

# **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 ASUMIENDO ALINEAMIENTO PERFECTO DE FASE.**

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

**ARIANNA ESTEFANÍA LÓPEZ RAMÍREZ**

**arianna.lopez@epn.edu.ec**

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

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

**DMQ, febrero 2022**

## **CERTIFICACIONES**

Yo, Arianna López 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.

---

**ARIANNA LÓPEZ**

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por Arianna López, bajo mi supervisión.

---

**Ph.D. JOSÉ DAVID VEGA**  
**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.

ARIANNA LÓPEZ

Ph.D. JOSE DAVID VEGA

## **DEDICATORIA**

Este proyecto lo dedico con mucho cariño a mis padres y hermano quienes han dado lo mejor de sí para que yo pueda cumplir con mis metas y sueños, sobre todo siempre han estado a mi lado para apoyarme y guiarme en el transcurso de mi vida.

## **AGRADECIMIENTO**

Primero quiero agradecer a Dios y a la virgen por permitirme culminar esta etapa de mi vida y por todas las bendiciones recibidas.

A mis padres Borys y Cristina por el inmenso amor; sobre todo el apoyo incondicional por no dejar que me rinda, por creer en mí dándome fortaleza y confianza para asumir mis éxitos y fracasos.

A mi hermano Johann por estar siempre a mi lado en cualquier situación que se ha presentado.

Al Ph.D. José David Vega por estar dispuesto a brindarme su conocimiento, su respaldo, por su paciencia y total apoyo en el desarrollo del presente trabajo de titulación.

A cada persona que marcó este camino, gracias por el cariño y las experiencias compartidas.

# ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIONES.....	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA.....	II
DEDICATORIA.....	III
AGRADECIMIENTO.....	IV
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.....	4
1.4.1. Evolución de las comunicaciones Inalámbricas.....	4
1.4.2. Fenómenos que afectan la comunicación inalámbrica .....	5
1.4.3. Modulación Digital .....	9
1.4.4. Métricas de Desempeño para Sistemas Inalámbricos .....	10
1.4.5. Superficies Inteligentes Reconfigurables (IRS).....	12
2. METODOLOGÍA .....	15
2.1. Preliminares .....	15
2.2. Sistema Inalámbrico asistido con IRS con diseño perfecto de fase .....	15
2.2.1. Parámetros de inicialización .....	17
2.2.2. Generación desvanecimiento a larga escala .....	20
2.2.3. Generación desvanecimiento a corta escala .....	21
2.2.4. Generación del ruido AWGN .....	21
2.2.5. Cálculo del canal equivalente en el IRS .....	22
2.3. Cálculo de las métricas de desempeño.....	23
2.3.1. BER .....	23
2.3.2. Outage Probability .....	25
2.3.3. Tasa media alcanzable.....	27
3. RESULTADOS .....	28
3.1. Escenario de simulación .....	28
3.2. Resultados BER vs $E_b/N_0$ . .....	30

3.3. Resultados OP vs SNR .....	33
3.4. Resultados SNR vs AC. ....	35
4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....	38
4.1. Conclusiones.....	38
4.2. Trabajos Futuros .....	39
4.3. Recomendaciones.....	40
5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	40
6. ANEXOS .....	<b>Error! Bookmark not defined.</b>

## RESUMEN

El presente trabajo se enfoca en la simulación en MATLAB de un sistema de comunicación inalámbrica, donde el transmisor (Tx) y el receptor (Rx) se comunican con la ayuda de una superficie inteligente reconfigurable (del inglés, intelligent reflecting surface-IRS). En el sistema de modelo se asume que el diseño de fases en la IRS es óptimo, es decir, existe alineamiento perfecto de fases desde la RIS-a-Rx. Además, se considera que Tx y Rx están equipadas con una única antena, mientras que la IRS tiene  $N$  elementos reconfigurables. Cada canal del sistema es asumido a estar sujeto a desvanecimiento tipo plano Rayleigh, mientras que el desvanecimiento a larga escala y los valores para el cálculo del ruido gaussiano son obtenidos a partir del estándar 3GPP (del inglés, 3rd Generation Partnership Project) para ambientes outdoor. En áreas de comparación el desempeño del sistema asistido por IRS será comparado con un sistema inalámbrico tradicional sin IRS. Con el fin de evaluar ambos sistemas, se usan métricas de desempeño relativas a procesamiento de señal en capa física, a saber, 1) Bit Error Rate (BER), 2) probabilidad de corte de la comunicación, y 3) tasa de capacidad media. Finalmente, a partir de las curvas de desempeño obtenidas, se proporcionará ideas útiles sobre los posibles casos de uso de la tecnología IRS en comunicaciones de siguiente generación.

**PALABRAS CLAVE:** IRS, desvanecimiento, Rayleigh, sistema inalámbrico.



## ABSTRACT

This work focuses on the simulation in MATLAB of a wireless communication system, where the transmitter (Tx) and the receiver (Rx) communicate with the help of a reconfigurable intelligent surface (IRS). In the system model, it is assumed that the phase design in the IRS is optimal, i.e., there is perfect phase alignment from RIS-to-Rx. Furthermore, it is considered that both Tx and Rx are equipped with a single antenna, while the IRS has  $N$  reconfigurable elements. Each channel in the system is assumed to be subject to small Rayleigh fading, while large-scale fading and values for the computation of the Gaussian noise are obtained from the 3rd Generation Partnership Project (3GPP) standard for outdoor environments. For the sake of comparison, the performance of the IRS-assisted system will be compared with a traditional wireless system without IRS. In order to evaluate both systems, performance metrics related to signal processing in the physical layer are used, namely, 1) Bit Error Rate (BER), 2) outage probability (OP), and 3) average capacity (AC). Finally, from the performance curves obtained, useful insights are provided concerning the possible use cases of IRS technology in next-generation networks.

**KEYWORDS:** IRS, Rayleigh fading, wireless system.

# 1. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, los usuarios de la telefonía móvil requieren de mayores velocidades de transmisión que las ya existentes, un ancho de banda más amplio, latencias ultra bajas, retardos menores, y redes que permitan tener una alta densidad de usuarios en áreas cada vez más pequeñas. A medida que, en ciertas partes del mundo, ya se han implementado redes inalámbricas de quinta generación (5G, del inglés, fifth generation), se está exponiendo continuamente las limitaciones inherentes de este sistema [1]. Dichos inconvenientes se presentan en las nuevas aplicaciones como: comunicaciones moleculares, comunicaciones de telemedicina, redes tridimensionales, comunicaciones de realidad aumentada, entre otras [2]. En el 2030 se prevé que la red 5G alcance sus límites y no pueda satisfacer los estrictos requerimientos de las mencionadas; es por esto que 5G está estimulando actividades mundiales centradas en la definición del 6G (del inglés, sixth generation). 6G conocido también como red de próxima generación será capaz de solventar las necesidades de tasas de datos y latencias en aplicaciones que van desde los sistemas autónomos hasta la realidad extendida [2][3].

Basado en lo anterior, el presente trabajo está enfocado en simular en MATLAB un sistema de comunicación inalámbrico asistido por superficies inteligentes reconfigurables (IRS, del inglés, intelligent reflecting surfaces) asumiendo alineamiento perfecto de fases en la IRS. Cabe mencionar que IRS actualmente es considerada una tecnología candidata para la realización del 6G en los años venideros. Un IRS es una superficie plana que consta de una serie de elementos reflectantes pasivos cada uno de los cuales puede modificar la fase de la onda incidente para dirigirla a un nodo en particular con el fin de maximizar la relación señal ruido de recepción [4].

En el sistema propuesto, se considerará un escenario sin línea de vista (NLoS, del inglés, non line of sight), donde el transmisor (Tx) y el receptor (Rx) solo se pueden comunicar a través de la IRS. Se asumirá que todos los canales de desvanecimiento a corta escala del sistema propuesto (es decir de Tx-a-IRS y IRS-a-Rx) son de tipo Rayleigh plano independiente e idénticamente distribuido (i.i.d, del inglés, independent identically distributed) y que la información del estado del canal (CSI, del inglés, channel state information) es completamente conocida por todos los nodos en el sistema. Además, se asume que no existe correlación entre los canales de las trayectorias Tx-IRS y IRS-Rx.

## **1.1 Objetivo general**

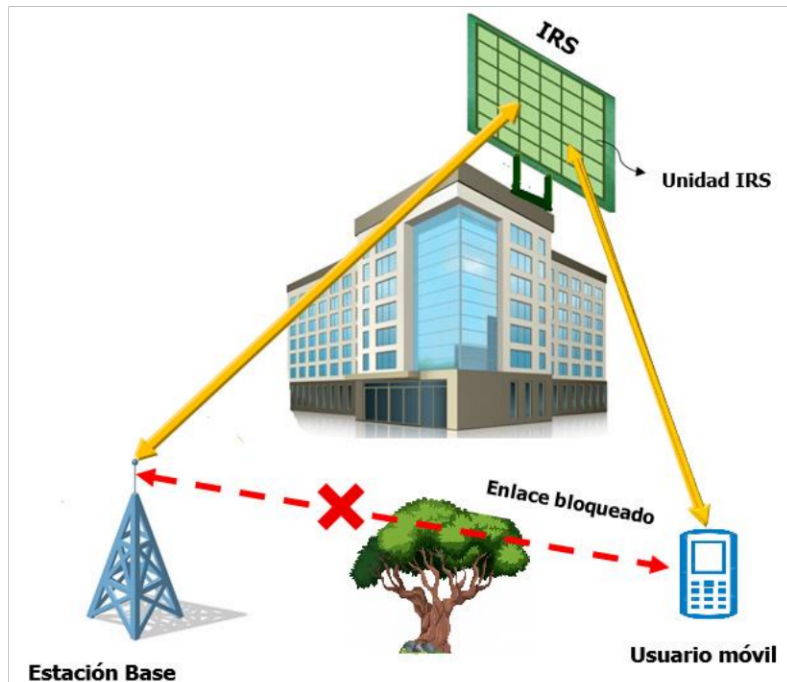
Simular con la ayuda de MATLAB un sistema de comunicación inalámbrico asistido por superficies inteligentes reconfigurables asumiendo alineamiento perfecto de fases en la superficie inteligente.

