, brindarme su amor y en especial por creer en mí. A mi padre Bernardo, por darme el ejemplo de ser constante, responsable y trabajador. A mi madre por estar a mi lado en la salud y enfermedad, por enseñarme a seguir adelante y no desistir de mis objetivos.

A mi hermano Bernardo por aconsejarme, escucharme y guiarme en todos los aspectos de la vida. A su familia por pasar momentos buenos y malos, y además enseñarme la unión familiar.

A mis compañeros y amigos de universidad, pues con ellos he compartido momentos dentro y fuera de las aulas. Les agradezco por su amistad, apoyo ánimo y tiempo compartido.

Finalmente agradezco a todos mis profesores por sus enseñanzas, conocimientos, consejos y su amistad. En particular a mi director de este trabajo, Ph.D. José Vega por su paciencia, compromiso y por compartirme parte de sus conocimientos para que pueda desarrollar de la mejor manera este proyecto.

# ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIONES.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO.....	V
RESUMEN .....	VIII
ABSTRACT .....	IX
1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 Objetivo general.....	2
1.2 Objetivos específicos .....	2
1.3 Alcance .....	3
1.3.1 Comunicaciones Inalámbricas.....	3
1.3.2 Fenómenos que afectan la comunicación inalámbrica .....	4
1.3.2.1 Propagación Multitrayecto .....	4
1.3.2.2 Desvanecimiento.....	6
1.3.2.3 Desvanecimiento a gran escala.....	6
1.3.2.4 Desvanecimiento a pequeña escala .....	7
1.3.2.5 Modelos de distribución desvanecimiento pequeña escala.....	8
1.3.2.6 Ruido AWGN.....	8
1.3.3 Modulación Digital.....	9
1.3.3.1 4-Q-AM.....	9
1.3.3.2 16-Q-AM.....	9
1.3.3.3 64-Q-AM:.....	9
1.3.4 Métricas para la evaluación de rendimiento .....	9
1.3.4.1 SNR ( <i>Signal-to-Noise-Ratio</i> ).....	9
1.3.4.2 <i>E<sub>b</sub>/N<sub>0</sub></i> .....	10
1.3.4.3 <i>Bit Error Rate</i> (BER).....	10

1.3.4.4	Fundamentos de Seguridad en Capa Física .....	10
1.3.4.5	<i>Secrecy Capacity</i> .....	12
1.3.4.6	<i>Secrecy Outage Probability</i> .....	12
1.3.4.7	<i>Average Secrecy Capacity</i> .....	13
1.3.5	Seguridad en capa física (PLS) y Superficies Inteligentes Reconfigurables (RIS) 13	
2	<b>METODOLOGÍA</b> .....	16
2.1	Preliminares .....	16
2.2	Seguridad en capa física en sistema asistido por RIS .....	17
2.2.1	Parámetros de inicialización.....	19
2.2.2	Cálculo de distancias entre elementos del sistema .....	20
2.2.3	Generación desvanecimiento a larga escala .....	20
2.2.4	Generación de errores de fase.....	21
2.2.5	Generación desvanecimiento a corta escala .....	22
2.2.6	Generación del Ruido AWGN.....	23
2.2.7	Cálculo de canales equivalentes para un sistema con RIS .....	23
2.2.8	Cálculo de canales directos para un sistema sin RIS .....	23
2.2.9	Cálculo de la SNR en transmisión y recepción .....	24
2.3	Cálculo de métricas de desempeño .....	24
2.3.1	BER .....	24
2.3.1.1	Modulación Q-AM.....	25
2.3.1.2	SNR de transmisión.....	25
2.3.1.3	Señal recibida.....	25
2.3.1.4	Ecualizador.....	26
2.3.1.5	Demodulación Q-AM .....	26
2.3.1.6	Cálculo del BER .....	26
2.3.2	Cálculo del SOP.....	27
2.3.3	Cálculo del ASC .....	27
3	<b>RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES</b> .....	28

3.1	Configuraciones preliminares.....	28
3.1.1	BER: Análisis de Resultados y Discusiones.....	29
3.1.2	SOP: Análisis de Resultados y Discusiones.....	34
3.1.3	ASC: Análisis de Resultados y Discusiones.....	36
3.2	Conclusiones.....	39
3.3	Recomendaciones.....	40
4	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	41



## RESUMEN

6G (del inglés, *sixth generation*) pretende mejorar las prestaciones de redes convencionales para el usuario final, por ejemplo, tasas de datos en el orden de los Tera bps y latencias ultra-bajas. En base a estas demandas, recientemente la tecnología revolucionaria conocida como superficies inteligentes reconfigurables (del inglés, *Reconfigurable Intelligent Surface-RIS*) ha surgido como una tecnología candidata de 6G para solventar los estrictos requerimientos de comunicaciones futuras. Específicamente, la RIS brinda la oportunidad de controlar a conveniencia el medio inalámbrico, es decir, convierte un canal aleatorio tradicional en un ambiente inteligente controlado de acuerdo a las necesidades del diseño de red.

El presente proyecto se enfoca en realizar un análisis de seguridad nivel de capa física de un sistema asistido por RIS. Convencionalmente, la seguridad se la ha venido realizando con el uso de algoritmos de criptografía. Actualmente, la seguridad a nivel de capa física (del inglés, *Physical Layer Security-PLS*) se ha vuelto atractiva en los últimos años, ya que esta no depende de algoritmos matemáticos.

En este trabajo se propone combinar PLS con RIS para ofrecer seguridad a nivel de capa física a redes emergentes 6G. Para evaluar el sistema propuesto se usarán métricas de desempeño tales como BER (*Bit Error Rate*), ASC (*Average Secrecy Capacity*) y SOP (*Secrecy Outage Probability*). Estas métricas nos ayudaran a comparar el rendimiento de un sistema asistido por RIS y un sistema tradicional (sin RIS) y así concluir y discutir sobre las ventajas/desventajas de los sistemas en torno a la seguridad de la información.

**PALABRAS CLAVE:** RIS, PLS, ASC, SOP, BER, AWGN.

## **ABSTRACT**

6G (sixth generation) aims to improve the performance of conventional networks to the final user, for example, data rates in the order of Tera bps and ultra-low latencies. Based on these demands, recently, the revolutionary technology known as Reconfigurable Intelligent Surface (RIS) has emerged as a 6G candidate to solve the stringent requirements of future communications. Specifically, the RIS provides the opportunity to control the wireless environment conveniently, i.e., it converts a traditional random channel into an intelligently controlled environment according to design needs.

This project focuses on performing a physical layer-level security analysis of a system assisted by RIS. Conventionally, security has been done with the use of cryptography algorithms. Currently, physical layer security (PLS) has become attractive since it does not depend on mathematical algorithms.

This work proposes to combine PLS with RIS to offer security at the physical layer level to emerging 6G networks. In order to evaluate the proposed system, performance metrics such as BER (Bit Error Rate), ASC (Average Secrecy Capacity), and SOP (Secrecy Outage Probability) will be used. These metrics will help us compare the performance of a system assisted by RIS and a traditional system (without RIS) and thus conclude and discuss the advantages/disadvantages of the system's parameters regarding information security.

**KEYWORDS:** RIS, PLS, ASC, SOP, BER, AWGN.

# 1 INTRODUCCIÓN

Debido al considerable aumento en el número de dispositivos conectados en la red inalámbrica, se han propuesto diferentes tecnologías innovadoras para mejorar la eficiencia energética y del espectro, sin dejar de lado la confiabilidad y seguridad de los sistemas de comunicación inalámbrica [1]. Las futuras aplicaciones desde la perspectiva de la comunicación inalámbrica 5G (del inglés, *fifth Generation*) incluyen tres casos de uso con diversos requisitos, como la comunicación ultra confiable de baja latencia (del inglés, *ultra-reliable low latency - URLLC*), la banda ancha móvil mejorada (del inglés, *enhanced mobile broadband - eMBB*) y la comunicación masiva tipo máquina (del inglés, *massive machine-type communication - mMTC*) [2].

Por otro lado, se plantean varias aplicaciones revolucionarias para la próxima década, tales como: telemedicina holográfica, comunicaciones moleculares, plataformas de drones automatizados, comunicaciones de realidad ultra aumentada, vehículos autónomos, las cuales muy probablemente no podrán ser soportadas por la red 5G. Esto se debe a que estas aplicaciones requieren velocidades de datos en el orden de Tera bps y con una latencia extremadamente baja [2] [3]. Como resultado, los investigadores tanto académicos como industriales están buscando nuevas tecnologías para respaldar dichas comunicaciones. En particular, se han propuesto algunas tecnologías candidatas para redes post-5G, también conocidas como 6G (del inglés, *sixth Generation*). Entre ellas podemos mencionar beamforming holográficos, comunicaciones Tera Hertz y las superficies inteligentes reconfigurables (del inglés, *Reconfigurable Intelligent Surface - RIS*) [3].

En particular, la tecnología RIS ha llamado la atención por su destacado potencial para mejorar la cobertura, seguridad y la eficiencia energética de las redes de próxima generación conocidas como 6G. La RIS normalmente consiste en meta-superficies que contienen una gran cantidad de elementos que pueden reconfigurarse debido a las propiedades del material reflectante con el que ha sido construido [3]. El concepto reconfigurable se debe al hecho de que estos elementos pueden configurarse dinámicamente para cambiar la fase, la amplitud e incluso la polarización de las ondas incidentes en la RIS y así contrarrestar los efectos perjudiciales del medio inalámbrico. De esta forma, se puede maximizar la relación señal ruido (del inglés, *Signal-to-Noise-Ratio SNR*) en el lado del receptor. En base a esto, RIS permite convertir el entorno de canal aleatorio tradicional en un espacio inteligente controlado de acuerdo a las necesidades de

diseño y así admitir varias aplicaciones beneficiosas para las comunicaciones inalámbricas, como por ejemplo, mejorar la seguridad [4].

Por otro lado, hay una serie de desafíos que deben superarse para que las redes 5G y 6G sean sistemas confiables, seguros y eficientes. Precisamente, uno de los aspectos más críticos es el relacionado con la seguridad de la información, esto debido a que las redes emergentes están diseñadas para soportar diversas comunicaciones heterogéneas [5]. Consecuentemente, debido a la naturaleza de transmisión broadcast de los medios inalámbricos, la información confidencial y vulnerable que se transmitirá a través de estas nuevas redes estará sujeta a espionaje. En este contexto, la seguridad de la capa física (del inglés, *Physical Layer Security – PLS*) surge como una solución prometedora, que aprovecha la aleatoriedad de los medios inalámbricos (como ruido, interferencia, desvanecimiento) para brindar seguridad de la información a nivel de capa física [6] [7]. Cabe mencionar que PLS complementará los métodos de seguridad tradicionales basados en criptografía y algoritmos matemáticos complejos [8] [9].

Aprovechando las ventajas significativas de la tecnología RIS, PLS eventualmente se convertirá en el mecanismo de defensa de vulnerabilidad de la información a nivel de capa física para las redes de próxima generación. Esto se debe a que, al usar RIS para controlar el medio inalámbrico, las técnicas de PLS pueden explotar el medio inalámbrico a voluntad para simular un canal dedicado entre nodos legítimos, minimizando así la ocurrencia de espionaje o pérdida de información [10].

## **1.1 Objetivo general**

Simular un sistema de comunicación inalámbrica asistido por RIS asumiendo la presencia de un usuario no deseado que intenta acceder a la comunicación entre el transmisor y el receptor legítimo.

## **1.2 Objetivos específicos**

1. Describir la arquitectura de un sistema de comunicaciones inalámbrico asistido por RIS, considerando que existe un receptor intruso en el sistema.
2. Simular canales con desvanecimiento tipo Rayleigh independientes e idénticamente distribuidos.
3. Evaluar el desempeño del sistema asistido con RIS con presencia de un espía mediante la simulación de métricas relativas a la seguridad a nivel de capa física,

tales como SOP, ASC y BER, variando diferentes parámetros del sistema propuesto.

4. Comparar el nivel de seguridad a nivel de capa física ofrecido por un sistema inalámbrico asistido con RIS vs. un sistema inalámbrico convencional (sin RIS). Para esto, se utilizarán las métricas anteriormente mencionadas.
5. Analizar y concluir los resultados obtenidos en las curvas de desempeño para los diferentes escenarios configurados.

### **1.3 Alcance**

En este trabajo se simulará en MATLAB un sistema inalámbrico sin línea de vista entre los nodos legítimos, a saber, el transmisor (Alice), y receptor (Bob), los cuales se comunican con la ayuda de la RIS compuesta por N elementos reconfigurables. Además, se asume la presencia de un nodo espía (Eve) que intenta interceptar los mensajes a través del medio inalámbrico. Todos los nodos (Alice, Bob y Eve) están equipados con una única antena. Para efectos de comparación, también se simulará un escenario sin la presencia de RIS, donde Alice y Bob experimentan una comunicación con/sin línea de vista en la presencia de Eve. Todos los canales en los sistemas propuestos, es decir, Alice-a-RIS, RIS-a-Bob, RIS-a-Eve (con RIS) y Alice-a-Bob y Alice-a-Eve (sin RIS), son considerados planos y de tipo Rayleigh independiente e idénticamente distribuidos. Así también, se considerará que el estado de canal (*Channel State Information - CSI*) puede ser conocido de forma perfecta/parcial en los nodos y la RIS. En el caso de que el CSI sea parcial, el diseño de fase de la RIS es imperfecto, es decir, existe un error en direccionar la señal hacia el nodo legítimo. Este error de fase será modelado a través de una distribución Von Mises, el cual nos dará una noción de que tan bien puede o no trabajar la tecnología RIS. Posteriormente, para evaluar y comparar los sistemas con/sin RIS, se simularán las siguientes métricas: 1) BER vs.  $E_b/N_0$ , 2) SOP vs. *Signal-to-Noise-Ratio* (SNR), y 3) ASC vs. SNR. Todas estas métricas serán obtenidas variando los diferentes parámetros del sistema, tales como, número de elementos en la RIS, severidad de desvanecimiento en los canales del sistema, error de fase de diseño en la RIS, distancias entre los nodos, etc.

#### **1.3.1 Comunicaciones Inalámbricas**

Las redes móviles celulares han evolucionado desde su aparición generalmente cada diez años. La primera red 1G (del inglés, *first Generation*) transmitía la información de forma analógica, por lo cual la señal era muy susceptible a los efectos del medio inalámbrico. Más tarde, apareció la red 2G (del inglés, *second Generation*), la cual cambió la forma de

transmitir la información de manera análoga a digital. En esta red, se dio inicio al uso de mensajes de texto, servicio no proporcionado por su predecesora. Posteriormente, con la ayuda de 3G (del inglés, *third Generation*) se dio por primera vez servicio de internet de banda corta, para que tiempo después con la red 4G (del inglés, *fourth Generation*) llegar al internet banda ancha [11] [12]. Cabe mencionar que 4G, trajo consigo la posibilidad de la reproducción de video en tiempo real, algo no alcanzado por ninguna generación de red anterior. En la actualidad, la nueva red 5G (del inglés, *fifth Generation*) se encuentra en su primera fase de implementación, principalmente en países desarrollados. 5G está diseñada para conseguir descargar archivos, videos, películas a tasas de hasta 1 Gbps. Diversas aplicaciones tales como, ciudades inteligentes, internet de las cosas están contempladas por la plataforma de red 5G [11].