## **1.2 Objetivos específicos**

1. Describir las características, el funcionamiento y los principales componentes de un sistema inalámbrico vía IRS, además de sus componentes (arquitectura).
2. Simular en MATLAB un sistema inalámbrico asistido por la tecnología IRS asumiendo alineamiento perfecto de fases en la IRS.
3. Comparar a través de simulaciones en MATLAB un sistema inalámbrico asistido por la IRS vs. un sistema tradicional inalámbrico (sin presencia de IRS) mediante el uso de métricas de desempeño. Dichas métricas para evaluar el sistema serán la Tasa de Error de Bits (BER, del inglés, Bit Error Rate), probabilidad de corte de la comunicación y tasa de capacidad alcanzable.
4. Analizar y comentar los resultados obtenidos de la simulación en los diferentes escenarios propuestos.

## **1.3 Alcance**

En este trabajo se simulará en MATLAB un sistema inalámbrico NLoS compuesto por dos nodos, cada uno equipado con una única antena, donde el par de nodos se comunica con la ayuda del IRS. Para efectos de comparación, también se simulará un escenario sin la presencia de IRS, donde el Tx y el Rx experimental a un canal de comunicación con/sin línea de vista. Se asumirá que todos los canales en los sistemas propuestos, es decir, (con IRS): Tx-a-IRS y IRS-a-Rx y (sin IRS): Tx-a-Rx sean planos y de tipo Rayleigh i.i.d. Además, se considerará que el conocimiento CSI puede ser completamente obtenido por los nodos y el IRS. En base al CSI, se realizará un diseño óptimo de fases en la IRS con el objetivo de maximizar la relación señal ruido (SNR, del inglés, signal-to-noise-ratio) de destino. El sistema del modelo propuesto para la simulación es mostrado en la Figura 1.1.



**Figura 1.1.** Comunicación inalámbrica asistida por IRS asumiendo alineamiento perfecto de fase en base a [5].

Para la simulación los parámetros del sistema tales como ancho de banda, potencia de transmisión, potencia de ruido, y grado de desvanecimiento a larga escala serán obtenidos de las especificaciones de la ITU para ambientes outdoor trabajando a frecuencias sub-3GHz. Asimismo, en las respectivas simulaciones para el análisis de resultados se variarán el número de elementos de la IRS, la intensidad de desvanecimiento a larga escala en los trayectos Tx-IRS y IRS-Rx y se considerará los modelos de propagación dados en la normativa 3GPP (del inglés, 3rd Generation Partnership Project). Las curvas de desempeño a ser obtenidas de las simulaciones realizadas serán: 1) El BER vs.  $E_b/N_0$ , 2) la probabilidad de corte de comunicación del sistema vs. SNR, y 3) la tasa de capacidad alcanzable vs. SNR. También, se comparará el desempeño otorgado por el sistema inalámbrico asistido por IRS con otro sistema inalámbrico sin IRS (sistema convencional).

Finalmente, a partir de las curvas de las métricas que se obtendrán mediante simulación, se realizarán discusiones de los resultados obtenidos para concluir sobre los beneficios que conlleva un sistema inalámbrico con IRS vs. un sistema tradicional (sin IRS). Además, se proporcionará ideas útiles sobre los posibles casos de uso de la tecnología IRS en ambientes de nueva generación.

## **1.4 Marco teórico**

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

El principal impulso de la evolución de cada generación de los sistemas de comunicación inalámbrico se basa en satisfacer las necesidades crecientes de los usuarios de comunicación y de la red. Hasta ahora, en el diseño de 1G (del inglés, first generation) a 5G se ha tomado en cuenta los criterios de acoplamiento flexible entre el lado de la red y el lado del usuario [6].

En los próximos años, se incrementará el número de dispositivos y emergerán nuevas aplicaciones, por lo cual, se requerirán de tasas de datos extremadamente altas y de retardos extremadamente bajos. Las crecientes demandas de tráfico son impulsadas por aplicaciones emergentes de uso intensivo de datos, como realidad virtual, realidad aumentada, proyección holográfica, vehículo autónomo, por nombrar algunas, que muy probablemente la red 5G no pueda satisfacer [4].

En la actualidad, tanto la academia como la industria, están investigando nuevas tecnologías que puedan brindar los estrictos requerimientos de calidad de servicios y experiencia que demandan las nuevas aplicaciones. En base a lo anterior emerge la nueva tecnología post-5G, conocida como 6G la cual será la indicada para soportar las necesidades de tasas de datos y latencias, principalmente para aquellas aplicaciones con Inteligencia Artificial compatible con sistemas autónomos. Las tecnologías más importantes que serán la fuerza impulsora de 6G son la banda Tera Herz (THz), celdas libres con antenas masivas (del inglés, cell-free massive multiple-input multiple-output-MIMO), blockchain, computación de borde (del inglés, Edge computing), comunicaciones de retrodispersión (del inglés, back scatter communications), comunicaciones a través de luz visible (del inglés, visible light communications), vehículos aéreos no tripulados (UAV, del inglés, Unmanned Aerial Vehicle), transferencia de energía inalámbrica e IRS [2][3].

La IRS es una tecnología recientemente propuesta considerada la más innovadora y prometedora para mejorar la eficiencia energética y espectral de los sistemas inalámbricos [7]. Además, IRS es considerada una tecnología amigable con el medio ambiente ya que no usa cadenas de Radio Frecuencia, además que no decodifica la señal, por ende, su costo de producción una vez se establezca la tecnología va ser menor que algunas tecnologías tradicionales, como, por ejemplo, los repetidores (del inglés, relay). También, a diferencia de cualquier tecnología propuesta hasta la fecha IRS permite controlar el canal

inalámbrico que hasta la red 5G era un aspecto no controlable y por consiguiente no entraba en el diseño de red.

### 1.4.2. Fenómenos que afectan la comunicación inalámbrica

El canal de comunicación es uno de los componentes más importantes de los sistemas de comunicación inalámbricos porque tienen un impacto significativo en el rendimiento de todo el sistema además de la transmisión de datos. El principal inconveniente de los canales inalámbricos en comparación con los medios guiados es su aleatoriedad, que es dinámica e impredecible [8].

#### 1.4.2.1. Propagación Multitrayecto

La propagación Multitrayecto es causado por las diversas reflexiones que una señal puede tener en los objetos del entorno. En este caso, pueden ser objetos como edificios, automóviles en el medio urbano, y árboles en el medio rural. Las diferentes copias de la señal que llegan al receptor a través de diferentes caminos o rutas tienen diferentes retrasos, fases y amplitudes que afectan de forma constructiva o destructiva a la señal [9].

Existen dos trayectorias por la cual la señal puede viajar y son:

- LoS (del inglés, line-of-sight), se envía la señal directamente desde el Tx al Rx.
- NLoS se envía una o más señales y ese reflejan a causa de un objeto cercano al Tx, es decir, al receptor llegan múltiples copias de la señal con distinta amplitud y fase.

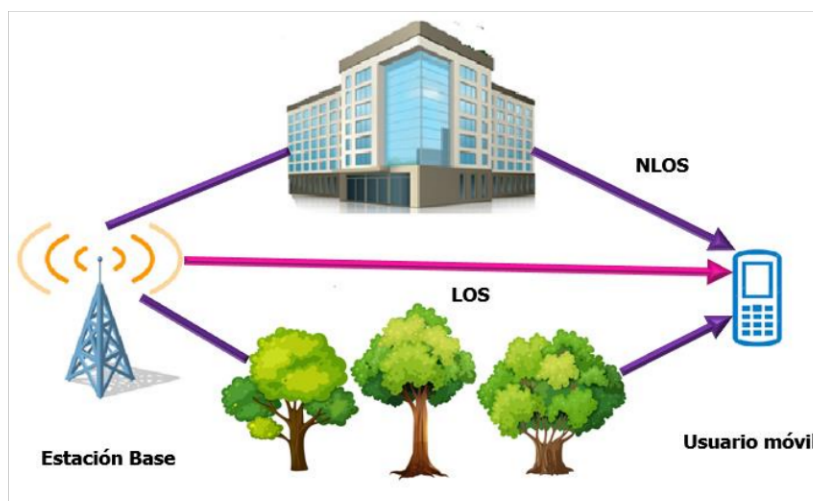


Figura 1.2. Tipos de trayectorias basado en [9].

**Reflexión:** Este es un fenómeno físico que se presenta cuando una onda electromagnética choca con un objeto, conductor o dieléctrico que tiene un área de superficie mayor

que la longitud de onda de la señal transmitida [10]. La onda incide a una superficie y el mismo ángulo de incidencia es igual al ángulo de reflexión.

**Dispersión:** Ocurre cuando la trayectoria de la onda tiene una superficie rugosa, es de tamaño pequeño en comparación con la longitud de onda de la señal y tiene una gran cantidad de estos obstáculos por unidad de volumen [11].

**Difracción:** Se manifiesta cuando el camino de una señal transmitida es obstruido por un objeto con irregularidades o pequeñas irregularidades en su superficie. Esto crea una señal secundaria que se utiliza para establecer una ruta entre el transmisor y el receptor, incluso si no hay LoS [8].

#### 1.4.2.2. Desvanecimiento

El desvanecimiento es causado por la propagación Multitrayecto y es el cambio en la amplitud y fase de la señal en el tiempo y la frecuencia. Existen dos tipos de desvanecimiento: el desvanecimiento a gran escala y el desvanecimiento a pequeña escala [12].

#### 1.4.2.3. Desvanecimiento a gran escala (Large scale Fading)

Este fenómeno da lugar a la pérdida de la potencia a medida que la distancia entre el transmisor y el receptor aumenta. Debido a su comportamiento físico, la este tipo de desvanecimiento puede usualmente ser modelado a través de la distribución log-normal [13].

**Path loss:** esta dado por las pérdidas de la potencia de la señal debido a la distancia.

**Shadowing:** esta dado por las pérdidas de la potencia de la señal debido a los obstáculos.

**Tabla 1.1.** Tabla resumen de los modelos de pérdida de trayecto de 3GPP del módulo primario tomado de [14].

Escenario	Path loss [dB] Nota: $f_c$ está en [GHz] y la distancia en [m]	Shadow fading std [dB]	Valores predeterminados de altura de antena
-----------	---	------------------------	---





NLoS	$PL = 161.04 - 7.1 \log_{10}(W) + 7.5 \log_{10}(h) - (24.37 - 3.7(h/h_{BS})^2) \log_{10}(h_{BS}) + (43.42 - 3.1 \log_{10}(h_{BS})) (\log_{10}(d)-3) + 20 \log_{10}(f_c) - (3.2 (\log_{10}(11.75 h_{UT}))^2 - 4.97)$	$\sigma = 6$	<p><math>10 \text{ m} &lt; d &lt; 5 \text{ 000 m}</math></p> <p><math>h =</math> promedio altura del edificio</p> <p><math>W =</math> ancho de calle.</p> <p><math>h_{BS} = 25 \text{ m}, h_{UT} = 1.5 \text{ m}, W = 20 \text{ m}, h = 20 \text{ m}</math></p> <p>Los rangos de aplicabilidad:</p> <p><math>5 \text{ m} &lt; h &lt; 50 \text{ m}</math></p> <p><math>5 \text{ m} &lt; W &lt; 50 \text{ m}</math></p> <p><math>10 \text{ m} &lt; h_{BS} &lt; 150 \text{ m}</math></p> <p><math>1 \text{ m} &lt; h_{UT} &lt; 10 \text{ m}</math></p>
------	---	--------------	---

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

El desvanecimiento a pequeña escala va acompañado de variaciones rápidas en la amplitud y fase de la señal cuando el receptor viaja distancias cortas y ocurre en un entorno móvil. Este tipo de desvanecimiento ocurre cuando interfieren múltiples copias de la señal transmitida que llegan al receptor con diferentes retrasos [8].

**Flat Fading:** El desplazamiento plano o desplazamiento no selectivo de frecuencia ocurre cuando el medio inalámbrico tiene una ganancia constante y una respuesta de fase lineal. Esto conserva las características espectrales de la señal transmitida por el receptor [10]. Esta característica se presenta en 1.1. Está sujeta a las siguientes condiciones:

$$B_s \ll B_c \text{ y } T_s \gg \sigma_\tau \quad (1.1)$$

donde  $B_s$  y  $T_s$  son el ancho de banda y el período de símbolo de la señal de transmisión, mientras que  $B_c$  y  $\sigma_\tau$  denotan el ancho de banda de coherencia y la dispersión de retardo, respectivamente [12].

**Frequency Selective Fading:** El desvanecimiento selectivo en frecuencia se produce por la dispersión en tiempo de los símbolos transmitidos dentro del canal. Las señales recibidas llegan distorsionadas debido a diferentes atenuaciones y diferentes retrasos en múltiples versiones de la señal transmitida [10]. Está sujeta a las siguientes condiciones en 1.2:

$$B_s > B_c \text{ y } T_s > \sigma_\tau \quad (1.2)$$

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

##### Distribución Rayleigh

La distribución de Rayleigh se utiliza para describir la naturaleza estadística y variable en el tiempo de la envolvente de la señal recibida cuando el desplazamiento es plano en un entorno NLoS o LoS [15]. La señal que llega al receptor es construida por diversas copias de la señal original que se originan por los diferentes obstáculos en el camino [8]. La distribución de probabilidad de Rayleigh viene dada por 1.3.

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & \text{si } 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & \text{para otro } r \end{cases} \quad (1.3)$$

donde  $2\sigma^2$  representa la potencia media de las componentes difusas/dispersas en recepción.

#### 1.4.2.6. Ruido AWGN (Additive White Gaussian Noise)

AWGN (del inglés, Additive White Gaussian Noise) también conocido como canal de ruido blanco, indica la degradación esperada de la señal debido a la presencia de ruido térmico en los canales de comunicación y los distintos circuitos que componen los sistemas Tx y Rx [16]. El ruido AWGN viene dado por 1.4.

$$P_{noise} = kT_{ref}F_N B \quad (1.4)$$

donde:  $k = 1.3806485279 \times 10^{-23} \text{ J/K}$  es la constante de Boltzmann,  $T_{ref}$  es la referencia de la temperatura del ruido.,  $F_N$  es el factor de ruido y  $B$  es el ancho de banda de la señal.

#### 1.4.3. Modulación Digital

M-QAM (del inglés, Quadrature Amplitude Modulation) es una modulación más general que incluye MASK (del inglés, M-ary Amplitude Shift Keying) y M-PSK (del inglés, M-ary Phase Shift Keying) como casos especiales. QAM en el mensaje se codifica tanto en amplitud como en fase de la portadora. QAM puede enviar velocidades de datos más altas que los esquemas regulares de modulación de fase y amplitud [17].

Conociendo que la señal más básica consta de dos posiciones, esta puede ser representada por un 0 o un 1. Por el contrario, QAM le permite usar muchos puntos diferentes, cada uno con un valor definido para fase y amplitud. Esto se conoce como

diagrama de constelación. Se asignan diferentes valores a diferentes posiciones, lo que permite que una sola señal transporte más datos consiguiendo velocidades mucho mayores [17].

#### **1.4.3.1. 4-QAM**

Se agrupan  $m = 2$  bits de entrada para formar  $M = 4$  estados o niveles de modulación. Se tiene una amplitud, cuatro fases, es decir, cuatro posibles combinaciones. En 4-QAM la constelación cuyos puntos toman valores entre -1 y 1 tanto en el eje real (I) y el eje imaginario (Q). Para normalizar los valores a una potencia promedio de uno, se debe multiplicar por el factor de normalización de  $1/\sqrt{2}$  [17].

#### **1.4.3.2. 16-QAM**

Los bits de entrada  $m = 4$  están acoplados al nivel de modulación o estado  $M = 16$ . Cuanto mayor sea la separación de fase y amplitud, mejor será la eliminación de ruido e interferencia. Algunos enlaces QAM están diseñados con amplitud específica y cambio de fase. Esto significa que, gracias a la información contenida en la fase de la señal, se puede reconstruir la amplitud con la adición de ruido [18].

#### **1.4.3.3. 64-QAM**

Se agrupan  $m = 8$  bits de entrada para formar  $M = 64$  estados o niveles de modulación. En 64 QAM utiliza 8 niveles en la dirección I y 8 niveles en la dirección Q para un total de  $8^2$  o 64 símbolos. Mediante la adición de más niveles a los canales I y Q, se pueden obtener tasas más altas de modulación de datos [18].

### **1.4.4. Métricas de Desempeño para Sistemas Inalámbricos**

#### **1.4.4.1. Definición SNR**

La relación señal-ruido (SNR, del inglés, Signal-to-Noise Ratio) es la relación entre la intensidad de la señal transmitida y la intensidad del ruido que la cambia [11]. Esta relación se expresa en decibeles (dB) y generalmente se mide en el lado receptor donde se procesa la señal. La ecuación que permite el cálculo de la SNR del sistema de comunicación se observa en 1.5 [15].

$$SNR_{dB} = 10 \times \log_{10} \left( \frac{\text{potencia de la señal}}{\text{potencia del ruido}} \right) \quad (1.5)$$

Una alta SNR significa una alta calidad de la señal. La relación señal-ruido es importante en la transmisión de datos digitales porque define el límite superior de la tasa de datos

alcanzable. En un sistema de comunicación inalámbrica, la SNR en el receptor, incluyendo el efecto del canal a corta escala, puede ser expresada como en 1.6 [18].

$$SNR = \gamma = \frac{P|h|^2}{N_0} \quad (1.6)$$

Donde  $h$  es el coeficiente de canal,  $P$  la potencia de transmisión, y  $N_0$  es la potencia del ruido.

#### 1.4.4.2. $E_b/N_0$

$E_b/N_0$  (del inglés, Energy per-Bit to Noise Power Spectral Density Ratio) especifica la relación entre la energía de la señal por bit y la densidad de potencia del ruido por hercio. Está relacionado con SNR y también es útil para evaluar el rendimiento de los sistemas de comunicación digital. Similar a SNR, se mide en decibelios. Este es un parámetro muy importante relacionado con SNR, pero mide la calidad del rendimiento de los sistemas de comunicación, la velocidad de transmisión de datos y la tasa de error [18]. En 1.7 se expresa el cálculo de  $E_b/N_0$ .

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P/T_b}{k*T} = \frac{P}{k*T*R} \quad (1.7)$$

donde,  $T$  es la temperatura absoluta en grados Kelvin,  $T_b$  es el tiempo requerido para la transferencia de un bit ( $T_b = \frac{1}{R}$ ) y  $R$  es la Tasa de transmisión de datos.

En 1.8 se muestra la expresión de cálculo de  $E_b/N_0$ . en función de la SNR.

$$\frac{E_b}{N_0} = SNR * B * T_b = \gamma * \frac{B}{R} \quad (1.8)$$

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

BER corresponde al número de bits de error para el número total de bits recibidos con el mismo valor de SNR. Es decir, la relación entre el número total de bits y el número de bits de error. Los bits recibidos por el transmisor se comparan con los bits de salida del receptor para evaluar el número incorrecto de bits [18].

#### 1.4.4.4. Probabilidad de corte de la comunicación

##### Capacidad del canal

La capacidad em bps/Hz (bits/seg por unidad de Hercio), viene dada por la conocida fórmula de Shannon. Como se observa en 1.9.

$$C = B \log_2(1 + SNR) = \log_2 B(1 + \gamma) \quad (1.9)$$

Donde usualmente, sin pérdida la generalidad, se considera un ancho de banda normalizado a la unidad, es decir,  $B=1$ .