Por otro lado, diversos investigadores de la industria y academia han identificado aplicaciones potenciales a ser implementadas en los años venideros. Por ejemplo, se pueden resaltar la telemedicina holográfica, comunicaciones moleculares, redes de ultra realidad aumentada, vehículos/buses/drones autónomos, comunicaciones táctiles, entre otras. Dichas aplicaciones con seguridad necesitarán de tasas de datos mucho más grandes (alrededor de 1 Tbps) que aquellas proporcionadas por la tecnología 5G [11]. En este contexto, hace pocos años, ha comenzado la carrera de las tecnologías habilitantes para la red 6G (del inglés, *sixth Generation*), que verá la luz a partir del año 2030. En la actualidad, diversas tecnologías revolucionarias han sido propuestas para la red 6G, como, por ejemplo, redes celulares libres de celdas, *beamforming* holográfico, comunicaciones Tera Hertz, RIS, entre otras [4] [13].

### **1.3.2 Fenómenos que afectan la comunicación inalámbrica**

El desempeño de las comunicaciones inalámbricas generalmente se ve afectado por los efectos nocivos del canal de comunicación. Por lo que, a continuación, se detalla los principales fenómenos del medio inalámbrico.

#### **1.3.2.1 Propagación Multitrayecto**

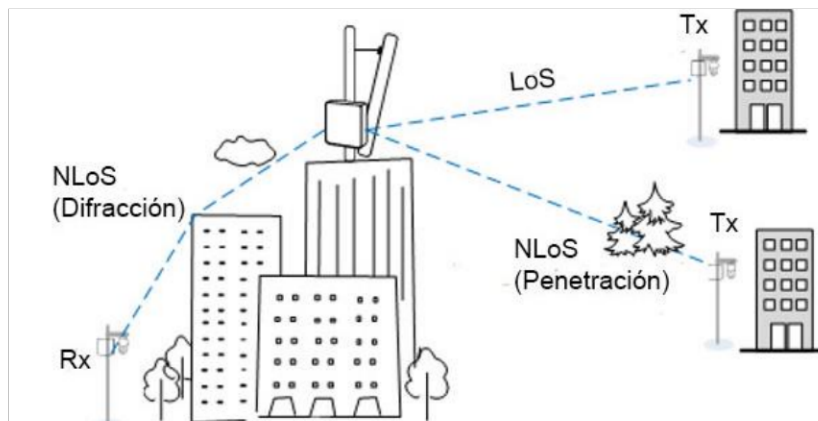
La propagación multitrayecto es un fenómeno que ocurre cuando la señal transmitida es reflejada por algunos objetos en el entorno entre el transmisor y el receptor. Estos objetos pueden ser edificios, árboles, colinas o incluso camiones o automóviles. Las señales llegan al receptor con fases y amplitudes cambiadas en diferentes instantes de tiempo, ya que debido al camino multitrayecto, la señal transmitida recorre rutas distintas hasta su destino final. Este fenómeno provoca múltiples copias de la señal transmitida en recepción, las

cuales pueden sumarse de forma constructiva o destructiva (conocido como desvanecimiento) [14].

A continuación, algunas definiciones dependiendo si existe línea de vista o no entre los nodos de red.

- LoS (*Line-of-sight*). Las señales son transmitidas directamente entre transmisor y receptor sin ningún obstáculo [15].
- NLoS (*Non-line-of-sight*). En este escenario, el camino directo entre transmisor y receptor se encuentra bloqueado por obstáculos. Por lo que, la señal transmitida puede llegar al receptor por medio de los fenómenos de reflexión, penetración y difracción [15].

En la Figura 1.1 se muestra gráficamente los conceptos antes mencionados.

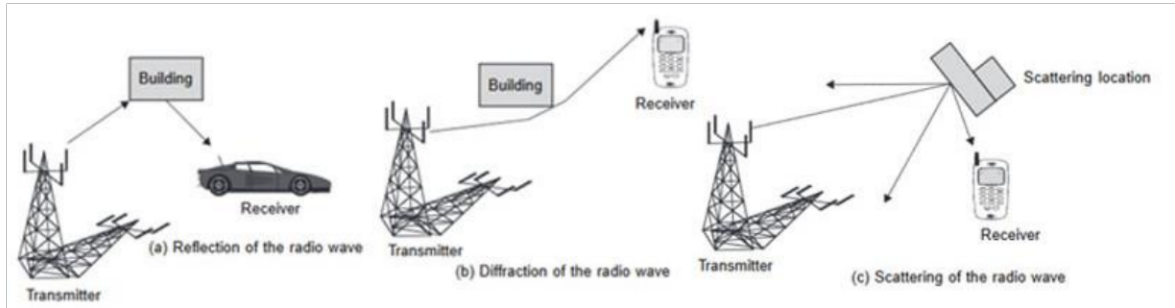


**Figura 1.1.** Tipos de trayectoria [15].

**Reflexión:** ocurre cuando una onda electromagnética incide sobre un objeto con dimensiones más grandes en comparación a la longitud de onda. La señal de transmisión se refleja de vuelta a su origen en vez de pasar por el camino de acceso al receptor [16].

**Difracción:** se refiere a diversos fenómenos que se producen cuando la ruta de acceso entre el transmisor y receptor están obstruidos por superficies irregulares [16].

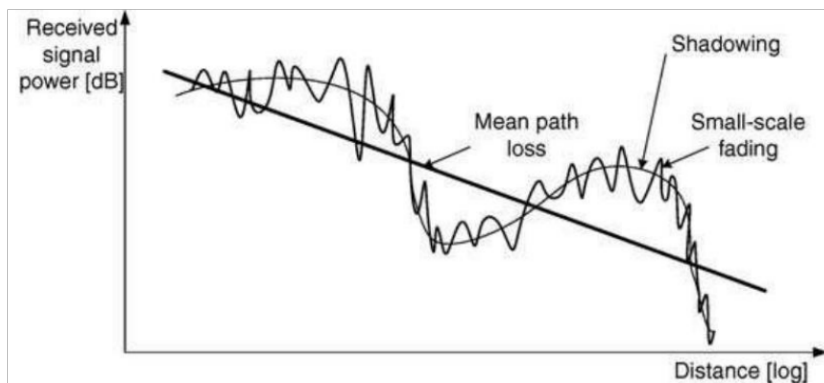
**Dispersión:** ocurre cuando la señal transmitida choca contra una superficie rugosa o un objeto de tamaño mucho más pequeño o en el orden de la longitud de onda de dicha señal. Provocando que la energía de la señal se disminuya y se extienda en varias direcciones [14].



**Figura 1.2.** (a) Reflexión, (b) Difracción y (c) Dispersión de ondas de radio [17].

### 1.3.2.2 Desvanecimiento

En los sistemas de comunicación inalámbrica, debido a la propagación multitrayecto y al efecto sombra, existe el desvanecimiento (del inglés, *fading*). Este fenómeno es otra fuente para la degradación de la señal, variando en tiempo y frecuencia la amplitud de la señal transmitida [18] [19]. En la Figura 1.3 se muestra los tipos de desvanecimiento.



**Figura 1.3.** Large-scale fading vs. small-scale fading [19].

### 1.3.2.3 Desvanecimiento a gran escala

El desvanecimiento a gran escala ocurre cuando el receptor se mueve en un amplio rango de distancia, lo que provoca fluctuaciones lentas en el nivel de la señal. La pérdida de trayectoria (*path loss*), y el efecto sombra (*shadowing*) son factores que contribuyen en dicho desvanecimiento. *Path loss* se refiere a las pérdidas de potencia de la señal debido a la distancia, mientras que *shadowing* es un desvanecimiento lento que provoca pérdidas de potencia debido a obstáculos tales como colinas, vegetación, edificios, cercas, etc [18].

Los modelos de *path loss* basados en el documento 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) se muestran en la Tabla 1.1.



**Tabla 1.1.** Modelos path Loss [20].

Escenario		Path loss [dB] Note: $f_c$ is given in GHz and distance in meters!	Shadow fading std [dB]	Applicability range, antenna height default values
Indoor	LoS	$PL = 16.9\log_{10}(d) + 32.8 + 20\log_{10}(f_c)$	$\sigma = 3$	$3 \text{ m} < d < 100 \text{ m}$ $h_{BS} = 3\text{-}6 \text{ m}$ $h_{UT} = 1\text{-}2.5 \text{ m}$
	NLoS	$PL = 43.3\log_{10}(d) + 11.5 + 20\log_{10}(f_c)$	$\sigma = 4$	$10 \text{ m} < d < 150 \text{ m}$ $h_{BS} = 3\text{-}6 \text{ m}$ $h_{UT} = 1\text{-}2.5 \text{ m}$
Outdoor	LoS	$PL = 22.0\log_{10}(d) + 28.0 + 20\log_{10}(f_c)$	$\sigma = 3$	$10 \text{ m} < d_1 < d'_{BP}$
	NLoS	<b>Hexagonal cell layout:</b> $PL = 36.7\log_{10}(d) + 22.7 + 26\log_{10}(f_c)$	$\sigma = 4$	$10 \text{ m} < d < 2\,000 \text{ m}$ $h_{BS} = 10 \text{ m}$ $h_{UT} = 1\text{-}2.5 \text{ m}$

### 1.3.2.4 Desvanecimiento a pequeña escala

El desvanecimiento a pequeña escala es un cambio rápido en el nivel de la señal recibida en un corto tiempo, ya que el terminal se desplaza a una distancia corta. Dicho desvanecimiento se debe al efecto multitrayecto de la señal, lo que resulta en la interferencia cuando llegan a la antena receptora con diferentes fases (es decir, interferencia constructiva con la misma fase e interferencia destructiva con diferente fase) [19]. Además, cabe resaltar que dicho desvanecimiento también depende de la velocidad del móvil, velocidad de los objetos circundantes y del ancho de banda de la señal [21].

Para distinguir el tipo de desvanecimiento, el *mean excess delay* (MED) y el *root mean square* (RMS) son parámetros útiles de canal que proporcionan una referencia de comparación entre los diferentes canales de desvanecimiento por multitrayecto. Además, sirven de guía general para diseñar un sistema de transmisión inalámbrica. Sea  $\tau_k$  el retardo de canal en el trayecto  $k$ -ésimo, mientras que  $a_k$  y  $P(\tau_k)$  denota la amplitud y la potencia, respectivamente. Entonces, el MED por [21]:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (1.1)$$

Mientras que el *RMS delay spread*, denotado por  $\sigma_\tau$  viene dado por:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (1.2)$$

donde:

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k \tau_k^2 P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (1.3)$$

Además, en base a (1.2), el ancho de banda de coherencia,  $B_c$ , viene dado por:

$$B_c = \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (1.4)$$

Una señal con desvanecimiento no selectivo en frecuencia se da cuando el ancho de banda de la señal es suficientemente estrecho para que se transmita a través de la respuesta plana del canal. Sin embargo, para una señal con desvanecimiento selectivo en frecuencia se tiene que el ancho de banda de la señal es suficientemente amplio para que la señal se filtre debido al ancho de banda finito del canal. A continuación, se presenta las condiciones de lo anterior mencionado [21].

$$B_s \ll B_c \quad \text{y} \quad T_s \ll \sigma_\tau \quad (1.5)$$

$$B_s > B_c \quad \text{y} \quad T_s < \sigma_\tau \quad (1.6)$$

En (1.5) se muestra las condiciones para un desvanecimiento plano en frecuencia, mientras que, en (1.6) se muestra las condiciones para un desvanecimiento selectivo en frecuencia [21].

### 1.3.2.5 Modelos de distribución desvanecimiento pequeña escala

#### Distribución Rayleigh

La distribución Rayleigh es usada para describir la naturaleza estadística de la envolvente de una señal recibida, que viaja por un canal con desvanecimiento plano. El modelo en mención permite caracterizar el desvanecimiento producido cuando no se tiene línea de vista (*NLoS*) entre el transmisor y receptor. Por lo que, para modelar un canal plano con desvanecimiento de tipo Rayleigh, se considera que el canal induce una amplitud variante en el tiempo, conforme a la distribución Rayleigh, dada por [19]:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), & \text{si } 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & \text{para otro } r \end{cases} \quad (1.7)$$

donde:

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

### 1.3.2.6 Ruido AWGN

El estudio de los sistemas de telecomunicaciones está basado en una forma idealizada de ruido gaussiano (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*), mejor conocido como ruido blanco. Este se añade al canal para modelar distintos eventos de interferencia que ocurren

en las transferencias de información reales. El ruido añadido a la señal transmitida es aleatorio y ocurre por los distintos factores del ambiente [22]. La potencia del ruido AWGN, puede ser calculada por la siguiente formula [23]:

$$P_{ruido} = kT_{ref}F_NW \quad (1.8)$$

donde  $k$  es la constante de Boltzman ( $k = 1.38066 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ ),  $F_N$  es el factor de ruido,  $T_{ref}$  es la temperatura de ruido de referencia, típicamente 290 K y  $W$  es el ancho de banda [23].

### 1.3.3 Modulación Digital

Q-AM combina dos portadoras cuyas amplitudes se modulan independientemente con la misma frecuencia óptica y cuyas fases están separadas  $90^\circ$ . Estos portadores se denominan portadores de fase (I) y portadores de fase en cuadratura (Q) [24]. La Eficiencia espectral de Q-AM es la misma que PSK. Sin embargo, Q-AM tiene mejor eficiencia de potencia [25].

#### 1.3.3.1 4-Q-AM

Se agrupa  $m = 2$  bits de entrada para formar  $M = 4$  estados o niveles de modulación [26]. Para normalizar los valores de potencia promedio de uno se debe multiplicar por el factor de normalización de  $1/\sqrt{2}$  [18].

#### 1.3.3.2 16-Q-AM

16-Q-AM está formada por 16 niveles y cada cuadrante consta de 4 bits [22]. Para normalizar los valores de potencia promedio de uno se debe multiplicar por el factor de normalización de  $1/\sqrt{10}$  [18].

#### 1.3.3.3 64-Q-AM:

64-Q-AM presenta la cualidad de transmitir 6 bits por símbolo proporcionando una gran ventaja respecto a modulaciones de menor nivel, pero a su vez es mucho más susceptible al ruido y errores en recepción [26]. Para normalizar los valores de potencia promedio de uno se debe multiplicar por el factor de normalización de  $1/\sqrt{42}$  [18].

### 1.3.4 Métricas para la evaluación de rendimiento

#### 1.3.4.1 SNR (*Signal-to-Noise-Ratio*)

SNR es la relación de la potencia de la señal recibida con respecto a la potencia del ruido presente. La SNR en recepción viene dada en función de la ganancia del canal inalámbrico

y el cociente entre la potencia de transmisión y la potencia del ruido. Matemáticamente, la SNR en recepción puede ser calculada por [18]:

$$SNR = \gamma = \frac{P |h|^2}{N_o} \quad (1.9)$$

donde:

- $P$ : potencia de la señal transmitida.
- $N_o$ : potencia del ruido.
- $h$ : coeficiente de canal.

#### 1.3.4.2 $E_b/N_o$

La SNR puede ser expresada en función de la energía de la señal por bit  $E_b$  o por símbolo  $E_s$ , sin contar el efecto del canal a pequeña escala, tal como se observa en (1.10) [18].

$$SNR = \frac{P}{N_o W} = \frac{E_s}{N_o W T_s} = \frac{E_b}{N_o W T_b} \quad (1.10)$$

donde  $T_s$  es el tiempo de símbolo y  $T_b$  es el tiempo de bit. Por lo tanto,  $E_b/N_o$  se define como la relación entre la energía de la señal por bit y la densidad espectral del ruido. El  $E_b/N_o$  se usa para medir la calidad del rendimiento de un sistema de comunicación digital.

A partir de (1.10) se puede obtener la relación  $E_b/N_o$ , la cual está en función del ancho de banda de la señal y el tiempo de bit, que es inverso a la tasa de transmisión  $R$  [18].

$$\frac{E_b}{N_o} = SNR * W * T_b = SNR * \frac{W}{R} \quad (1.11)$$

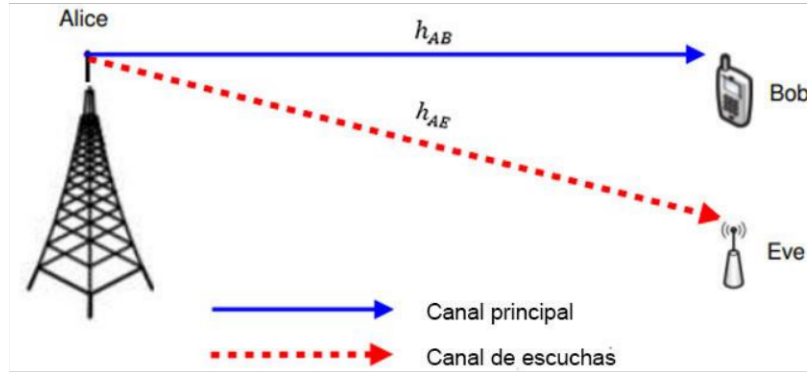
#### 1.3.4.3 **Bit Error Rate (BER)**

Se define como la relación entre los bits errados con respecto a los bits totales transmitidos en un determinado periodo de tiempo [18]. Es una forma de cuantificar el rendimiento total de un sistema de comunicación, al igual que su confiabilidad de extremo a extremo [27].

#### 1.3.4.4 **Fundamentos de Seguridad en Capa Física**

El modelo general de PLS consta de tres nodos, el primero es el transmisor (Alice), el segundo el receptor legítimo (Bob) y el tercero el nodo espía (Eve). El canal entre Alice-a-Bob, es decir  $h_{AB}$ , es conocido como canal legítimo, mientras que el canal entre Alice-a-Eve, es decir,  $h_{AE}$ , se denomina el canal de escuchas por donde se fuga la información. En esta configuración, Alice transmite cierta información confidencial a Bob, mientras Eve intenta interceptar esta señal a través del medio inalámbrico para después decodificarla. Por lo que, el objetivo en PLS es conseguir que Alice utilice algún método de transmisión

o tecnología adicional para entregar la información a Bob de forma secreta, asegurándose de que Eve intercepte la menor cantidad de datos transmitidos a través del medio de propagación [28].



**Figura 1.4.** El modelo de escuchas telefónicas con dos nodos legítimos y un espía [28].

En el sistema mostrado en la Figura 1.4, la señal recibida tanto en Bob como en Eve es dada por [28]:

$$y_i = \sqrt{P}h_{n,i}x + n_i \quad (1.12)$$

donde,  $h_{n,i}$  con  $i \in \{B, E\}$  denota los coeficientes de canal para el canal principal o el canal de escucha, respectivamente. Además,  $n_B$  y  $n_E$  denotan el ruido AWGN con media y varianza  $\sigma_i^2$  cero, que experimentan los receptores. A partir de (1.12) la SNR en recepción puede ser expresada como [28]:

$$\gamma_i = \frac{P|h_{n,i}|^2}{\sigma_i^2} \quad (1.13)$$

donde  $|\cdot|$  denota valor absoluto. Para lograr una transmisión segura en sistemas inalámbricos, PLS hace uso de los fenómenos intrínsecos del medio inalámbrico (ruido, desvanecimiento, interferencia). Además, también cabe resaltar, que un factor importante en PLS, es el conocimiento del canal (del inglés, *Channel State Information - CSI*) en los nodos de la red. Desde una perspectiva de seguridad a nivel de capa física, el CSI es de suma importancia ya que, en base a su conocimiento, Alice puede decidir si transmite la información o no dependiendo del CSI tanto de Bob y Eve [28]. Sin embargo, en la práctica, solo se puede conocer un CSI parcial en los nodos de la red debido a métodos no perfectos de estimación de canal. Generalmente, se considera que Alice tiene acceso al CSI de Bob, pero no al CSI de Eve, ya que este último es un nodo pasivo en la red. Es decir, Eve supervisa la red, trata de interceptar mensajes del medio inalámbrico, pero no se comunica con ningún otro nodo en la red. Por ende, Alice no puede obtener el CSI de Eve, para diseñar una forma segura de transmisión. Por otro lado, existe escenarios donde Eve

puede ser un espía activo desde el punto de conocimiento de canal, es decir, Alice puede tener acceso al CSI de Eve. En la práctica este escenario se da en redes bancarias, militares, comerciales, donde todos los nodos pertenecen a la misma red [29]. Sin embargo, en instantes de tiempo, dos nodos jerárquicos de la red pueden necesitar una comunicación segura entre ellos, por lo que, todos los demás nodos pasan a ser potenciales espías. En este caso, desde que los potenciales espías pertenecen a la red, Alice tiene la facilidad de contar con el CSI de dichos nodos espías. En base a la anterior, existen métricas diseñadas para evaluar el desempeño de un sistema en torno a la seguridad cuando Eve es pasivo o activo. En particular, en aquellos escenarios donde Alice no tiene el CSI de Eve (caso pasivo), el SOP es una métrica útil para medir la probabilidad de fuga de la información. Por el contrario, en aquellos escenarios, donde Alice dispone del CSI de Eve (caso activo), la métrica ASC es ideal, ya que esta mide la cantidad de información en promedio ha sido enviada de forma segura entre los nodos legítimos [10]. En las siguientes secciones se definen dichas métricas relativas a la seguridad a nivel de capa física.

#### 1.3.4.5 *Secrecy Capacity*

La capacidad de secreto, denotado por  $C_S$ , para un canal inalámbrico de escuchas es la métrica más utilizada en la evaluación de PLS.  $C_S$  se define como la diferencia de capacidad entre el canal legítimo y el canal espía. Matemáticamente,  $C_S$  está definido por:

$$\begin{aligned} C_S &= \max\{C_B - C_E, 0\} \\ &= \max\{W \log_2(1 + \gamma_B) - W \log_2(1 + \gamma_E), 0\} \end{aligned} \quad (1.14)$$

donde  $W$  es el ancho de banda,  $\max\{a, 0\}$  denota el máximo entre  $a$  y 0,  $\gamma_i$  para  $i \in \{B, E\}$  es la SNR de recepción dada por (1.13) y  $C_B$  y  $C_E$  denotan la capacidad del canal legítimo y canal espía, respectivamente. Sin pérdida de la generalidad, en nuestros análisis posteriores se considerará  $W = 1$ .

#### 1.3.4.6 *Secrecy Outage Probability*

El SOP se define como la probabilidad de que la capacidad de secreto caiga por debajo de un umbral de tasa de secreto  $R_S$ . En otras palabras, cuando  $R_S > C_S$ , se produce la interrupción del secreto. Esto significa que la tasa de secreto actual no puede garantizar los requisitos de seguridad. En cambio, en aquellos instantes en que  $R_S \leq C_S$ , se logra el secreto. El SOP puede ser expresado por [28]:

$$\begin{aligned} SOP &= \Pr\{C_S(\gamma_B \gamma_E) < R_S\} \\ &= \Pr\{\max(\log_2(1 + \gamma_B) - \log_2(1 + \gamma_E), 0) < R_S\} \end{aligned} \quad (1.15)$$

donde  $Pr\{\cdot\}$  denota probabilidad.

### 1.3.4.7 Average Secrecy Capacity

En esta métrica se asume que, Alice tiene a su disposición el CSI tanto de Bob como de Eve, ya que todos los usuarios pertenecen a la misma red inalámbrica. Como se mencionó anteriormente, un ejemplo para el uso de esta métrica podría ser una red de comercio, donde Alice conoce el canal de todos los nodos de red. Sin embargo, cuando Alice decide transmitir información clasificada a cierto nodo (Bob), todos los nodos restantes son potenciales espías. Por lo que, Alice puede garantizar una comunicación segura adaptando su tasa de transmisión acorde a  $R_S \leq C_S$ . Por ende, la máxima tasa alcanzable de transmisión segura se da cuando  $R_S = C_S$  [28]. Basado en esto, el ASC es definido como el promedio de la diferencia de las capacidades medias de los nodos receptores, dada por:

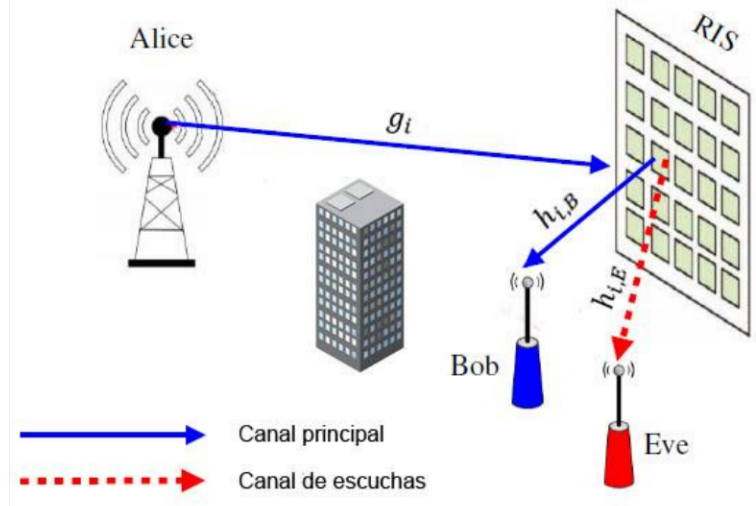
$$\begin{aligned}\bar{C}_S &= \bar{C}_B - \bar{C}_E \\ &= E[\max(\log_2(1 + \gamma_B) - \log_2(1 + \gamma_E), 0)]\end{aligned}\quad (1.16)$$

donde  $E[\cdot]$  denota operador esperanza.

### 1.3.5 Seguridad en capa física (PLS) y Superficies Inteligentes Reconfigurables (RIS)

Como se mencionó anteriormente, la tecnología RIS permite controlar el medio inalámbrico a través del cambio de fases de las ondas incidentes sobre la superficie inteligente con el objetivo de redirigir la señal hacia un nodo en particular. Estas propiedades hacen de esta tecnología un compañero ideal para fortalecer la seguridad a nivel de capa física. Por lo que integrar estas tecnologías (PLS y RIS) es un tópico de gran importancia para la seguridad de la información.

En base a lo anterior, en la Figura 1.5 se considera un sistema inalámbrico, en el cual el Alice intenta comunicarse con Bob con la ayuda de la RIS asumiendo la presencia de un nodo espía Eve. En este escenario, el enlace directo tanto entre Alice-Bob y Alice-Eve está bloqueado debido a la presencia de obstáculos y edificios. Además, desde que el CSI no es perfecto en la RIS, las fases diseñadas tienden a introducir un error, que, en palabras simples, esto significa que no toda la señal es direccionada adecuadamente a Bob [29]. Todos los canales del sistema serán considerados tipo Rayleigh independiente e idénticamente distribuidos, y todos los nodos de la red (Alice, Bob, y Eve) son equipados con una única antena, mientras que la RIS está compuesta de  $N$  elementos reconfigurables.



**Figura 1.5.** PLS para un sistema inalámbrico asistido por RIS, basado de [29].

En el sistema descrito en la Figura 1.5, la señal recibida tanto en Bob como en Eve, viene dada por:

$$y_i = \left( \sqrt{L_{1,i}L_{2,i}} \sum_{n=1}^N g_n e^{j\theta_{n,i}} h_{n,i} \right) x + \tilde{n}_i \quad (1.17)$$

donde:

- $i \in \{B, E\}$  hace referencia a Bob o Eve.
- $x$  es la señal transmitida.
- $\tilde{n}$  es el ruido AWGN con potencia  $\sigma_i^2$  experimentado por Bob o Eve.
- $g_n$  es el n-th canal entre Alice-a-RIS.
- $h_{n,B}$  es el n-th canal legítimo entre RIS-a-Bob.
- $h_{n,E}$  es el n-th canal espía entre RIS-a-Eve.
- $\theta_{n,i}$  es la fase inducida por el n-th elemento de la RIS con respecto a Bob o Eve.
- $j$  es el complejo imaginario,  $\sqrt{-1}$ .
- $L_{1,i}$  abarca las pérdidas por trayecto para cada enlace  $g_{n,i}$
- $L_{2,i}$  abarca las pérdidas por trayecto para cada enlace  $h_{n,i}$

Para facilitar el modelado del sistema, los canales  $g_n$  y  $h_n$  se expresan de forma polar por:

$$g_n = |g_n| e^{j\angle(g_n)}, \quad h_{n,B} = |h_{n,B}| e^{j\angle(h_{n,B})}, \quad h_{n,E} = |h_{n,E}| e^{j\angle(h_{n,E})} \quad (1.18)$$

donde  $\angle(\cdot)$  denota ángulo / argumento.



En base a lo anterior, la fase inducida por cada elemento de la RIS es diseñada de la siguiente forma  $\theta_n = -\angle(g_n) - \angle(h_{n,i})$  para cancelar todas las fases introducidas por los canales en el sistema con respecto al enlace legítimo entre Alice y Bob. Sin embargo, en la práctica, debido a diversos factores (estimación parcial del canal, limitaciones de hardware), un error residual de en el diseño de fase de cada elemento de la RIS persiste, denotado aquí por  $\varphi_n$ . Por lo que, la fase inducida por cada elemento de la RIS con respecto a  $i \in \{B, E\}$  es dada por [29]:

$$\theta_{n,i} = -\angle(g_n) - \angle(h_{n,i}) + \varphi_{n,i} \quad (1.19)$$

A continuación, reemplazando (1.19) en (1.17), se tiene que los canales equivalentes entre Alice-a-Bob y Alice-a-Eve, pueden ser expresados como:

$$\begin{aligned} h_{eq} &= \sqrt{L_{1,i}L_{2,i}} \sum_{i=1}^N |g_n| |h_{n,i}| e^{j(-\angle(g_n) - \angle(h_{n,i}) + \varphi_{n,i} + \angle(g_n) - \angle(h_{n,i}))} \\ &= \sqrt{L_{1,i}L_{2,i}} \sum_{i=1}^N |g_n| |h_{n,i}| e^{j\varphi_{n,i}} \end{aligned} \quad (1.20)$$

donde para el presente proyecto el error de fase, denotado por,  $\varphi_{n,i}$  con respecto a  $i \in \{B, E\}$  es modelado a través de la distribución von Mises, cuya función de distribución de probabilidad es dada por:

$$f_i(r) = \frac{\exp(\kappa_i \cos(r))}{2\pi I_0(\kappa_i)} \quad (1.21)$$

donde  $I_0$  es la función modificada de Bessel de orden cero, y  $\kappa_i$  denota la concentración de la distribución. Para el sistema bajo ataque propuesto,  $\kappa_i$  es la severidad del error de fase inducido por cada elemento en la RIS con respecto a Bob y Eve. Específicamente, valores pequeños de  $\kappa_i$  se traducen en mayor error en el diseño de las fases de cada elemento de la RIS hacia el nodo respectivo a  $i \in \{B, E\}$ . En este contexto, desde que la RIS diseña las fases para maximizar la SNR en Bob,  $\kappa_B$  deberá tomar valores altos. Por el contrario, los valores de  $\kappa_E$  deberán ser pequeños (fases aleatorias) ya que la RIS diseña las fases con respecto a Bob. En base en lo anterior, y con ayuda de (1.9), la SNR de recepción tanto en Bob como Eve, es dada por [29]:

$$\begin{aligned} \gamma_i &= \frac{P}{\sigma_i^2} |h_{eq,i}|^2 \\ &= \bar{\gamma}_i |h_{eq,i}|^2 \end{aligned} \quad (1.22)$$

donde por manipulación matemática, se define,  $\bar{\gamma}_i = \frac{P}{\sigma_i^2}$  como la SNR transmitida para Bob y Eve en función de  $i \in \{B, E\}$ .