### **Outage Probability**

Representa una métrica de rendimiento importante para las redes inalámbricas que operan en canales que experimentan desvanecimiento a corta escala. La probabilidad de corte de la comunicación (del inglés, Outage Probability) se define como la probabilidad de que la capacidad instantánea del canal  $C$  caiga por debajo del umbral predefinido  $R$  (expresado como la tasa por unidad de ancho de banda normalizado a la unidad). Como se expresa en 1.10 [19].

$$P_{op} = Pr(C < R) = Pr(\log_2(1 + \gamma) < R) \quad (1.10)$$

Donde  $Pr(\cdot)$  denota probabilidad. Esta métrica es útil cuando se desconoce el estado del canal (CSI). Esto se debe a que si la fuente está enviando a una velocidad constante  $R$  y la capacidad del canal  $C$  del receptor no es adecuada ( $C < R$ ) se produce error y se interrumpirá la comunicación. Es decir, el Rx no puede decodificar correctamente la señal transmitida.

#### **1.4.4.5. Average Capacity**

En la tasa media alcanzable se asume que el transmisor usa la señal piloto para reconocer el estado del canal del receptor. Por lo tanto, la fuente puede adaptar su tasa de transmisión de acuerdo con  $R \leq C$ . Consecuentemente, la tasa máxima de transferencia de datos se logra con  $R = C$ . En otras palabras, al variar la velocidad de transmisión con el conocimiento del canal del receptor, el emisor se asegura de que no haya pérdida de comunicación en el sistema. En base a lo anterior, la tasa promedio alcanzable se define como el promedio de las capacidades para todas las contribuciones del canal.[20] A continuación, en 1.11. se muestra la capacidad media alcanzable.

$$\bar{C} = E[\log(1 + \gamma)] \quad (1.11)$$

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

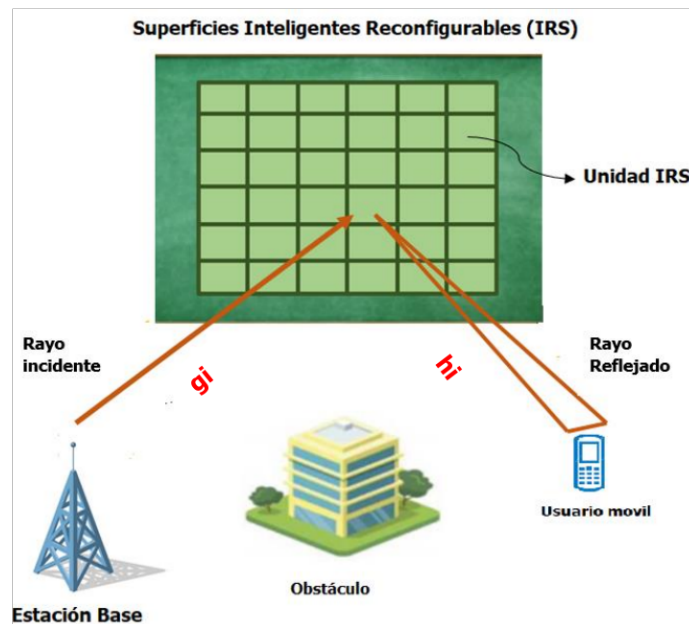
#### **1.4.5. Superficies Inteligentes Reconfigurables (IRS)**

Una IRS es una superficie plana que consta de una gran cantidad de elementos reflectantes pasivos, cada uno de los cuales puede modificar individualmente el cambio de fase requerido en la señal de entrada [21]. Al ajustar cuidadosamente los cambios de fase de todos los elementos reflectantes, la señal incidente puede ser reflejada hacia una dirección deseada [22]. Debido a la rápida evolución de los metamateriales, los coeficientes

de reflectancia de cada elemento se pueden reconstruir en tiempo real para adaptarse a entornos de propagación de radio que cambian dinámicamente [7].

La comunicación inalámbrica mediante IRS tiene un gran potencial para lograr un gran rendimiento. La cobertura puede ser mejorada de una manera rentable y energéticamente eficiente mediante la programación del coeficiente de reflexión de la celda unitaria IRS [23]. Además, a diferencia de todas las tecnologías propuestas en las generaciones anteriores, el IRS permite el control del canal inalámbrico [1]. Esta flexibilidad de manejar el medio inalámbrico generalmente no era factible hasta la tecnología 5G. En la figura 1.3 se muestra un sistema de comunicación inalámbrico asistido por una superficie reconfigurable inteligente (IRS).

En particular, en la Figura 1.3, se considera un sistema de comunicación SISO (del inglés, Single-Input Single -Output) compuesto por un Tx que intenta comunicarse con un Rx con la ayuda de un IRS con N elementos reflectantes.



**Figura 1.3.** IRS Típica basado en [4].

La señal en Rx está dado por:

$$y = \left( \sum_{i=1}^N g_i e^{j\theta_i} h_i \right) x + n \quad (1.12)$$

donde el canal equivalente, puede ser formulado como:

$$h_{eq} = \left( \sum_{i=1}^N g_i e^{j\theta_i} h_i \right) x + n \quad (1.13)$$

donde,  $n$  es el ruido AWGN,  $g_i$  es el  $i$ -th canal entre Tx-IRS,  $h_i$  es el  $i$ -th canal entre IRS-Tx,  $\theta_i$  es la fase inducida por el  $i$ -th elemento de la IRS y  $j$  es el complejo imaginario,  $\sqrt{-1}$ .

Conociendo que los canales  $g_i$  y  $h_i$  pueden ser expresados de manera polar, por 1.14.

$$g_i = |g_i| e^{j\angle(g_i)}, \quad h_i = |h_i| e^{j\angle(h_i)} \quad (1.14)$$

donde,  $|\cdot|$  denota valor absoluto y  $\angle(\cdot)$  denota ángulo/argumento.

Ahora, con el fin de realizar un alineamiento perfecto de fases en la IRS para cancelar perfectamente las fases introducidas por los canales  $g_i$  y  $h_i$ , el valor de la fase inducida por la IRS es:

$$\theta_i = -\angle(g_i) - \angle(h_i) \quad (1.15)$$

Por lo que, con la ayuda de (1.14) y reemplazando (1.15) en (1.13), se tiene que el canal equivalente de IRS, puede ser expresado como:

$$\begin{aligned} h_{eq} &= \sum_{i=1}^N |g_i| |h_i| e^{j(-\angle(g_i) - \angle(h_i) + \angle(h_i))} \\ &= \sum_{i=1}^N |g_i| |h_i| \end{aligned} \quad (1.16)$$

En base a lo anterior, y usando (1.6), la SNR de recepción para un sistema con IRS, puede ser expresada como:

$$\gamma = \frac{P |h_{eq}|^2}{N_0} \quad (1.17)$$

## 2. METODOLOGÍA

### 2.1. Preliminares

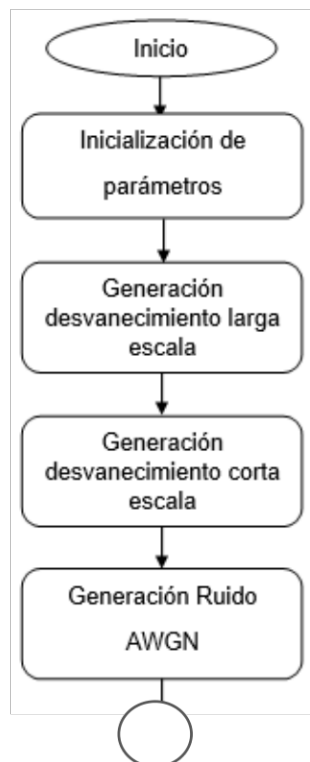
Este capítulo describe la programación necesaria para implementar el sistema asistido por Superficies inteligentes reconfigurables asumiendo alineamiento perfecto de fases en la IRS. Para esta implementación se utilizó la versión R2021A del software de simulación MATLAB. En esta sección se detallará a través de diagramas de flujo y tablas informativas la programación desarrollada para los diferentes sistemas analizados. Además, se describirá a profundidad las funciones y comandos de MATLAB utilizados en la simulación de redes inalámbricas con/sin IRS.

Los scripts analizados en esta sección dan como resultado las siguientes métricas de evaluación:

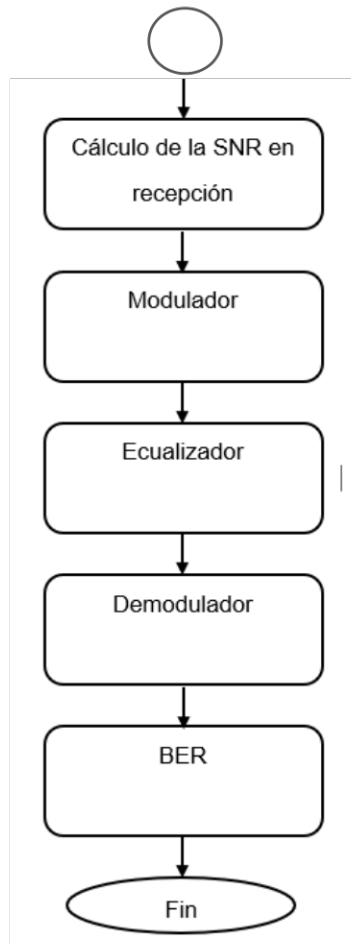
- BER vs  $E_b/N_0$  en sistema inalámbrico asistido por IRS.
- La Probabilidad de corte de comunicación del sistema (OP) vs. SNR.
- La tasa de capacidad alcanzable (AC, del inglés, Average Capacity) vs. SNR.