## 2 METODOLOGÍA

### 2.1 Preliminares

En la presente sección se encuentran los detalles necesarios de la simulación realizada en el software de simulación MATLAB. Aquí se explicará cada una de las funciones utilizadas, al igual que se mostrará su uso mediante un ejemplo. Desde el presente proyecto consta de dos tipos de investigación, por un lado, tenemos la investigación aplicada ya que conocidos los problemas se consiguió su resolución práctica mediante las simulaciones. Y para complementar tenemos el tipo de investigación explicativa ya que se determinó las causas y efectos de los fenómenos descritos hasta el capítulo 1. El sistema de comunicación asistido por RIS que se simuló está compuesto por las siguientes etapas: transmisor, ruido AWGN, desvanecimiento, y receptores tanto legítimo como espía. El ruido AWGN y el desvanecimiento a larga escala se lo generó en base a las especificaciones dadas en la normativa 3GPP. Para el desvanecimiento a corta escala se consideró la distribución Rayleigh, mientras que para los errores de fase se usó la distribución Von Mises. Si bien es difícil crear un ambiente 100% real en la simulación, las configuraciones antes mencionadas nos ayudan a crear un ambiente práctico. Adicionalmente, en esta sección se presentan las funciones integradas de MATLAB que facilitan la implementación de los sistemas inalámbricos a ser comparados.

De manera explicativa se presentan dos diagramas de flujo que nos ayudarán a entender de mejor manera el sistema de comunicación implementado. En la Figura 2.1 se presenta el diagrama de flujo de un sistema de comunicación con modulación digital Q-AM para evaluar el BER de los sistemas. Asimismo, en la Figura 2.2 se presenta el diagrama de flujo del sistema que nos permite evaluar el SOP y el ASC.

## 2.2 Seguridad en capa física en sistema asistido por RIS

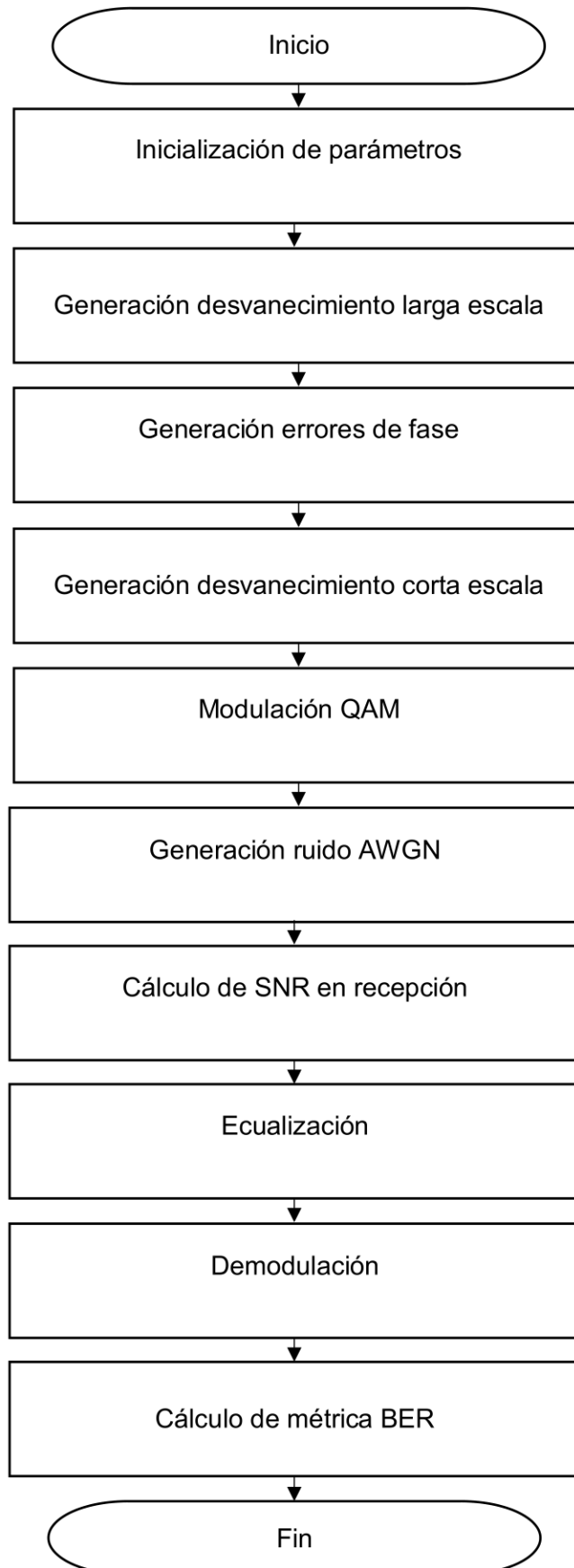
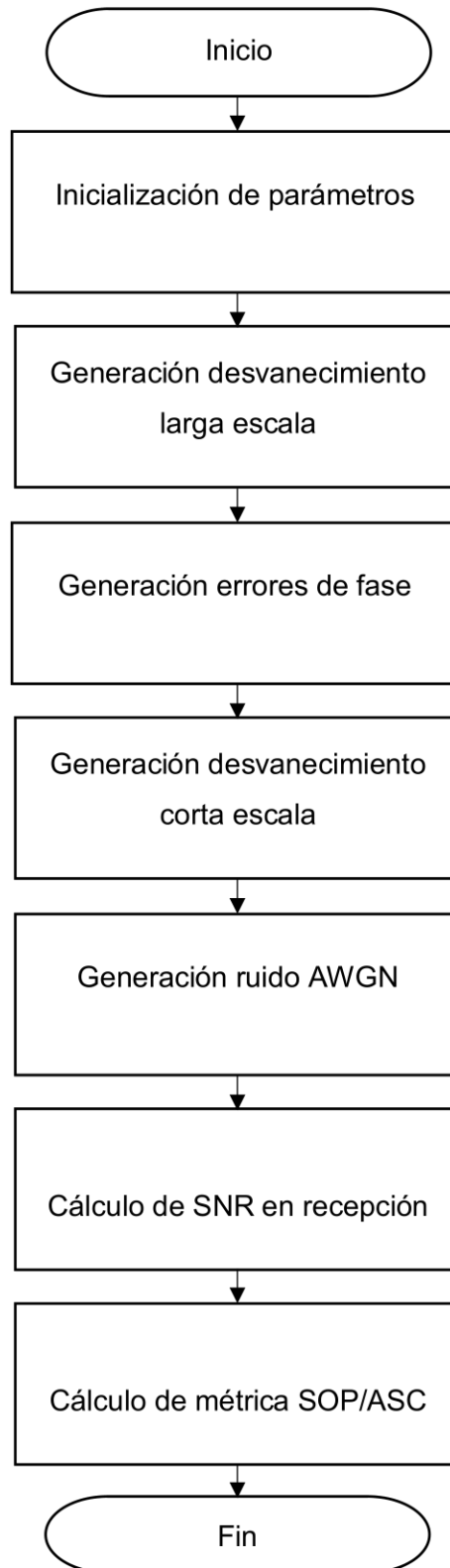


Figura 2.1. Diagrama de flujo para el cálculo de la métrica BER.



**Figura 2.2.** Diagrama de flujo para el cálculo de las métricas SOP/ASC.

### 2.2.1 Parámetros de inicialización

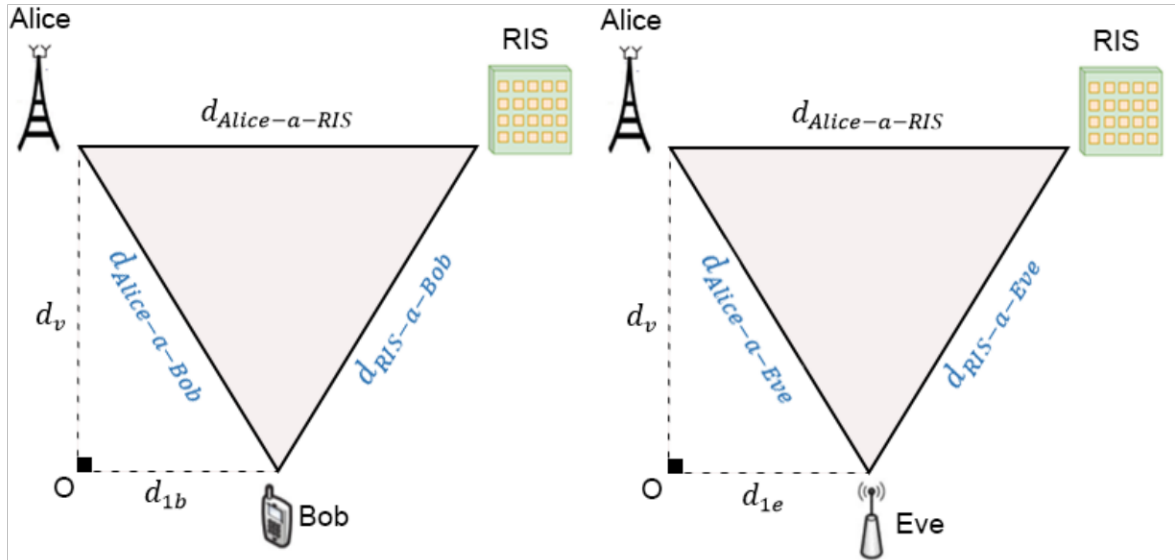
A continuación, en la Tabla 2.1 se muestra los parámetros de inicialización necesarios para la simulación implementada.

**Tabla 2.1.** Parámetros de inicialización.

<b>Parámetro</b>	<b>Definición</b>
$NRIS$	Número de elementos de la RIS.
$kappa_B (\kappa_B)$	Error de fase inducido en la RIS para Bob.
$kappa_E (\kappa_E)$	Error de fase inducido en la RIS para Eve.
$f_c$	Frecuencia de operación.
$antennaGainAlice$	Ganancia en el transmisor (Alice).
$antennaGainRIS$	Ganancia de la RIS.
$antennaGainBob$	Ganancia en el receptor legítimo (Bob).
$antennaGainEve$	Ganancia en el receptor espía (Eve).
$d\_Alice\_RIS$	Distancia entre transmisor a la RIS (Alice-RIS).
$dv$	Distancia vertical entre Alice y Receptor.
$d1\_b$	Distancia punto O-a-Bob.
$d1\_e$	Distancia punto O-a-Eve.
$Nsim$	Número de experimentos en MonteCarlo.
$EbN0dB$	Valor de $E_b/N_0$ en dB.
$bits$	Generación aleatoria de flujo de bits.
$m$	Índice de modulación: 2: 4-QAM.
$R_S$	Tasa de secreto.
$k$	Constante de Boltzmann.
$T_{ref}$	Temperatura de ruido de referencia.
$F_N$	Factor de ruido.
$W$	Ancho de banda.

Cabe mencionar, que las distancias  $dv$ ,  $d1\_b$ ,  $d1\_e$  y  $d\_alice\_RIS$ , definidas en la Tabla 2.1 hacen referencia a la Figura 2.3.

## 2.2.2 Cálculo de distancias entre elementos del sistema



**Figura 2.3.** Distancias entre los elementos del sistema asistido por RIS.

En la Figura 2.3 se ilustra la notación de las distancias existentes entre los elementos de la red inalámbrica. Dichas distancias son calculadas mediante el código mostrado en la Figura 2.4. Cabe mencionar que las distancias en color negro son distancias ingresadas manualmente y las distancias en color azul son el resultado del cálculo mediante teoremas geométricos.

```

% Parámetros de la Red de Alice hacia Bob.
d_Alice_RIS = 90;
dv = 30;
dl_b = 80;
d_Alice_Bob = sqrt(dl_b^2+dv^2);
d_RIS_Bob = sqrt((dl_b-d_Alice_RIS)^2+dv^2);
% Parámetros de la Red de Alice hacia Eve.
dl_e = 80;
d_Alice_Eve = sqrt(dl_e^2+dv^2);
d_RIS_Eve = sqrt((dl_e-d_Alice_RIS)^2+dv^2);

```

**Figura 2.4.** Cálculo de distancias entre elementos de la red.

## 2.2.3 Generación desvanecimiento a larga escala

A continuación, se muestra la función que nos permite calcular el desvanecimiento a larga escala para los diferentes escenarios, basados en los estándares 3GPP indicados en la Tabla 1.1. En la Figura 2.5, se muestra el código usado para generar el desvanecimiento a larga escala. En estas fórmulas,  $f_c$  es la frecuencia portadora, y  $x$  representa la distancia entre dos nodos de interés, la cual es calculada con la ayuda de la Figura 2.3.

En la Figura 2.5 se muestra la función que nos permite calcular el desvanecimiento a larga escala para un escenario *outdoor* tanto para *LoS* y *NLoS*. Además, el escenario *outdoor* es usado para calcular la métrica BER.

```
% Cálculo de path loss para escenario outdoor zona urbana, standard 3GPP.
pathloss_3GPP_LOS = @(x) db2pow(-28-20*log10(fc)-22*log10(x));
pathloss_3GPP_NLOS = @(x) db2pow(-22.7-26*log10(fc)-36.7*log10(x));
```

**Figura 2.5.** Función *path loss* para escenario *outdoor*.

En la Figura 2.6. se muestra la función para calcular el desvanecimiento a larga escala para un escenario *indoor* tanto para *LoS* y *NLoS*. Asimismo, el escenario en mención es usado para calcular las métricas SOP y ASC.

```
% Cálculo de path loss para escenario indoor zona urbana, standard 3GPP.
pathloss_3GPP_LOS = @(x) db2pow(-32.8-16.9*log10(x)-20*log10(fc));
pathloss_3GPP_NLOS = @(x) db2pow(-11.5-43.3*log10(x)-20*log10(fc));
```

**Figura 2.6.** Función *path loss* para escenario *indoor*.

En la Figura 2.7, se da un ejemplo de cómo calcular el desvanecimiento a larga escala entre los nodos del sistema. Por ejemplo, para la generación del *path loss* entre Alice-a-RIS, primeramente, se calcula la distancia entre estos nodos con la ayuda del código en la Figura 2.3. Posteriormente, esta distancia obtenida junto con las respectivas ganancias de antenas sirve como dato de entrada de la fórmula de *path loss* mostrada en el código de la Figura 2.7. Este mismo procedimiento se aplica para cada par de nodos en los sistemas propuestos, a saber, Alice-a-RIS, RIS-a-Bob, RIS-a-Eve, Alice-a-Bob y Alice-a-Eve.

```
% Cálculo de path loss para: Alice a RIS y RIS a Bob.
Beta_Alice_RIS = pathloss_3GPP_LOS(d_Alice_RIS)*antennaGainAlice*antennaGainRIS;
Beta_RIS_Bob = pathloss_3GPP_LOS(d_RIS_Bob)*antennaGainRIS*antennaGainBob;
% Cálculo de path loss de Alice a Bob sin considerar el RIS.
Beta_Alice_Bob_sinRIS = pathloss_3GPP_NLOS(d_Alice_Bob)*antennaGainAlice*antennaGainBob;
```

**Figura 2.7.** Ejemplo de uso de la función *path loss*.

## 2.2.4 Generación de errores de fase

A continuación, en la Figura 2.8 se muestra la generación de errores de fase a través de la función de von Mises, descrita en la ecuación (1.21), donde se tiene como entradas a:  $N_{RIS}$ ,  $N_{sim}$ , y  $\kappa$ . Y como resultado tenemos números aleatorios que siguen una distribución von Mises que sirven para calcular el error de fase como tal.

```

% Función von Mises.
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,'linear',pi);
end