### 2.2. Sistema Inalámbrico asistido con IRS con diseño perfecto de fase

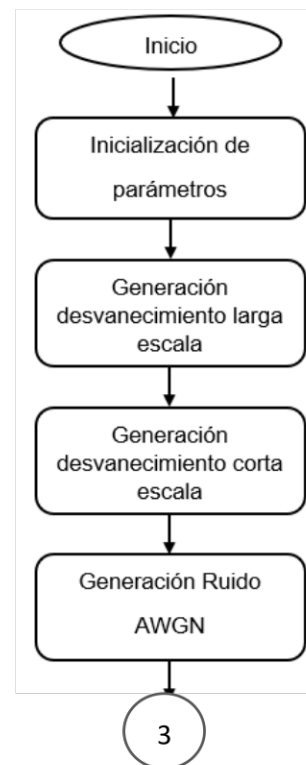
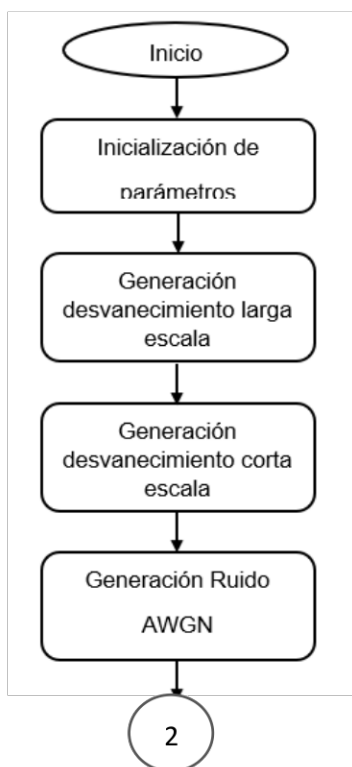
En las siguientes figuras se detallan los diagramas de flujo utilizados para obtener los resultados de cada script.

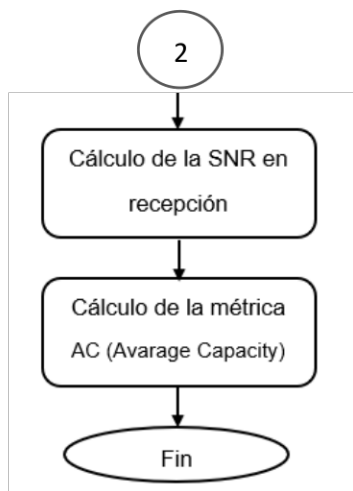




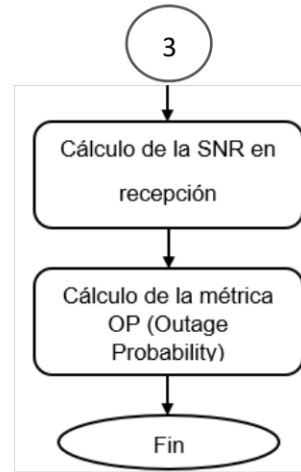


**Figura 2.1.** Diagrama de flujo de BER vs Eb/No.





**Figura 2.2.** Diagrama de flujo de AC vs. SNR.



**Figura 2.3.** Diagrama de flujo de OP vs. SNR.

### 2.2.1. Parámetros de inicialización

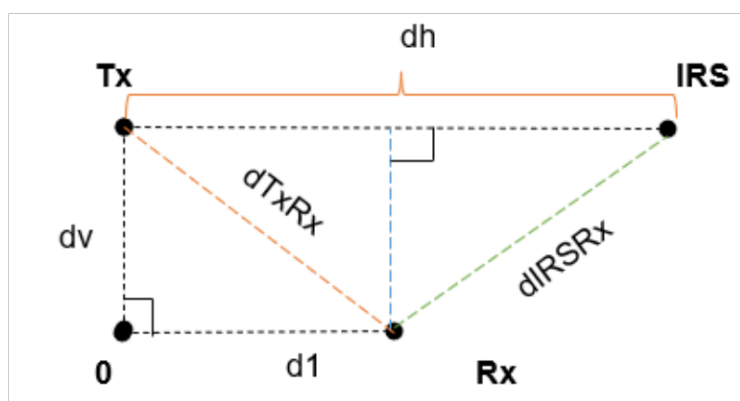
A continuación, se detallan los parámetros de entrada, tales como: el número de IRS, el tipo de canal para los enlaces directo o no-directo, al ancho de banda, la figura del ruido, la constante de Boltzman, ganancias de antenas, y distancias entre los nodos pertenecientes a la red propuesta. Para un mejor rendimiento de la siguiente tabla, note que algunas definiciones son basadas en la Figura 2.4.

**Tabla 2.1.** Definición de las variables de ingreso en el sistema inalámbrico con IRS

Variable	Definición
NIRS	Número de elementos de la IRS
m	Índice de modulación: 2:4-QAM, 4:16-QAM, 6:64-QAM
N	Número de experimentos en el Monte Carlo
$E_b/N_0$	Valor de $E_b/N_0$ [dB]
B	Ancho de banda

$f_c$	Frecuencia portadora
bits	Generación de flujo de bits aleatorio
$B$	Ancho de Banda
$R$	Tasa por unidad de ancho de banda
$d_h$	Distancia entre Tx y la IRS
$d_v$	Distancia entre Pto_0 y Tx
$d_1$	Distancia entre Pto_0 y Rx
$d_{TxRx}$	Distancia Tx a RX
$d_{IRSRx}$	Distancia de la IRS al Rx
$G_{Tx}$	Ganancia de la antena en transmisión [dBi]
$G_{Rx}$	Ganancia de la antena en recepción [dBi]
$G_{IRS}$	Ganancia de cada elemento en la IRS [dBi]
$k$	Constante de Boltzmann
$T_{ref}$	Temperatura del ruido
$F_N$	Factor de ruido

En escenario de Simulación está dado como se muestra en la Figura 2.4.:



**Figura 2.4.** Escenario de simulación.

## 2.2.2. Generación desvanecimiento a larga escala

Para generar el desvanecimiento a larga escala del escenario propuesto en la Figura 2.6, se utilizó los modelos de propagación establecidos en la normativa 3GPP para ambientes LoS y NLoS, en escenarios outdoor. Las funciones implementadas para este propósito se muestran en la Figura 2.6, donde los parámetros de entrada son:  $x$  (distancia entre nodos),  $f_c$  (frecuencia de operación) y Ganancias de antenas. Además, cabe mencionar que las distancias de interés son calculadas a partir de las fórmulas en la Figura 2.5, las cuales fueron encontradas en base al escenario propuesto en la Figura 2.4.

Los parámetros a seguir son utilizados para el cálculo de todas las métricas tales como: BER, OP y AC.

```
%% PARAMETROS PATHLOSS

%DISTANCIAS
dh=45; %distancia TX a IRS
dv=10; %distancia entre Pto_O y Tx
dl=40; %distancia entre Pto_O y Rx
dTxRx=sqrt(dl^2+dv^2); %distancia Tx a RX
dIRSRx=sqrt((dl-dh)^2+dv^2); %Distancia de la IRS al Rx

%ANTENAS GANANCIAS en DBi
GTx=5; % Ganancia en Tx
GRx=1; % Ganancia en Rx
GIRS=5; % Ganancia en RIS
```

Figura 2.5. Parámetros de desvanecimiento.

```
% MODELOS 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 2.6. Función de desvanecimiento a larga escala

```

% BETA: pathloss correspondiente a distancias
Beta_Sin_IRS=pathloss_3GPP_NLOS(dTxRx,GTx,GRx); %Beta 1
%Betta_Sin_IRS=pathloss_3GPP_LOS(dTxRx,GTx,GRx); %Beta 1
Beta_Tx_IRS=pathloss_3GPP_LOS(dh,GTx,GIRS); %Beta 2
Beta_IRS_Rx=pathloss_3GPP_LOS(dIRSRx,GIRS,GRx); %Beta 3

```

**Figura 2.7.** Función para el  $\beta$ .

### 2.2.3. Generación desvanecimiento a corta escala

Los coeficientes de canal de desvanecimiento tipo Rayleigh son calculados a partir de su definición de canal, es decir, se utiliza una variable compleja gaussiana con media cero y varianza configurada a la unidad. En base a esto, la generación de coeficientes en MATLAB que sigan una distribución Rayleigh es realizada con la ayuda del comando rand, como se lo puede observar en la Figura 2.8. Además, en dicha fórmula también se incluye el desvanecimiento a larga escala, denotado por las variables  $Betta_{i,j}$ , donde tanto  $i$  como  $j$  hacen referencia a un nodo en particular.

```

% COEFICIENTES DE CANAL
g=sqrt(Betta_Tx_IRS)*1/sqrt(2)*(randn(NIRS,N)+1i*randn(NIRS,N));
h=sqrt(Betta_IRS_Rx)*1/sqrt(2)*(randn(NIRS,N)+1i*randn(NIRS,N));

```

**Figura 2.8.** Función de desvanecimiento a corta escala

### 2.2.4. Generación del ruido AWGN

Basándose en 1.4, la potencia del ruido a ser considerada en los escenarios simulados es implementada a través de los comandos mostrados en la Figura 2.9. Note, que la potencia de ruido, tiene como datos de entrada  $k$ ,  $T_{ref}$  y  $F_N$ . Estos datos de entrada son en función del estándar 3GPP.

```

%POTENCIA DE RUIDO

%No=k*T*Fn;
Tkelvin=290; %Temperatura del ruido
k=1.3806485279e-23; %constante de Boltzmann
B=10e6; %Ancho de Banda
Fn_dB=10; % Factor de ruido en db
Fn_lin=db2pow(Fn_dB);
No_line=k*Tkelvin*Fn_lin*B;
No=pow2db(No_line)+30 %dBm

```

**Figura 2.9.** Potencia del ruido.

Una vez calculada la potencia del ruido, en la Figura 2.10, se muestra la formula tradicional para generar muestras de ruido gaussiano a ser colocado en el sistema.