```

**Figura 2.8.** Función Von Mises.

En la Figura 2.9 se muestra un ejemplo de uso de la función von Mises para la creación de errores de fase tanto para Bob como para Eve. Primero se define  $\kappa$  para Bob y Eve en donde, el kappa de Bob,  $\kappa_B$ , siempre debe ser alto y kappa de Eve,  $\kappa_E$ , se debe aproximar a 0. Posteriormente se llama a la función como tal y el resultado se almacena en los parámetros  $errors_B$  y  $errors_E$ , respectivamente.

```

% Cálculo de errores de fase para Bob y Eve.
kappa_B = 7;
errors_B = vonMisesSim(NRIS,Nsim,kappa_B);
kappa_E = 0;
errors_E = vonMisesSim(NRIS,Nsim,kappa_E);

```

**Figura 2.9.** Ejemplo de uso de la función von Mises.

### 2.2.5 Generación desvanecimiento a corta escala

Para generar los coeficientes de canal aleatorio en MATLAB se utiliza el comando *randn* como se muestra en la Figura 2.10. Los coeficientes de canal son considerados con desvanecimiento plano tipo Rayleigh, es decir, se usa una variable compleja gaussiana con media cero y varianza  $\sigma_i^2 = 1$ . En primera instancia, se genera el canal de Alice-a-RIS denotado por  $g$ , el cual se trata de un vector igual a:  $g = [g_1, g_2, g_3, \dots, g_{NRIS}]$ . Seguidamente, se genera el canal de RIS-a-Bob que consiste en un vector igual a:  $h_B = [h_{1,B}, h_{2,B}, h_{3,B}, \dots, h_{NRIS,B}]$  y el canal de RIS-a-Eve que es un vector igual a:  $h_E = [h_{1,E}, h_{2,E}, h_{3,E}, \dots, h_{NRIS,E}]$ . En la generación de cada uno de los canales se toma en cuenta el coeficiente de desvanecimiento de larga escala, denotado aquí por  $\beta$ , que se calculó previamente con la ayuda de la Figura 2.7.

```

% Canales directos de: Alice a Bob, RIS a Bob y RIS a Eve.
g = sqrt(Beta_Alice_RIS)*(randn(NRIS,Nsim)+li*randn(NRIS,Nsim))./sqrt(2);
h_B = sqrt(Beta_RIS_Bob)*(randn(NRIS,Nsim)+li*randn(NRIS,Nsim))./sqrt(2);
h_E = sqrt(Beta_RIS_Eve)*(randn(NRIS,Nsim)+li*randn(NRIS,Nsim))./sqrt(2);

```

**Figura 2.10.** Generación de canales con desvanecimiento.



## 2.2.6 Generación del Ruido AWGN

Para generar la potencia del ruido se utiliza la Ecuación (1.8), en base a los parámetros de inicialización descritos en la Tabla 2.1 y la normativa 3GPP. En la Figura 2.11 se detalla el cálculo de la potencia del ruido AWGN.

```
% Potencia del ruido.
FN_lin = db2pow(FN_dB);
Pruido_lin = k*Tref*FN_lin*W;
P_ruido_dbm = pow2db(Pruido_lin)+30;
```

**Figura 2.11.** Potencia del ruido AWGN.

Cabe resaltar que la Ecuación (1.8) es válida para valores lineales. Por lo que la figura del ruido,  $F_N$ , que se encuentra en dB, se debe pasar a su valor lineal para poder realizar las operaciones indicadas. Como resultado tenemos la potencia del ruido en valor lineal y posteriormente se transforma a su correspondiente potencia en dBm, para ser utilizada en la simulación.

## 2.2.7 Cálculo de canales equivalentes para un sistema con RIS

Primeramente se calcula los canales equivalentes para el trayecto de Alice-a-Bob y Alice-a-Eve, denotados por  $h_{eqRIS_{AB}}$  y  $h_{eqRIS_{AE}}$ , respectivamente. Estos canales equivalentes son conocidos como canales indirectos ya que para tener acceso de Alice a Bob lo hace mediante la RIS y de igual manera para tener acceso de Alice a Eve lo hace mediante la RIS. A través de la ecuación (1.20) se puede obtener los canales equivalentes, los cuales se implementan en MATLAB, tal como se muestra en la Figura 2.12.

```
% Canales equivalentes con RIS.
% Canal equivalente indirecto de Alice a Bob.
heqRIS_AB = sum(abs(g).*abs(h_B).*exp(1i.*errors_B),1);
% Canal equivalente indirecto de Alice a Eve.
heqRIS_AE = sum(abs(g).*abs(h_E).*exp(1i.*errors_E),1);
```

**Figura 2.12.** Cálculo de canales equivalentes para un sistema con RIS.

Note que en la Figura 2.12 se muestra el cálculo de los canales equivalentes para Alice-a-Bob y Alice-a-Eve, en donde también se añade el error de fase en la RIS, calculado previamente con la ayuda de la Figura 2.9.

## 2.2.8 Cálculo de canales directos para un sistema sin RIS

Como se mencionó antes, el sistema con RIS será comparado con un sistema tradicional sin RIS. Para este último, con la ayuda del código mostrado en la Figura 2.13, se generan

los canales entre los enlaces Alice-a-Bob y Alice-a-Eve. Note, que en dicho código también se considera los coeficientes correspondientes de larga escala obtenidos de la Figura 2.7.

```

% Canales equivalentes sin RIS.
% Canal equivalente directo de Alice a Bob.
h_AB = sqrt(Beta_Alice_Bob_sinRIS).*(randn(1,Nsim)+li*randn(1,Nsim))/(1/sqrt(2));
% Canal equivalente directo de Alice a Eve.
h_AE = sqrt(Beta_Alice_Eve_sinRIS).*(randn(1,Nsim)+li*randn(1,Nsim))/(1/sqrt(2));

```

**Figura 2.13.** Cálculo de canales directos para un sistema tradicional (sin RIS).

## 2.2.9 Cálculo de la SNR en transmisión y recepción

Una vez calculado los canales equivalentes, se procede a calcular la SNR de recepción, mediante la ecuación (1.22). Para esto, primero definimos la SNR en transmisión, como se muestra en la Figura 2.14. Aquí, se configura la potencia en transmisión en dBm y la potencia del ruido AWGN en dBm, calculado a partir del código mostrado en la Figura 2.11. Note que tanto para Bob y Eve la Potencia de trasmisión es la misma, sin embargo, ambos experimentan diferentes condiciones de ruido.

```

%SNR en transmisión.
Pt_dBm = 20;          % Potencia Tx en [dBm].
% Vector de SNR de Transmisión en Watts o Linear.
SNR_Tx_Bob = db2pow(Pt_dBm-P_ruido_dbm_Bob);
SNR_Tx_Eve = db2pow(Pt_dBm-P_ruido_dbm_Eve);

```

**Figura 2.14.** Configuración de SNR en transmisión.

En la Figura 2.15, se detalla cómo se calcula la SNR en recepción tanto para Bob y Eve.

```

% Cálculo de SNR de recepción para Bob y Eve con RIS.
SNR_Bob_RIS_Rx = ((abs(heqRIS_AB).^2)*SNR_Tx_Bob)';
SNR_Eve_RIS_Rx = ((abs(heqRIS_AE).^2)*SNR_Tx_Eve)';

```

**Figura 2.15.** Cálculo de SNR de recepción.

En este contexto, es importante recalcar que la SNR en recepción detallada en esta subsección, se utilizará para el cálculo de las métricas SOP y ASC.

## 2.3 Cálculo de métricas de desempeño

### 2.3.1 BER

Para calcular la métrica BER se utiliza un esquema de modulación 4-Q-AM, detallado en el diagrama de flujo de la Figura 2.1. En las siguientes subsecciones se detalla el procesamiento de la señal que consta de: modulación de señal a transmitir, señal recibida

en el receptor, ecualización de la señal recibida, demodulación de la señal ecualizada y finalmente se calcula el BER.

### 2.3.1.1 Modulación Q-AM

En la Figura 2.16, se muestra la función para modular la señal a ser transmitida. La función modulador tiene como entradas a:  $bits$ ,  $N_{sim}$  y  $m$  que ya fueron descritas anteriormente en la Tabla 2.1. Y como salida se tiene a un vector, que representa a la señal modulada.

```
% Modulador Q-AM.
function Data_Mod = modulador(bits,Nsim,m)
    aux = reshape(bits,[Nsim,m]);
    Data_Dec = double(bi2de(aux));
    Data_Mod = qammod(Data_Dec,2^m,'UnitAveragePower',true);
end
```

**Figura 2.16.** Función modulador Q-AM.

En la Figura 2.17 se muestra un ejemplo de uso de la función Q-AM, cuyo resultado se almacena en la variable  $x$ , y representa a la señal lista para ser transmitida.

```
% Modulación Q-AM.
bits = randi([0 1],1,Nsim*m);
x = modulador(bits,Nsim,m).';
```

**Figura 2.17.** Ejemplo de uso de la función modulador Q-AM.

### 2.3.1.2 SNR de transmisión

A continuación, se presenta la configuración de la SNR de transmisión para el sistema.

```
% SNR de transmisión.
EbN0dB = -40:2:60; %Eb/N0 en [dB].
SNR_Tx = EbN0dB + 10*log10(m);
```

**Figura 2.18.** SNR de transmisión.

### 2.3.1.3 Señal recibida

La señal recibida tanto para Bob como para Eve, viene dada por la ecuación (1.17) e implementada en MATLAB, se muestra en la Figura 2.19.

```
% Señal recibida con fases aleatorias.
y_RIS_AB = heqRIS_AB.*x+ruído/sqrt(10.^(SNR_Tx(i)/10));
y_RIS_AE = heqRIS_AE.*x+ruído/sqrt(10.^(SNR_Tx(i)/10));
```

**Figura 2.19.** Señal recibida en Bob y Eve.

### 2.3.1.4 Ecuador

A continuación en la Figura 2.20 se muestra la señal ecualizada tanto para Bob como para Eve.

```
% Ecuador.  
yequa_RIS_AB = y_RIS_AB./heqRIS_AB;  
yequa_RIS_AE = y_RIS_AE./heqRIS_AE;
```

Figura 2.20. Señal ecualizada en el receptor.

### 2.3.1.5 Demodulación Q-AM

En la Figura 2.21 se muestra la función demodulador Q-AM, que tiene como entradas  $y$ , que son las señales ecualizadas en la Figura 2.20, y la variable  $m$ , que indica el índice de modulación definido previamente en la Tabla 2.1.

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

Figura 2.21. Función demodulador Q-AM.

En el código mostrado en la Figura 2.22, se da un ejemplo de uso de la función demodulador para las señales recibidas tanto de Bob como de Eve.

```
% Demodulador Q-AM.  
bitsestimadosRIS_AB = demodulador(yequa_RIS_AB,m);  
bitsestimadosRIS_AE = demodulador(yequa_RIS_AE,m);
```

Figura 2.22. Ejemplo de uso de la función demodulación Q-AM.

### 2.3.1.6 Cálculo del BER

Después del procesamiento de la señal que fue descrito previamente, se procede a calcular el BER en Bob y Eve a través del código mostrado en la Figura 2.23.

```
% Cálculo del BER con RIS para: Alice a Bob y Alice a Eve.  
berRIS_AB(i) = symerr(bits,bitsestimadosRIS_AB)/length(bits);  
berRIS_AE(i) = symerr(bits,bitsestimadosRIS_AE)/length(bits);
```

Figura 2.23. Cálculo del BER.

El mismo procedimiento se hace tanto para un sistema con RIS y un sistema sin RIS. Para el caso del sistema con RIS se utiliza los canales equivalentes obtenidos en la Figura 2.12.

Y para el caso de un sistema sin RIS se utiliza los canales directos obtenidos en la Figura 2.13.

### 2.3.2 Cálculo del SOP

Para el cálculo de esta métrica se utiliza la SNR de recepción descrita en la Figura 2.15 y mediante la Ecuación (1.15), se procede a implementarla en MATLAB como se muestra en la Figura 2.24.

```

% Cálculo del SOP con RIS.
Cs_conRIS = log2(1+SNR_Bob_RIS_Rx)-log2(1+SNR_Eve_RIS_Rx);
Sop_RIS = sum((Cs_conRIS).*(SNR_Bob_RIS_Rx>SNR_Eve_RIS_Rx))<Rs,2)/Nsim;

```

**Figura 2.24.** Cálculo del SOP de un sistema con RIS.

La Figura 2.24 muestra el cálculo del SOP de un sistema asistido por RIS, mientras que, la Figura 2.25 muestra el cálculo del SOP de un sistema tradicional sin RIS.

```

% Cálculo del SOP sin RIS.
Cs_sinRIS = log2(1+SNR_Bob_noRIS_Rx)-log2(1+SNR_Eve_noRIS_Rx);
Sop_noRIS = sum((Cs_sinRIS).*(SNR_Bob_noRIS_Rx>SNR_Eve_noRIS_Rx))<Rs,2)/Nsim;

```

**Figura 2.25.** Cálculo del SOP de un sistema sin RIS.

### 2.3.3 Cálculo del ASC

Al igual que la métrica anterior se utiliza la SNR de recepción descrita en la Figura 2.15 y mediante la Ecuación (1.16), se procede a implementarla en MATLAB, como se ilustra en la Figura 2.26.

```

% Cálculo del ASC con RIS.
Cs_conRIS = log2(1+SNR_Bob_RIS_Rx)-log2(1+SNR_Eve_RIS_Rx);
TasaAlcanzableSecreta_conRIS = mean(Cs_conRIS.*(SNR_Bob_RIS_Rx>SNR_Eve_RIS_Rx),2);

```

**Figura 2.26.** Cálculo del ASC de un sistema con RIS.

La Figura 2.26 muestra el cálculo del ASC de un sistema asistido por RIS, mientras que, la Figura 2.27 muestra el cálculo del ASC de un sistema tradicional sin RIS.

```

% Cálculo del ASC sin RIS.
Cs_sinRIS = log2(1+SNR_Bob_noRIS_Rx)-log2(1+SNR_Eve_noRIS_Rx);
TasaAlcanzableSecreta_sinRIS = mean(Cs_sinRIS.*(SNR_Bob_noRIS_Rx>SNR_Eve_noRIS_Rx),2);

```

**Figura 2.27.** Cálculo del ASC de un sistema sin RIS.

# 3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

## 3.1 Configuraciones preliminares.

A continuación, en la Tabla 3.1 se muestra los valores predeterminados que son comunes para el cálculo de las métricas BER, SOP y ASC. En cada subsección se detallarán los parámetros que varían con el fin de analizar cada una de las métricas. Sin embargo, en el contexto de las distancias entre elementos, se considera que Bob y Eve se encuentran muy cercanos entre sí. Este escenario se lo realiza con la finalidad de que ambos receptores experimenten un canal similar. De este modo, la única diferencia para el desempeño del sistema son las fases configuradas en la RIS. Así mismo, en cada subsección se indicará si dichas distancias son cambiadas dependiendo del escenario puesto a consideración.

**Tabla 3.1.** Valores generales de inicialización.

Parámetros del sistema	Valor predeterminado
$f_c$	3 GHz.
$antennaGainAlice$	5 dBi.
$antennaGainRis$	5 dBi.
$antennaGainBob$	0 dBi.
$antennaGainEve$	0 dBi.
$Nsim$	1e5.
$k$	$1.38066 \times 10^{-23} \text{ J/K}$
$T_{ref}$	290 K.
$F_N$	10 dB.
$W$	10 MHz

Por simplicidad para ilustrar gráficamente los sistemas de comunicación, en la Figura 3.1, se cambiaron las notaciones de algunos elementos del sistema, las cuales se detallan a continuación.

$$\beta_1 = \text{Beta\_Alice\_Bob\_sinRIS} = \text{Beta\_Alice\_Eve\_sinRIS}$$

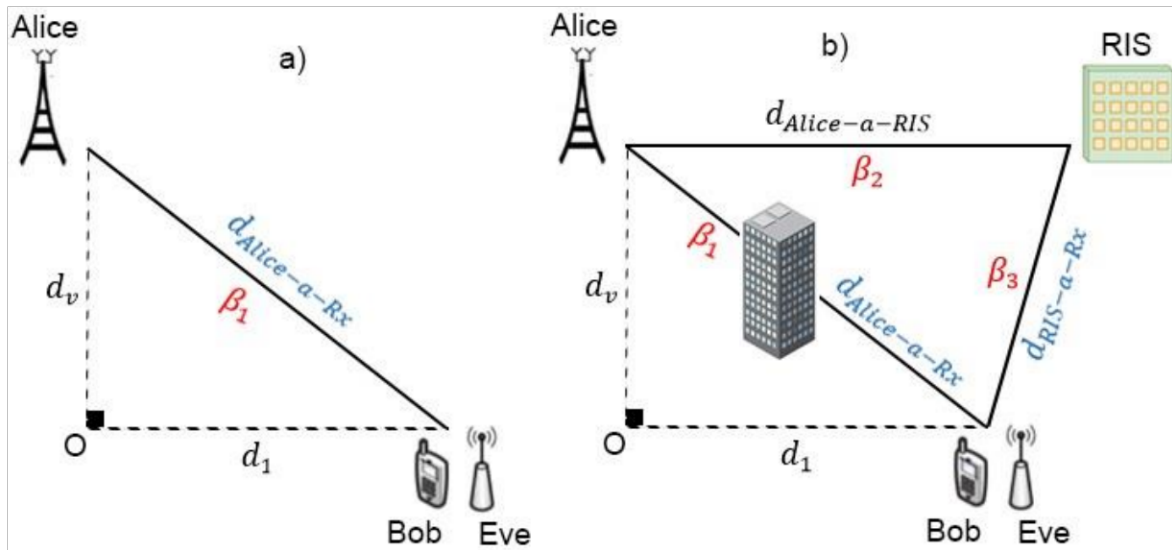
$$\beta_2 = \text{Beta\_Alice\_RIS}$$

$$\beta_3 = \text{Beta\_Ris\_Bob} = \text{Beta\_Ris\_Eve}$$

$$d_{\text{Alice-a-Rx}} = d_{\text{Alice-a-Bob}} = d_{\text{Alice-a-Eve}}$$

$$d_{\text{RIS-a-Rx}} = d_{\text{RIS-a-Bob}} = d_{\text{RIS-a-Eve}}$$

$$d_1 = d_{1\_b} = d_{1\_e}$$



**Figura 3.1.** a) Sistema inalámbrico tradicional sin RIS, b) Sistema inalámbrico asistido por RIS.

Aquí es importante resaltar que para la métrica BER, los canales Alice-a-RIS y RIS-a-Rx son considerados *LoS*, mientras el canal en el escenario sin RIS, es decir, Alice-a-Rx es considerado *NLoS*.

Asimismo, para las métricas SOP/ASC, los canales de Alice-a-RIS y RIS-a-Rx se considera *LoS*, mientras el canal en el escenario sin RIS, es decir, Alice-a-Rx es *LoS*.

### 3.1.1 BER: Análisis de Resultados y Discusiones

En la Tabla 3.2 se indican los valores de los parámetros del sistema considerados para el primer y segundo escenario de análisis del BER.

**Tabla 3.2.** Parámetros definidos para el primer y segundo caso de análisis del BER.

Parámetro	Valor
$NRIS$	1 <sup>er</sup> caso: 50 elementos. 2 <sup>do</sup> caso: 400 elementos
$kappa_B (\kappa_B)$	5
$kappa_E (\kappa_E)$	0
$d_{alice\_RIS}$	90 metros.
$dv$	30 metros.
$d1$	80 metros.
$m$	2 (Modulación 4-Q-AM)

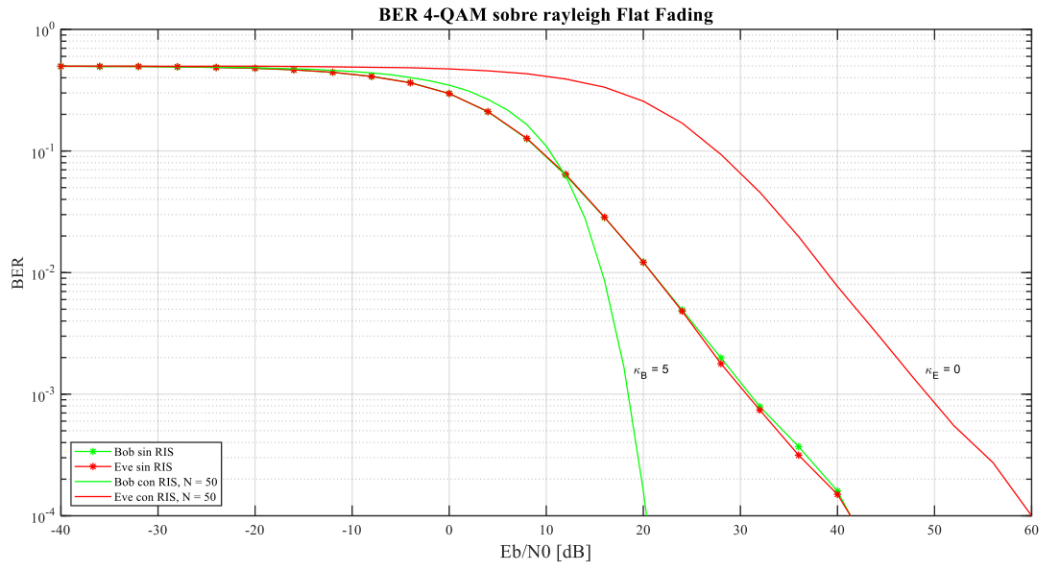
Como se mencionó anteriormente los siguientes análisis son de los escenarios mostrados en la Figura 3.1 se muestra los dos sistemas que van a ser comparados entre sí.

Específicamente, en la Figura 3.1 a) se muestra el sistema inalámbrico tradicional que consta de: transmisor (Alice), receptor legítimo (Bob), receptor espía (Eve), canal con línea de vista (*LoS*) y finalmente el correspondiente coeficiente de desvanecimiento de larga escala para el canal, denotado por  $\beta_1$ . En la Figura 3.1 b) se describe un sistema inalámbrico asistido por RIS que consta de: transmisor (Alice), receptor legítimo (Bob), receptor espía (Eve), canal inalámbrico entre Alice y RIS, canal inalámbrico entre RIS y receptores (Bob y Eve) y finalmente los correspondientes coeficientes de desvanecimiento de larga escala para cada canal, denotado por  $\beta_2$  y  $\beta_3$ , respectivamente.

Es importante mencionar que, los parámetros en color rojo y azul de la Figura 3.1 son valores calculados en MATLAB con la ayuda de los parámetros en color negro, los cuales son dados en la Tabla 3.1 y Tabla 3.2. Los valores de las distancias fueron obtenidos mediante el código de la Figura 2.4 y los valores para  $\beta_1$ ,  $\beta_2$  y  $\beta_3$  fueron obtenidos mediante el código de la Figura 2.7.

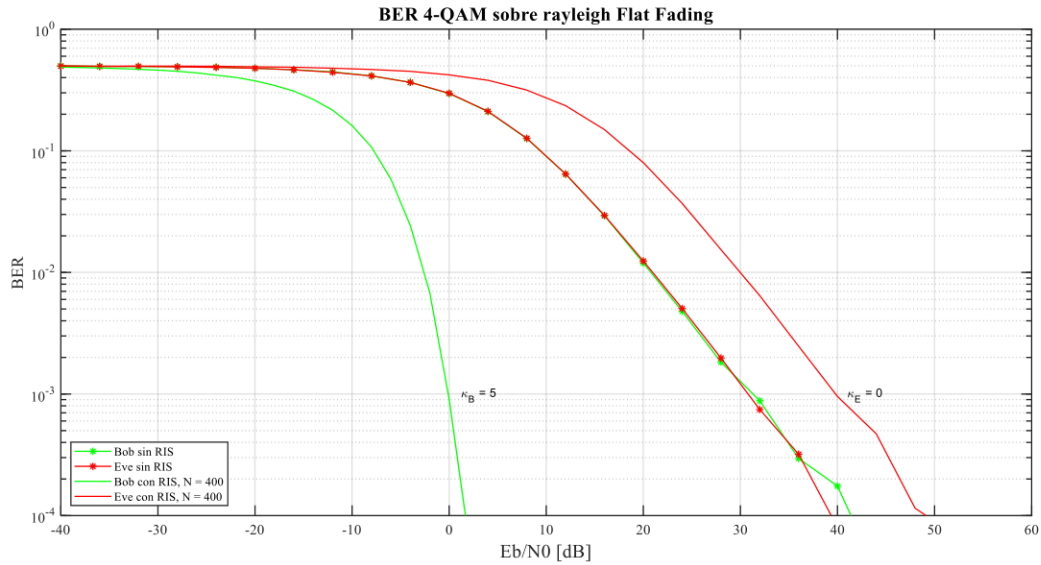
En la Figura 3.2, se presenta el BER vs.  $E_b/N_0$ , usando los parámetros establecidos en la Tabla 3.2 para el primer caso bajo estudio. Cabe mencionar que, la RIS realiza un diseño de fases para re direccionar la señal hacia Bob; por lo que, las fases percibidas por Eve son aleatorias, esto se lo logra configurando  $\kappa_E = 0$ . Por el contrario,  $\kappa_B = 5$ , indica que existe un diseño muy bueno de fases en la RIS para con su par legítimo Bob. La anterior explicación se ve claramente reflejada en el desempeño de las curvas mostradas en la Figura 3.2. Por ejemplo, el peor desempeño del BER es para Eve con RIS asumiendo  $N_{RIS} = 50$ , y  $\kappa_E = 0$ , que es el peor caso para el espía desde que la señal que recibe es casi nula por el trabajo que realiza la RIS. Por otro lado, se observa que el mejor desempeño del BER es cuando la RIS se encuentra en acción, es decir,  $N_{RIS} = 50$  con  $\kappa_B = 5$ . En esta configuración, se puede observar los beneficios de usar un sistema asistido por RIS con respecto a la seguridad en capa física. Finalmente, note que cuando tanto Bob y Eve no usan la RIS, prácticamente reciben la misma señal, por ende, la fuga de la información es continua (este es el peor escenario desde la perspectiva de seguridad en capa física).





**Figura 3.2.** BER vs.  $E_b/N_0$ , para:  $d_{Alice\_RIS} = 90\text{ m}$ ,  $N_{RIS} = 50$ ,  $\kappa_B = 5$  y  $\kappa_E = 0$ .

En la Figura 3.3, se muestra el BER vs  $E_b/N_0$  con los parámetros establecidos en la Tabla 3.2 para el caso de estudio dos. A diferencia del escenario anterior, aquí se utiliza un número mayor de elementos en la RIS, a saber,  $N_{RIS} = 400$ . Además, de las reflexiones provistas anteriormente, aquí se puede observar que aumentar el número de elementos en la RIS hace que mejore significativamente el BER en el lado del receptor legítimo. Por ejemplo, para alcanzar un BER de  $10^{-4}$  en el caso uno (ver Figura 3.2) se necesita  $E_b/N_0 = 20\text{ dB}$  asumiendo  $N_{RIS} = 50$  en la RIS. Ahora aumentando  $N_{RIS} = 400$  en la RIS, se obtiene el mismo BER de  $10^{-4}$  pero con  $E_b/N_0 = 2\text{ dB}$  (ganancia de 18 dB). Sin embargo, observe también que el BER de Eve de la Figura 3.2 vs. Figura 3.3 mejora en aproximadamente 10 dB.



**Figura 3.3.** BER vs.  $E_b/N_0$ , para:  $d_{Alice\_RIS} = 90\text{ m}$ ,  $N_{RIS} = 400$ ,  $\kappa_B = 5$  y  $\kappa_E = 0$ .

Con respecto a los casos sin RIS en ambas Figuras anteriores, se puede evidenciar que son prácticamente las mismas curvas de BER. Este comportamiento se debe a que como se mencionó anteriormente, Bob y Eve se encuentran muy cercanos, por lo que, experimentan canales muy similares. Este escenario es uno de los peores para seguridad en capa física. Sin embargo, se logra obtener una gran mejoría con el uso de la tecnología RIS, es decir, se mejora el BER para Bob y se empeora el BER para Eve.

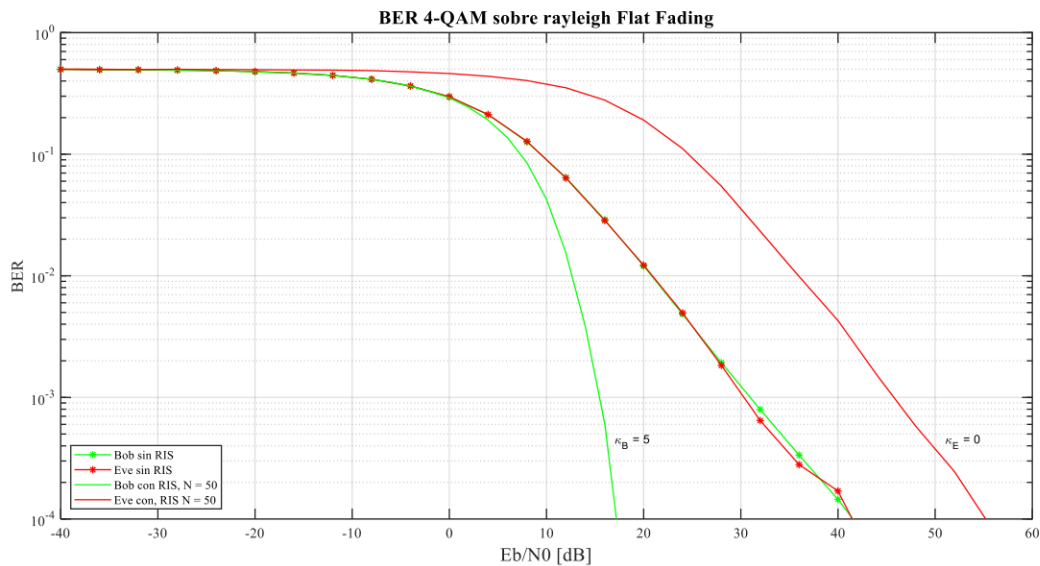
En la Tabla 3.3 se indican los parámetros de entrada del sistema necesarios para el tercer y cuarto caso de análisis. Específicamente, a diferencia de los dos casos anteriores, aquí se cambia la distancia de la RIS,  $d_{alice\_Ris}$ , acercando la RIS hacia el transmisor.