```

%RUIDO
n=sqrt(No_line) * (1/sqrt(2)) * (randn(N,1)+1i*randn(N,1));

```

**Figura 2.10.** Ruido de la señal.

### 2.2.5. Cálculo del canal equivalente en el IRS

Como primer paso, se calcula el canal equivalente en el sistema a través del uso de la Ecuación 1.16, la cual está en función de los coeficientes de canal que incluyen tanto el desvanecimiento de corta como larga escala. La Figura 2.10. muestra el cálculo del canal equivalente en el IRS.

```

%Canal equivalente de la IRS
heqIRS=sum(abs(g) .*abs(h));

```

**Figura 2.10.** Canal equivalente de la IRS.

Una vez obtenido el canal equivalente de la IRS, a continuación, se calcula la SNR a través del código mostrado en la Figura 2.11, el cual fue implementado con la definición dada en Ecuación 1.17.

```
%SNR EN RECEPCION
SNR=db2pow(P- (No) ) .* (abs (heqIRS) .^2) ;
```

**Figura 2.11.** SNR en recepción.

Donde  $(P-N_0)$  es la SNR de transmisión en forma lineal, tomando en cuenta que  $P$  es la potencia de transmisión y  $N_0$  es la potencia de ruido.

## 2.3. Cálculo de las métricas de desempeño

### 2.3.1. BER

Para el cálculo de esta métrica de desempeño, se hace uso de las configuraciones mostradas en la Figura 2.12.

```
%% PARÁMETROS DE ENTRADA

N=1e5; % Longitud de bits
m=2; %2^m, donde m es el numero de bits. Por ejemplo si m=1->BPSK
      %m=2 ->4-QAM/QPSK, m=4-> 16-QAM
fc=3; %frecuencia en Ghz
bits=randi([0 1],1,N*m); %Generating Random Bit Stream
M = 2^m; % orden de la modulación.donde M define el tipo de modulación
Eb_No = -45:0.5:50; % (db)relación entre la energía de la señal por bit
          %y la densidad de potencia del ruido por hercio)
```

**Figura 2.12.** Parámetros de entrada.

El cálculo de modulación se lo realiza a través de la función mostrada en la figura 2.14. En dicha función, las entradas son:  $m$  (número de bits por símbolo),  $M = 2^m$  (orden de modulación).

```
%% MODULACIÓN M-QAM

x=modulador(bits,N,m); %Funcion para la modulación M-QAM
```

La Figura 2.14, detalla la función implementada para la obtención de un tipo de modulación en particular. Note, que los datos modulados son normalizados a energía igual a la unidad.

**Figura 2.13.** Modulación M-QAM.

```
%FUNCION MODULADOR
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 2.14.** Función moduladora.

Acorde a la definición de la Ecuación 1.8, la SNR en transmisión, se calcula a partir de comando de la Figura 2.15.

```
%SNR EN TRANSMISIÓN
SNR_T = Eb_No + 10*log10(m);
SNR_lin_T= db2pow(SNR_T);
```

**Figura 2.15.** SNR en transmisión.

La señal en recepción tomando en cuenta la SNR en transmisión está dado por la siguiente Figura 2.16.

```
%SEÑAL RECIBIDA
y canal_IRS=heqIRS.*x+n/sqrt(10.^(SNR_lin_T(i)./10));
```

**Figura 2.16.** Señal recibida.

En el sistema inalámbrico propuesto asistido por IRS, se hace uso del ecualizador convencional *zero forcing*. Con este fin, en la Figura 2.17, se muestra la implementación de dicho ecualizador.



```
% ECUALIZADOR
yecua_IRS=ycanal_IRS./heqIRS;
```

**Figura 2.17.** Ecuación.

A continuación, en la Figura 2.18, se muestra el código usado para la demodulación de donde de la señal una vez esta se encuentra ecualizada.

```
% DEMODULACION
BitsEstimadoscanal_IRS = demodulador(yecua_IRS,m);
```

**Figura 2.18.** Demodulación.

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

**Figura 2.19.** Función demoduladora.

Finalmente, en la Figura 2.20 muestra los comandos para calcular el BER en función de los bits estimados y los bits errados.

```
% BER
BER_IRS1(i) = symerr(bits,BitsEstimadoscanal_IRS)/length(bits);
```

**Figura 2.20.** BER.

### 2.3.2. Outage Probability

Para el cálculo de la probabilidad de corte en la comunicación en el sistema, se establecen los parámetros de inicialización mostrados en la Figura 2.21.

```

%% PARÁMETROS DE ENTRADA

N=1e5; %numero de bits
R=1; %bps/Hz expresado como la tasa por unidad de ancho de banda normalizado
fc=3; %frecuencia en Ghz

```

**Figura 2.21.** Parámetros de entrada de OP.

La SNR de transmisión tanto en dB como en escala linear, se muestra en la Figura 2.22.

```

% SNR TRANSMISIÓN
SNR_T= -10:1:140; % en dB wativos %
SNR_lin_T= db2pow(SNR_T); %wativos

```

**Figura 2.22.** SNR en transmisión.

En base al canal equivalente de la IRS calculado en la Figura 2.10, a continuación, se calcula la SNR de recepción ( $\Gamma_{\text{IRS\_matricial}}$ ) a través del código mostrado en la Figura 2.11, el cual fue implementado con la definición dada en la Ecuación 1.17.

Finalmente, la probabilidad de corte de la comunicación para el sistema propuesto es calculado como se muestra en la Figura 2.23, la cual se basa en la Ecuación 1.10.

```

%OP
Gamma_IRS_matricial=(abs(heqIRS).^2)*SNR_lin_T';
OPconRIS=sum((log2(1+Gamma_IRS_matricial))<R,2)/N;

```

**Figura 2.23.** OP

### 2.3.3. Tasa media alcanzable

Los parámetros de entrada asumidos para el cálculo de la métrica de tasa media alcanzable son mostrados en la siguiente Figura 2.24.

```
%% PARÁMETROS DE ENTRADA

N=1e5; %numero de bits
fc=3; %frecuencia en Ghz
```

**Figura 2.24.** Parámetros de entrada de AC.

Así mismo, la SNR de transmisión utilizada es mostrada en la Figura 2.25.

```
%SNR TRANSMISIÓN
SNR= 0:1:160; % en dB wativos
SNR_lin_T= db2pow(SNR); %wativos
```

**Figura 2.25.** SNR de transmisión.

Posteriormente, se calcula la SNR en recepción ( $\Gamma_{\text{IRS\_matricial}}$ ) a través del código mostrado en la Figura 2.11, la cual está en función del canal equivalente en la IRS (ver la Figura 2.10). Finalmente, con la SNR en recepción, se encuentra la métrica de desempeño AC con la ayuda de los comandos de la Figura 2.26. Cabe mencionar, que dicha implementación es realizada con la definición dada en la Ecuación 1.11.

```
%AC
Gamma_IRS_matricial=((abs(heqIRS).^2)*SNR_lin_T)';
CmediaSIM_matricial=mean((log2(1+Gamma_IRS_matricial)),2);
```

**Figura 2.26.** AC

### 3. RESULTADOS

Este capítulo presenta las gráficas de todas las simulaciones realizadas en sistemas de comunicación tradicionales y basados en IRS. Las curvas de desempeño obtenidas a través de simulación hacen referencia al BER vs. Eb/No, OP vs. SNR de transmisión y AC como función de la SNR de transmisión. A continuación, se describen los parámetros de inicialización del sistema considerados para cada una de las métricas presentadas posteriormente.

#### 3.1. Escenario de simulación

Para el desarrollo de este proyecto se simula dos escenarios inalámbricos, a saber, 1) un sistema tradicional inalámbrico (ver la Figura 3.1) y 2) un sistema inalámbrico asistido por IRS (ver la Figura 3.2). Cabe mencionar que, para todas las curvas obtenidas se asume las siguientes configuraciones con respecto al modo de propagación. El trayecto Tx-a-Rx (sistema sin IRS) puede ser considerado tipo LoS/NLoS. Mientras, que los enlaces Tx-a-IRS y IRS-a-RX en el sistema con IRS, son considerados a experimentar un entorno LoS.

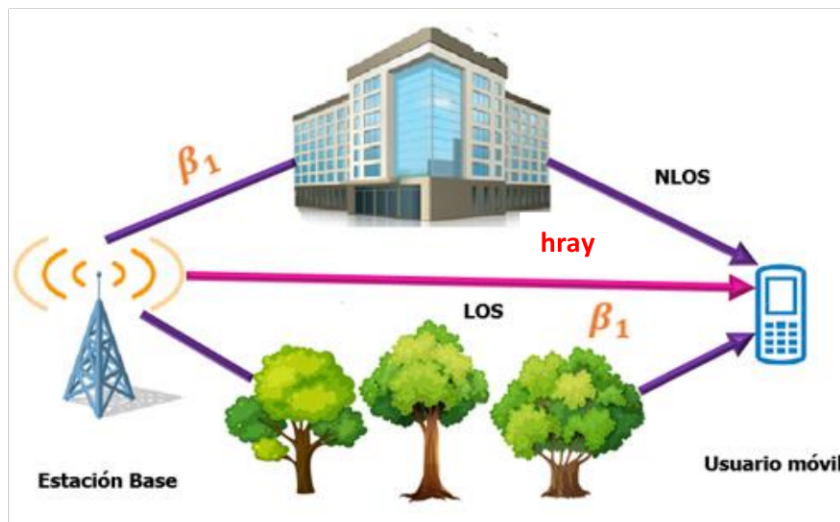
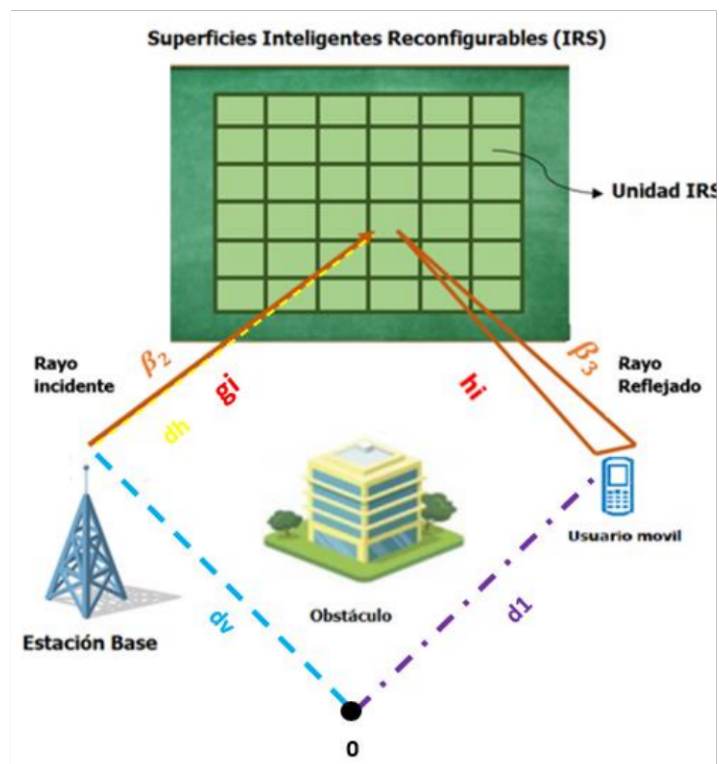


Figura 3.1. Escenario de un sistema tradicional, basado en [9]



**Figura 3.2.** Escenario inalámbrico asistido por IRS, basado en [4].

Los parámetros de sistema utilizados para la obtención de todas las métricas a ser analizadas son definidos en la Tabla 3.1.