**Tabla 3.3.** Parámetros definidos para el tercer y cuarto caso de análisis del BER.

Parámetro	Valor
$N_{RIS}$	3 <sup>er</sup> caso: 50 elementos. 4 <sup>to</sup> caso: 400 elementos
$\kappa_B$ ( $\kappa_B$ )	5
$\kappa_E$ ( $\kappa_E$ )	0
$d_{alice\_RIS}$	45 metros.
$d_v$	30 metros.
$d_1$	80 metros.
$m$	2 (Modulación 4-Q-AM)

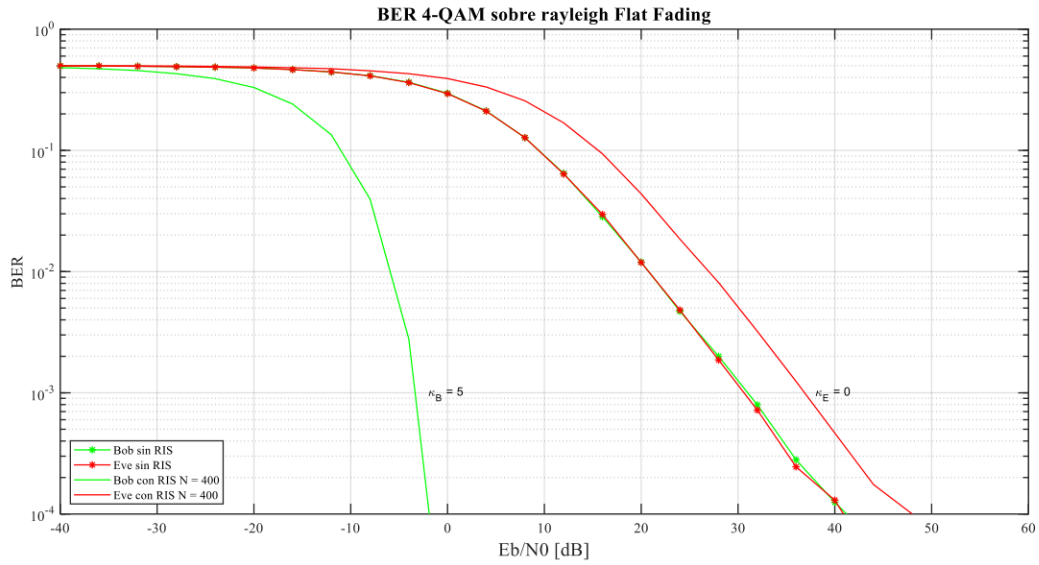
En la Figura 3.4 se presenta el BER vs.  $E_b/N_0$  considerando los parámetros configurados en la Tabla 3.3 para el tercer caso de estudio. Al igual que en los casos anteriores se variará

el número de elementos en la RIS, pero se reducirá la distancia entre Alice (transmisor) y la ubicación de la RIS. Aquí, se investiga cómo afecta la localización de la RIS con respecto a Alice sobre el desempeño del BER en ambos receptores Bob y Eve. A partir de las curvas mostradas en las Figura 3.2 y Figura 3.4, se puede observar que al acercar la RIS hacia Alice, es decir de 90 m (caso Figura 3.2) hacia 45 m (caso Figura 3.4), se obtiene una ganancia en el BER de Bob. Específicamente, cuando para un BER de Bob de  $10^{-4}$  se necesita  $E_b/N_0 = 20dB$  (ver Figura 3.2), mientras para obtener un BER de  $10^{-4}$  considerando la RIS más cerca de Alice, se necesita un  $E_b/N_0 = 17dB$ . Este mismo comportamiento del BER de Bob también se da para el BER de Eve. Por lo que, se concluye que una mejor estrategia sería aumentar el número de elementos en la RIS, antes que acercar la RIS hacia el transmisor para obtener un mejor desempeño del BER de Bob.



**Figura 3.4.** BER vs.  $E_b/N_0$ , para:  $d_{Alice\_RIS} = 45 m$ ,  $N_{RIS} = 50 m$ ,  $\kappa_B = 5$  y  $\kappa_E = 0$ .

A continuación, en la Figura 3.5, se muestra el BER vs.  $E_b/N_0$ , considerando los parámetros establecidos en la Tabla 3.3 para el caso cuatro. Aquí, se puede observar a partir de las curvas que, el aumento del número de elementos en la RIS mejora de manera sustancial el desempeño del BER con respecto a Bob. Además, note que con  $N_{RIS} = 400$ , para un BER de Bob de  $10^{-4}$  se necesita  $-2 dB$ , mientras que para alcanzar el mismo BER en Eve es necesario  $48 dB$ . Esta diferencia de aproximadamente  $50 dB$  es el beneficio de usar la tecnología RIS.



**Figura 3.5.** BER vs.  $E_b/N_0$ , para:  $d_{Alice\_RIS} = 45\text{ m}$ ,  $N_{RIS} = 400$ ,  $\kappa_B = 5$  y  $\kappa_E = 0$ .

### 3.1.2 SOP: Análisis de Resultados y Discusiones

Para el uso de esta métrica se asume que Alice conoce el CSI de Bob ya que pertenecen a la misma red; sin embargo, no conoce el CSI de Eve. Esto último se debe a que, Eve es un espía silencioso que no pertenece a la red y simplemente intercepta mensajes del medio inalámbrico para tratar de decodificarlos.

Para el primer caso a ser investigado, se asume un número fijo de error de fase en Bob ( $\kappa_B$ ), mientras que se varía el número de elementos en la RIS. Para el segundo caso bajo estudio, se varía el error de fase en Bob ( $\kappa_B$ ) y se fija a un determinado valor la cantidad de elementos en la RIS. Ambas configuraciones son detalladas en la Tabla 3.4.

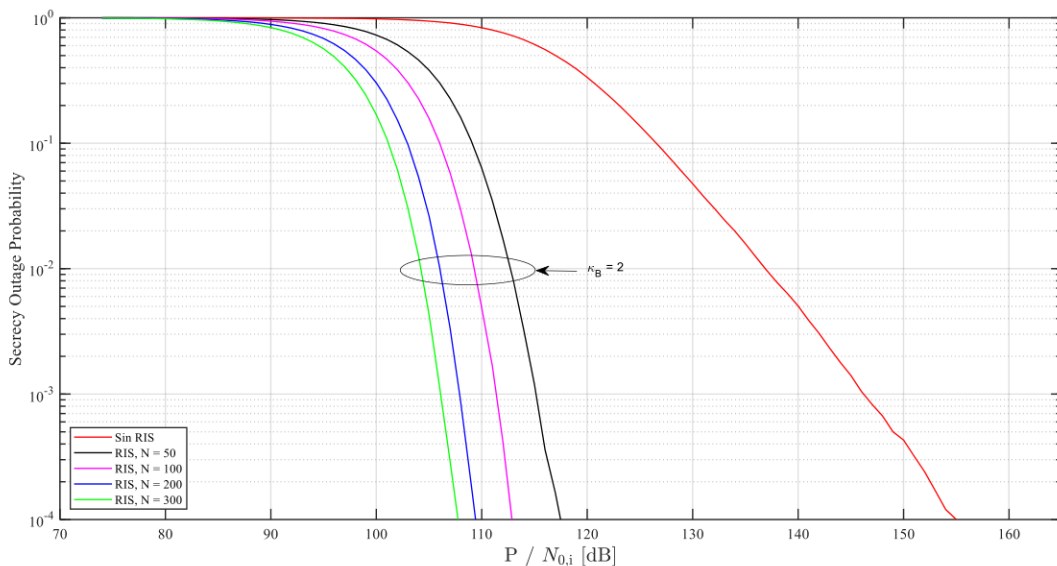
**Tabla 3.4.** Parámetros definidos para el primer y segundo caso de análisis del SOP/ASC

Parámetro	Valor	
	1 <sup>er</sup> caso	2 <sup>do</sup> caso
$N_{RIS}$	1 <sup>er</sup> curva: 50 elementos. 2 <sup>do</sup> curva: 100 elementos 3 <sup>ra</sup> curva: 200 elementos. 4 <sup>ta</sup> curva: 300 elementos	300 elementos
$\kappa_B$ ( $\kappa_B$ )	2	1 <sup>er</sup> curva: 1 2 <sup>do</sup> curva: 3 3 <sup>ra</sup> curva: 5 4 <sup>ta</sup> curva: 7
$\kappa_E$ ( $\kappa_E$ )	0	0

$d_{alice\_RIS}$	15 metros.	15 metros.
$dv$	3 metros.	3 metros.
$d1$	10 metros.	10 metros.
$R_S$	1	1

En la Figura 3.6, se muestra el SOP como una función de la SNR de transmisión para Bob y Eve, denotado por  $P/N_{0,i}$ , considerando los parámetros establecidos en la Tabla 3.4 para el primer caso. Para este escenario se asume que el diseño de fases de la RIS hacia Bob no es óptimo, por lo que, se configura  $\kappa_B = 2$ .

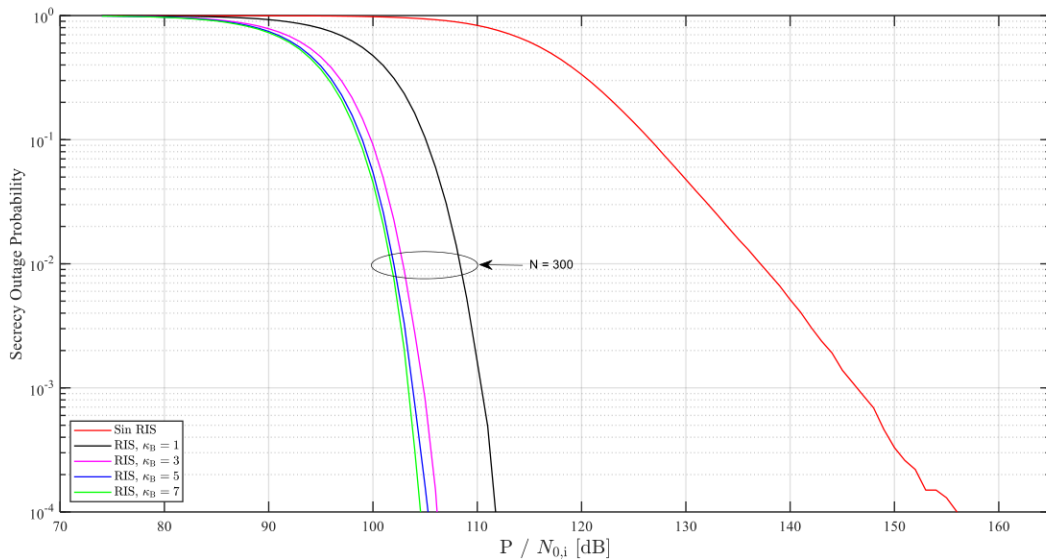
A partir de la Figura 3.6, se puede observar que el peor desempeño del SOP es otorgado por el sistema convencional sin RIS, es decir, en este escenario existe probabilidades mayores de corte de la comunicación secreta entre los nodos legítimos. Por el contrario, al hacer uso de la tecnología RIS, se ve claramente que, el desempeño del SOP mejora notablemente incluso cuando la RIS no está con su diseño óptimo de fases. Específicamente, se observa que el mejor desempeño del SOP (probabilidad baja de fuga de la información) se da para  $N_{RIS} = 300$  elementos en la RIS. Esta mejora de desempeño es notoria al aumentar el número de elementos reconfigurables en la RIS, teniendo en cuenta que en aplicaciones prácticas se pretende usar más de 1000 elementos en la RIS.



**Figura 3.6.** SOP vs.  $P/N_{0,i}$ , para: diferentes valores de  $N_{RIS}$ ,  $\kappa_B = 2$  y  $d_{Alice\_RIS} = 15\text{ m}$

En la Figura 3.7, se presenta el SOP vs.  $P/N_{0,i}$ , asumiendo los parámetros establecidos en la Tabla 3.4 para el segundo caso propuesto. Aquí, se configura el número de elementos en la RIS a  $N_{RIS} = 300$  en base a que este valor proporcionó el mejor desempeño en la

Figura 3.6. El objetivo en estos escenarios es analizar el efecto de la severidad de los errores de fase inducidos por la RIS al re direccionar la señal hacia el receptor legítimo Bob. A partir de las curvas en la Figura 3.7, nuevamente se puede observar que el peor desempeño de secreto (del SOP) es cuando no se usa la tecnología RIS. Por el contrario, el SOP usando RIS mejora notablemente en comparación del SOP sin RIS, incluso para aquellas configuraciones donde la RIS no hace un diseño de fases muy adecuado. Es decir, dentro de la variedad de errores de fase en la RIS modelado por  $\kappa_B$ , se puede observar que el peor desempeño del SOP ocurre para  $\kappa_B = 1$ . Esto debido a que la RIS en este caso realiza un diseño de fases hacia Bob muy defectuoso ya que prácticamente no posee el CSI de Bob, por ende, no direcciona bien la señal. Para los casos altos de  $\kappa_B = 3,5,7$ , se obtiene desempeños del SOP aproximados (todos buenos), ya que en este caso  $\kappa_B$  altos están relacionados a que la RIS conoce el CSI de Bob, por lo que, realiza un diseño de fases satisfactorio.



**Figura 3.7.** SOP vs.  $P/N_{0,i}$ , para: diferentes valores de  $\kappa_B$ ,  $NRIS = 300$  y  $d_{Alice\_RIS} = 15 m$

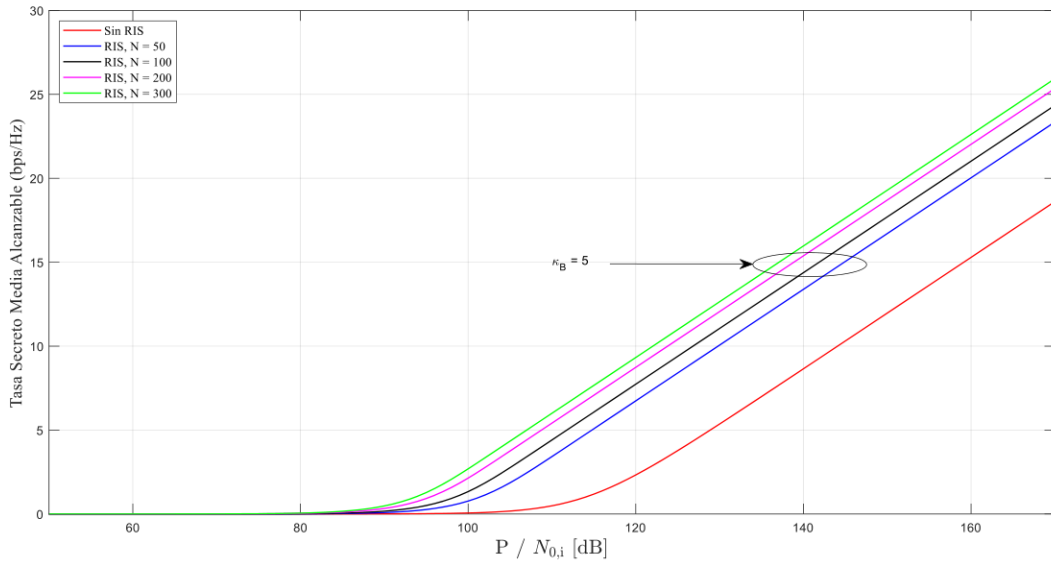
### 3.1.3 ASC: Análisis de Resultados y Discusiones

A diferencia del análisis del SOP, esta métrica, a saber, ASC, es útil cuando el espionaje es activo desde una perspectiva del conocimiento del CSI de Eve en el transmisor y RIS. Por lo que, el escenario considerado es aquel donde Alice conoce el CSI tanto de Bob como de Eve. Por consiguiente, Alice puede informar del CSI de Bob a la RIS a través de un controlador externo que conecta Alice con la RIS. De esta manera, la RIS puede realizar un diseño óptimo de fases hacia Bob con el objetivo de maximizar la SNR de recepción de Bob y minimizar la SNR de recepción de Eve.

Para el análisis del ASC se utiliza el mismo escenario descrito en la Sección 3.1.2, es decir, se hace uso de los parámetros descritos en la Tabla 3.4, con el cambio de  $\kappa_B = 5$ . Aquí, es importante resaltar que, para el cálculo del ASC son conocidos todos los CSI del sistema y la probabilidad de corte de secreto en la comunicación es mínima. Por lo que, el valor de  $R_S$  de la Tabla 3.4 no es utilizado en esta sección. El objetivo de las Figuras es analizar el ASC que se puede alcanzar al hacer uso de la tecnología RIS y comparar este desempeño con un sistema sin RIS.

En la Figura 3.8, se ilustra el ASC vs. SNR de transmisión para Bob y Eve, denotada aquí por  $P/N_{0,i}$ , considerando los parámetros establecidos en la Tabla 3.4 para el primer caso de estudio.

A partir de las curvas mostradas en la Figura 3.8, se puede observar que el peor desempeño del ASC es para el sistema de comunicación sin RIS, esto debido a como se mencionó anteriormente, Bob y Eve experimentan las mismas condiciones de canal; por lo que, Bob no puede sacar ventaja de la aleatoriedad del canal ya que no se usa ninguna tecnología a su favor. Por el contrario, en la comunicación asistida por RIS, se ve claramente que el comportamiento del ASC mejora significativamente en relación aquel ASC sin el uso de RIS. En particular, se puede inferir que el aumento de los elementos en la RIS es proporcional a la mejora del desempeño del ASC. En este punto es importante mencionar que, las primeras implementaciones recientes de sistemas asistidos con RIS, se consideraron altos números de elementos en la RIS, es decir,  $N_{RIS} > 1200$  elementos [30]. Por lo que, en base a esto se puede concluir que la tecnología RIS ayudar notablemente a mejorar la seguridad de la información desde la perspectiva de capa física, complementando así a los métodos de seguridad tradicional basados en la criptografía.



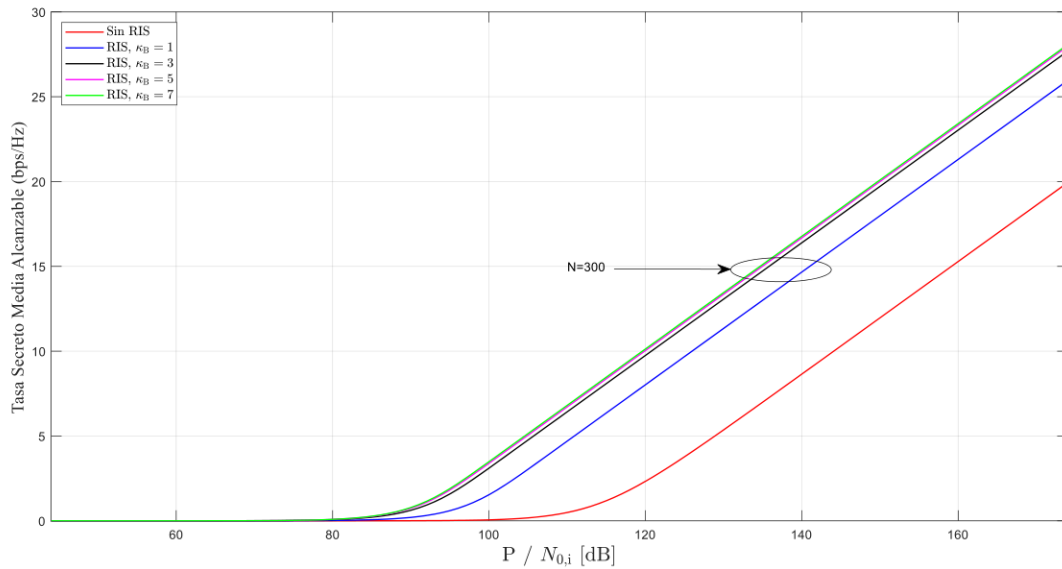
**Figura 3.8.** ASC vs.  $P/N_{0,i}$ , para: diferentes valores de  $NRIS$ ,  $\kappa_B = 5$  y  $d_{Alice\_RIS} = 15$  m

En la Figura 3.9, se presenta el ASC vs.  $P/N_{0,i}$ , considerando los parámetros establecidos en la Tabla 3.4, sin el uso de  $R_S$  y variando el error de fase en la RIS hacia Bob, es decir  $\kappa_B = 1,3,5,7$ . Aquí cabe mencionar que, desde que Alice conoce el CSI de Eve, este puede adaptar su tasa de transmisión para evitar que la información se fugue hacia destinatarios no deseados. Ahora, como se mencionó previamente, Alice también conoce el CSI de Bob, y lo puede estimar de manera perfecta o de manera parcial, dependiendo de las restricciones de hardware. Por lo que, en este escenario analizamos como afecta conocer el CSI de Bob en Alice partiendo desde su conocimiento perfecto ( $\kappa_B = 7$ ) hasta un conocimiento limitado ( $\kappa_B = 1$ ). A partir de las curvas en la Figura 3.9, se puede evidenciar que nuevamente el peor escenario es dado por el sistema sin RIS. Opuestamente, los mejores desempeños de ASC (tasa de secreto media alcanzable) es otorgada por el sistema que es asistido por la RIS. En particular, podemos observar que, valores de  $\kappa_B$  altos ( $\kappa_B = 5,7$ ), proporcionan desempeños de ASC muy buenos, como se esperaba, ya que el diseño de las fases en la RIS es óptimo a través del CSI de Bob.

Ahora para el caso de  $\kappa_B = 3$ , podemos inferir su desempeño del ASC comparado con aquellos ASC de  $\kappa_B = 5,7$ , son relativamente próximos. Esta conclusión es muy importante, ya que, en la práctica, un conocimiento de canal perfecto (es decir,  $\kappa_B = 5,7$ ) es muy difícil de lograr en comparación a un conocimiento del CSI parcial dado por  $\kappa_B = 3$ . Finalmente, queda claro la gran ventaja de la tecnología RIS al momento de tratar de salvaguardar la información a nivel de capa física. Se evidenció que se puede conseguir tasa secretas



medias muy superiores en comparación a sistemas convencionales, donde el canal inalámbrico es completamente aleatorio para ambos receptores, a saber, Bob y Eve.



**Figura 3.9.** ASC vs.  $P/N_{0,i}$ , para: diferentes valores de  $\kappa_B$ ,  $d_{Alice\_RIS} = 15\text{ m}$  y  $N_{RIS} = 300$ .

### 3.2 Conclusiones

En este proyecto se ha simulado un sistema de comunicación inalámbrico asistido por la tecnología RIS, donde dos nodos legítimos se comunican en la presencia de un receptor espía que intenta acceder a la información a través del medio inalámbrico. Para los sistemas propuestos, se ha considerado tanto el desvanecimiento a pequeña como larga escala con la finalidad de acercarse más a los sistemas prácticos. A partir de los resultados mostrados a lo largo de las discusiones, se puede concluir que un sistema asistido por RIS en comparación a un sistema sin RIS ofrece beneficios significativos al momento de salvaguardar la información desde una perspectiva de capa física. También, se pudo constatar que, para todas las métricas, tales como BER, SOP y ASC, el aumentar el número de elementos en la RIS se toma beneficioso, ya que esta estrategia maximiza la SNR en el receptor legítimo. El sistema ayudado por RIS demostró proporcionar un desempeño de seguridad en métricas del SOP y ASC mucho mejor que el sistema sin RIS incluso en el peor escenario de diseño de fases no óptimos en la RIS. Este hallazgo es muy importante, ya que en la práctica no es posible estimar de forma perfecta el CSI de Bob en el transmisor, para posteriormente este último se lo envié a la RIS. Dependiendo del conocimiento del CSI de Bob, la RIS puede hacer o no un diseño de fases adecuado. Además, se corroboró que la RIS controla el medio inalámbrico al direccionar la señal hacia el receptor legítimo deseado, minimizando la SNR en locaciones no deseadas (potenciales

espías). Este hecho permite mejorar la seguridad a nivel de capa física, ya que se toma ventaja del medio inalámbrico a favor del enlace legítimo. Finalmente, en base a los esquemas propuestos, se puede concluir que acercar la RIS al transmisor (Alice) conlleva beneficios con respecto a la métrica BER, pero no tan significativos como aumentar la cantidad de elementos en la RIS.

### **Futuros trabajos:**

- 1.- Investigar la seguridad en capa física de un sistema asistido por RIS asumiendo múltiples antenas en transmisión (Alice) y Recepción (Bob y Eve). Aquí, el trabajo a investigar es el diseño el *Beamforming* de transmisión en función de los parámetros de canal de Bob.
- 2.- Investigar la seguridad en capa física sea en un sistema *single-input single-output* (SISO) o *multiple-input multiple-output* (MIMO) asumiendo que los canales de la RIS son correlacionados, ya que en la práctica su construcción es menor que  $\lambda/2$  ( $\lambda/2$ ).

### **3.3 Recomendaciones**

- 1.- Utilizar los parámetros de desvanecimiento tanto de larga o pequeña escala de estándares establecidos en la 3GPP, ya que de esta forma se simulan sistemas *outdoor/indoor* más apegados a la realidad.
- 2.- Si se simula un sistema inalámbrico asistido con RIS que contenga muchos elementos (por ejemplo,  $N_{RIS} > 1000$ ) se recomienda utilizar procesamiento paralelo. Esto debido a que, las operaciones realizadas en MATLAB para la generación de todos los canales de la RIS son muy pesadas.
- 3.- Al momento de simular las métricas del SOP y ASC se recomienda no utilizar bucle sino procesamiento matricial, ya que esto mejora notablemente los tiempos de simulación.

## 4 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] E. Basar, M. Di Renzo, J. DE Rosny, A. Mohamed-Slim, D. Merouane, and Z. Rui, "Wireless Communications Through Reconfigurable Intelligent Surfaces," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 116753–116773, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2935192.
- [2] A. Almohamad *et al.*, "Smart and Secure Wireless Communications via Reflecting Intelligent Surfaces: A Short Survey," *IEEE Open J. Commun. Soc.*, vol. 1, pp. 1442–1456, 2020, doi: 10.1109/ojcoms.2020.3023731.
- [3] D. P. Moya Osorio *et al.*, "Towards 6G-enabled Internet of Vehicles: Security and Privacy," *IEEE Open J. Commun. Soc.*, pp. 1–24, 2022, doi: 10.1109/ojcoms.2022.3143098.
- [4] A. U. Makarfi *et al.*, "Reconfigurable Intelligent Surfaces-Enabled Vehicular Networks: A Physical Layer Security Perspective," vol. 1, no. 11288, pp. 1–10, 2020, [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/2004.11288>.
- [5] J. D. Sánchez Vega, D. P. Moya Osorio, J. López Martínez, P. P. M. Cecilia, and L. Urquiza Aguilar, "On the Secrecy Performance Over N -Wave with Diffuse Power Fading Channel," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 69, no. 12, pp. 1–12, 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.3035544.
- [6] J. D. Vega Sánchez, L. F. Urquiza Aguiar, M. C. Paredes Paredes, and D. P. Moya Osorio, "Survey on physical layer security for 5G wireless networks," *Ann. Telecommun.*, vol. 76, no. 3, pp. 1–20, 2020.
- [7] D. P. Moya Osorio, J. D. Vega Sánchez, and H. Alves, "Physical-Layer Security for 5G and beyond," pp. 1–19, 2019, doi: 10.1002/9781119471509.w5GRef152.
- [8] J. D. Vega Sánchez, L. F. Urquiza-Aguilar, and M. C. Paredes Paredes, "Physical Layer Security for 5G Wireless Networks: A Comprehensive Survey," *2019 3er Cyber Secur. Netw. Conf.*, pp. 122–129, 2019.
- [9] J. D. Vega Sánchez, D. P. Moya Osorio, F. J. López-Martínez, M. C. Paredes Paredes, and L. F. Urquiza Aguilar, "Information-Theoretic Security of MIMO Networks under  $\kappa$ - $\mu$  Shadowed Fading Channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 70, no. 7, pp. 6302–6318, 2021, doi: 10.1109/TVT.2021.3086026.
- [10] J. D. Vega Sánchez, P. Espinosa Ramírez, and F. J. López Martínez, "Physical Layer Security of Large Reflecting Surface Aided Communications with Phase Errors,"

- IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 10, no. 2, pp. 325–329, 2021, doi: 10.1109/LWC.2020.3029816.
- [11] A. M. Rodríguez Gemade and A. K. Gandur Manzano, “5G Network: Benefit or Sacrifice?,” *Convicciones*, vol. 7, no. 14, pp. 24–28, 2020.
- [12] P. Yang, Y. Xiao, M. Xiao, and S. Li, “6G Wireless Communications: Vision and Potential Techniques,” *IEEE Netw.*, vol. 33, no. 4, pp. 70–75, 2019.
- [13] Z. Tang, T. Hou, Y. Liu, J. Zhang, and C. Zhong, “A novel design of RIS for enhancing the physical layer security for RIS-Aided NOMA Networks,” *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 10, no. 11, pp. 2398–2401, 2021, doi: 10.1109/LWC.2021.3101806.
- [14] H. W. Iza Benítez, “Simulación de la técnica de modulación UFMC para un canal multitrayecto y usando estimación de canal,” Escuela Politécnica Nacional, 2020.
- [15] H. Technologies, “Product Description.” p. 90, 2021.
- [16] S. Velásquez, “Análisis de los modelos de desvanecimiento en los canales inalámbricos,” *IX Jornadas de investigación 2011*. pp. 104–112, 2011.
- [17] V. Garg, *Wireless communication and networking*, Primera. Elsevier, 2006.
- [18] G. E. Angamarca Quilumba, “Simulación de un sistema OFDM con diversidad de antena en transmisión usando la técnica SFBC,” Escuela Politécnica Nacional, 2020.
- [19] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. India: Wiley, 2010.
- [20] 3rd Generation Partnership Project, “3GPP TR36.814 V9.2.0,” 2017.
- [21] E. G. Espinosa Naranjo, “Simulación de los métodos LS y MMSE para estimación de canal en sistemas OFDM,” Escuela Politécnica Nacional, 2019.
- [22] C. M. Arrieta Tapia, “Simulación de un sistema de comunicación inalámbrica usando la técnica de acceso NOMA (NON - ORTHOGONAL MULTIPLE ACCESS),” Escuela Politécnica Nacional, 2020.
- [23] A. W. Doerry, “Noise and Noise Figure for Radar Receivers,” 2016. doi: 10.2172/1562649.
- [24] L. A. Troya Valarezo, “Análisis comparativo de escenarios de simulación de esquemas de modulación PSK y QAM sobre sistema OFDM mediante MatLab / Simulink,” Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, 2021.

- [25] E. Hernandez, "Modulación digital," *Maria lara*, vol. 5. pp. 1–18, 2013.
- [26] A. J. Acero Arias, "Evaluación del rendimiento de la técnica OPS-SAP para la reducción de la PAPR en estándares de redes AD-DOC," Escuela Politécnica Nacional, 2020.
- [27] G. Breed, "Bit Error Rate : Fundamental Concepts and Measurement Issues," *High Frequency Electronics*, vol. 2, no. 1, pp. 46–48, 2003.
- [28] J. D. Vega Sánchez, "SECURE PERFORMANCE OF 5G AND BEYOND NETWORKS UNDER GENERALIZED FADING CONDITIONS," Escuela Politécnica Nacional, 2021.
- [29] J. D. Vega Sánchez, L. F. Urquiza-Aguilar, M. C. Paredes Paredes, and F. J. López Martínez, "Secure Systems via Reconfigurable Intelligent Surfaces over Correlated Rayleigh Channels," *ETCM 2021 - 5th Ecuador Tech. Chapters Meet.*, 2021, doi: 10.1109/ETCM53643.2021.9590635.
- [30] X. Pei *et al.*, "RIS-Aided Wireless Communications: Prototyping, Adaptive Beamforming, and Indoor/Outdoor Field Trials," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 69, no. 12, pp. 8627–8640, 2021, doi: 10.1109/TCOMM.2021.3116151.