**Tabla 3.1.** Definición de parámetros usados.

Parámetro	Valor
N	1e5
fc	3 [GHz]
$N_0$	-94 [dBm]
B	10MHz
dh	45 [m]
dv	10 [m]
d1	40 [m]
GTx	5 [dBi]
GRx	1 [dBi]

GIRS	5 [dBi]
------	---------

Para los escenarios propuestos, se considera las siguientes configuraciones generales adicionales a aquellas dadas en la Tabla 3.1. Los canales de desvanecimiento a pequeña escala, a saber,  $h_{ray}$  (Ver Figura 3.1-sistema sin IRS) y  $g_i, h_i$  para  $i=\{1,\dots,NIRS\}$  (Ver Figura 3.2-sistema con IRS) son considerados tipo plano Rayleigh. Además, note que los parámetros de desvanecimiento a larga escala  $\beta_1, \beta_2$  y  $\beta_3$  corresponden a los trayectos Tx-Rx (Ver Figura 3.1-sistema sin IRS) y Tx-IRS, IRS-Rx (Ver Figura 3.2-sistema con IRS), respectivamente.

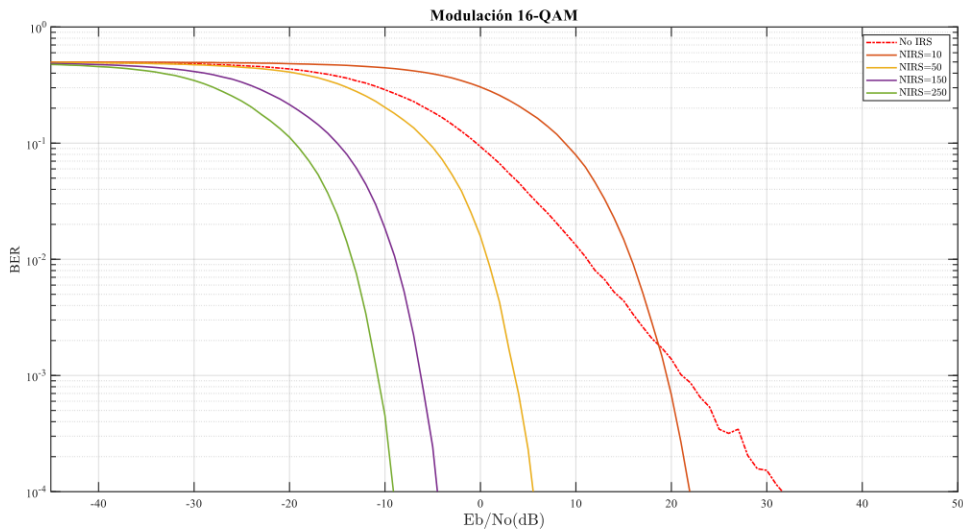
Dichos parámetros de sistema son obtenidos a través de las especificaciones dadas en el estándar 3GPP de un escenario Micro Urbano para ambientes LoS/NLoS, detallados previamente en la Tabla 1.1. En base a esto, los valores calculados para los desvanecimientos a larga escala en función de las distancias asumidas en la Tabla 3.1 para el caso con IRS  $\beta_2=-64$  dB y  $\beta_3=-55$  dB. Con respecto al caso sin IRS, se calculó que,  $\beta_1 = -67$  dB y  $\beta_1 = -88$  dB para LoS y NLoS.

### 3.2. Resultados BER vs $E_b/N_0$ .

En esta sección se presenta los resultados obtenidos de la métrica de desempeño BER al variar tanto el número de elementos en la IRS como el tipo de modulación. Cabe recordar, que se asume alineamiento perfecto de fase en la IRS, es decir, el IRS realiza un diseño óptimo de fases para redireccionar la señal hacia el receptor deseado.

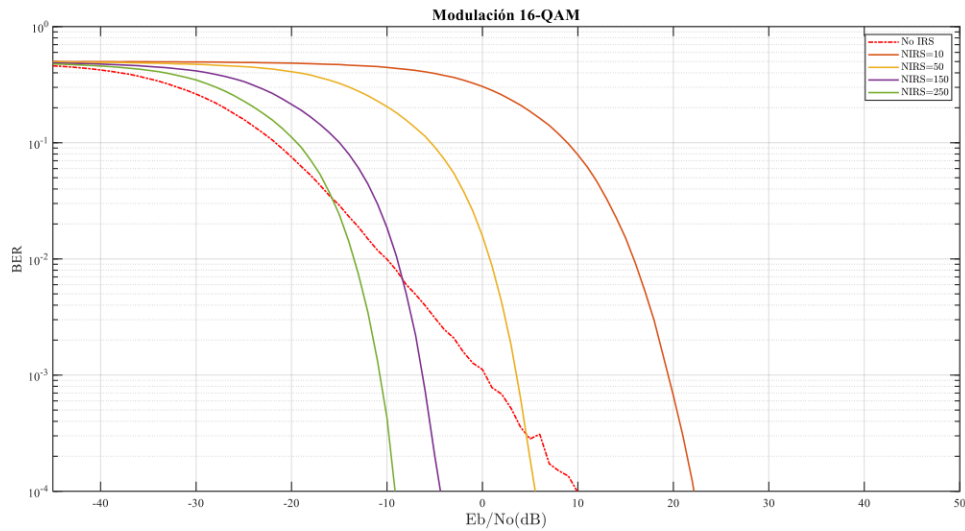
En la Figura 3.3, se muestra el BER como una función de  $E_b/N_0$  variando la cantidad de elementos reconfigurables en el IRS. En esta figura, el trayecto de Tx-Rx en el sistema sin IRS es considerado con presencia de obstáculos por lo que se emplea el modelo de propagación NLoS. Además, se asume que la modulación utilizada es 16-QAM. A partir de las curvas obtenidas en la Figura 3.3, se evidencia que el peor desempeño del BER con el sistema IRS es cuando  $NIRS=10$ , incluso este es superado con el del sistema tradicional para valores menores de  $E_b/N_0=20$  dB. Por otro lado, se aprecia una significativa ganancia en el desempeño del BER al aumentar considerablemente el número de elementos en el IRS. Por ejemplo, note que para obtener un BER de  $10^{-4}$  con el sistema asistido por IRS se necesita aproximadamente  $E_b/N_0=-9$  dB. Ahora, para el caso tradicional obtener el mismo

orden de BER, se requiere de  $E_b/N_0=31$  dB, lo que se consigue una ganancia de aproximada de 40 dB con el uso de la tecnología IRS.



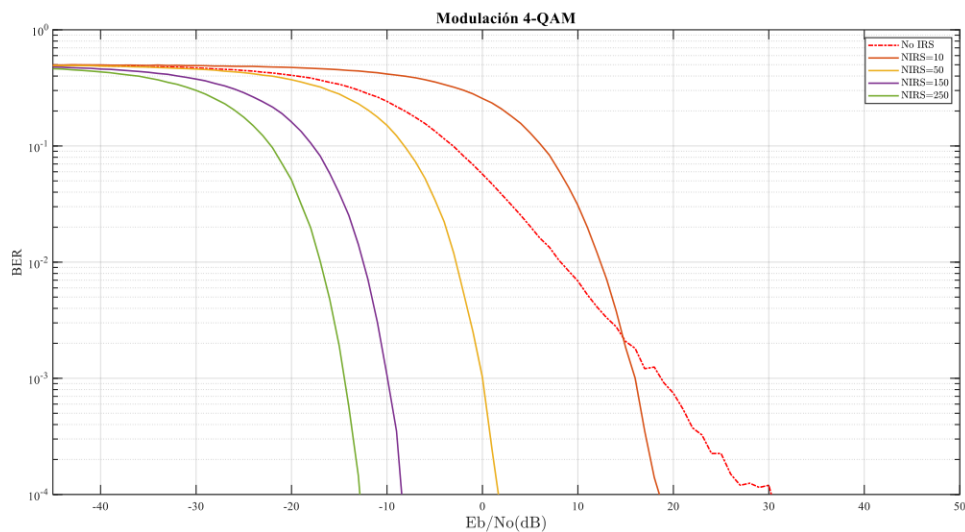
**Figura 3.3. BER vs  $E_b/N_0$  con modulación 16-QAM.**

En la Figura 3.4, se presenta el BER vs.  $E_b/N_0$  variando el número de elementos en la IRS. Aquí, a diferencia del caso anterior, se considera que el trayecto Tx-Rx en el caso sin IRS, se encuentra libre de obstáculos. Por lo que, se hace uso del modelo LOS para el cálculo de las pérdidas a larga escala. Igualmente, se considera una modulación 16-QAM. Note a partir de las curvas en la Figura 3.4 que, la IRS necesita muchos más elementos reconfigurables para superar el BER proporcionado por el sistema sin IRS. En particular, en este escenario se necesita de al menos  $N_{IRS}=250$  para superar ampliamente al desempeño obtenido con el sistema sin IRS. Note aquí, que la ganancia del BER con respecto al caso previamente estudiado disminuyó. Específicamente, ahora para obtener un BER de  $10^{-4}$  con el sistema IRS se necesita de -9 dB, mientras que para el caso sin IRS es necesario 10 dB. Por lo que, la ganancia obtenida en este caso de estudio es de aproximadamente 19 dB.



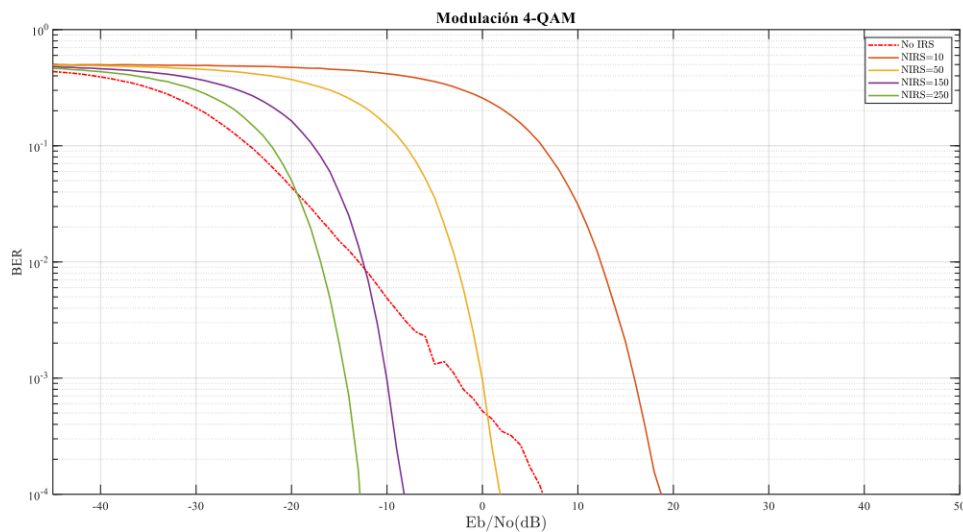
**Figura 3.4. BER vs  $E_b/N_0$  con modulación 16-QAM.**

A continuación, las Figuras 3.5-3.6, presentan el BER vs.  $E_b/N_0$  asumiendo que los enlaces Tx-Rx (caso sin IRS) están sujetos a ambientes NLoS y LoS, respectivamente. Al igual, que los dos casos previos analizados, aquí también se varía el número de elementos en la IRS, pero se considera una modulación menos robusta, es decir 4-QAM. A partir de curvas presentadas en las Figuras 3.5-6.3, corroboramos nuevamente que el sistema asistido con IRS es superior al sistema tradicional incluso cuando este último (caso sin IRS) goza de un enlace de propagación LoS entre los nodos de interés. Además, concluimos que, independientemente del tipo de modulación empleada, la IRS mantiene su buen desempeño.



**Figura 3.5. BER vs  $E_b/N_0$  con modulación 4-QAM.**





**Figura 3.6. BER vs  $E_b/N_0$  con modulación 4-QAM.**

A partir de todas las curvas de la Figura 3.3 se puede observar que el desempeño de la IRS es menor cuando los valores de la IRS son pequeños pero este desempeño cambia a medida que aumenta la cantidad de elementos de la IRS lo que se traduce que la SNR en recepción va a ser mejor por ende el BER va a mejorar. En la figura 3.4 a diferencia de la anterior si el canal se considera LoS se necesita más elementos para poder tener un mejor desempeño. Estas dos figuras tomando como referencia una modulación 16-QAM.

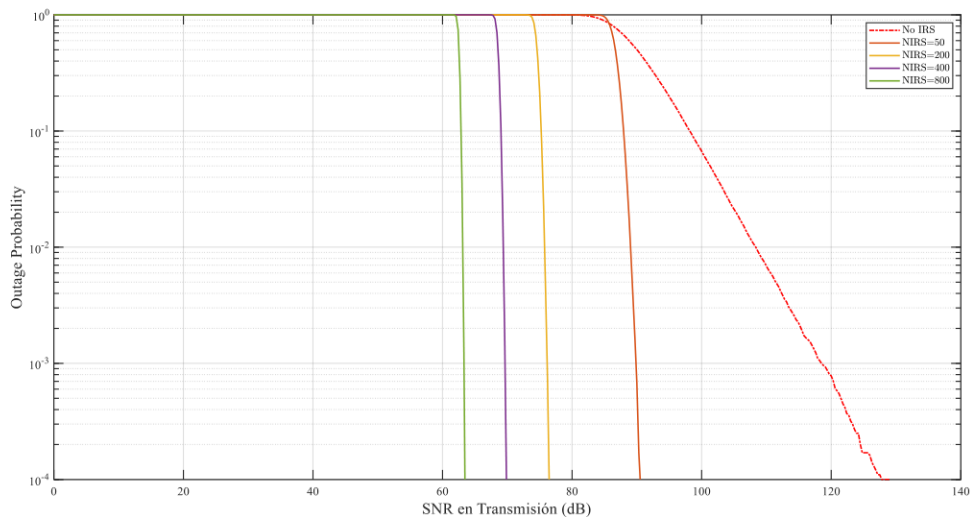
En cambio, al usar una modulación 4-QAM tanto en la Figura 3.5 y en la Figura 3.6, se observa que las curvas mostradas se nota un cambio ya que al poner dicha modulación se tiene que el desempeño disminuye a medida que el número de elementos de la IRS es menor.

### 3.3. Resultados OP vs SNR

Esta sección muestra los resultados numéricos de simular la métrica de desempeño OP al considerar un gran número de elementos reconfigurables en la IRS. Además, se asume para todas las figuras que la IRS realiza un diseño óptimo de fases, por lo que, maximiza la SNR en el lado del receptor. Para todas las figuras se considera una Tasa de transmisión configurada a  $R= 1$  [bps/Hz]

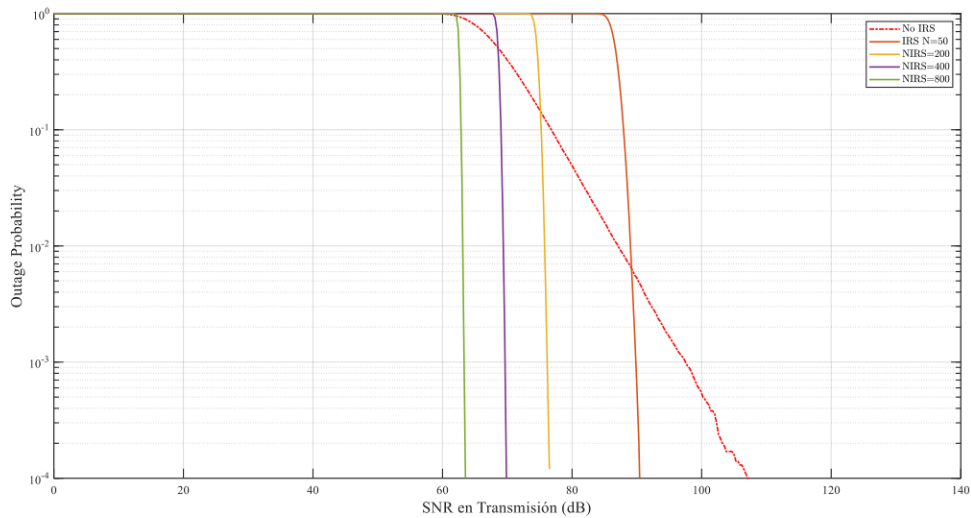
En la Figura 3.7, se muestra la OP vs. SNR de transmisión, asumiendo diferente número de elementos reconfigurables en la IRS. Aquí, el enlace Tx-Rx del modelo de contraste sin

IRS, es asumido NLoS. A diferencia de los casos analizados previamente, aquí, se considera un número mayor de elementos en el sistema asistido por IRS. En particular, podemos observar que la tecnología IRS proporciona el mejor desempeño de la OP (la probabilidad de corte en la comunicación) para todos los valores de NIRS asumidos. Por el contrario, la OP ofrecida por el sistema sin IRS es muy deficiente, lo que se traduce a una comunicación itinerante, con probabilidades mayores en el corte de la comunicación. En particular, podemos verificar que una OP en el orden  $10^{-4}$  es obtenida aproximadamente con  $\text{SNR}_T = 64$  dB con  $\text{NIRS} = 800$  (el mejor caso), mientras que el sistema tradicional obtiene dicha OP con un valor de  $\text{SNR}_T = 128$  dB. Claramente, podemos concluir en los grandes beneficios que ofrece la tecnología IRS comparada a las comunicaciones convencionales.



**Figura 3.7. OP vs SNR en transmisión.**

En la Figura 3.8, se presenta la OP como una función de la SNR de transmisión asumiendo valores altos de elementos en la IRS. En este caso, se considera que el trayecto entre Tx-Rx del caso sin IRS está completamente despejado, por lo que, se lo asume LoS. A partir de las curvas obtenidas en la Figura 3.8, podemos observar que, para este escenario, el OP ofrecido por la IRS presenta buenos desempeños; sin embargo, se ve que para  $\text{NIRS} = 800$ , es el caso que claramente supera el OP dado por el sistema tradicional sin IRS. Cabe mencionar que, a pesar que  $\text{NIRS} = 800$  parezca un valor muy alto, en las recientes implementaciones de la tecnología IRS en la práctica, se han utilizado  $\text{NIRS} > 1200$  [24]. Por lo que, los valores asumidos en este trabajo concuerdan con lo que será la implementación de esta tecnología revolucionaria.



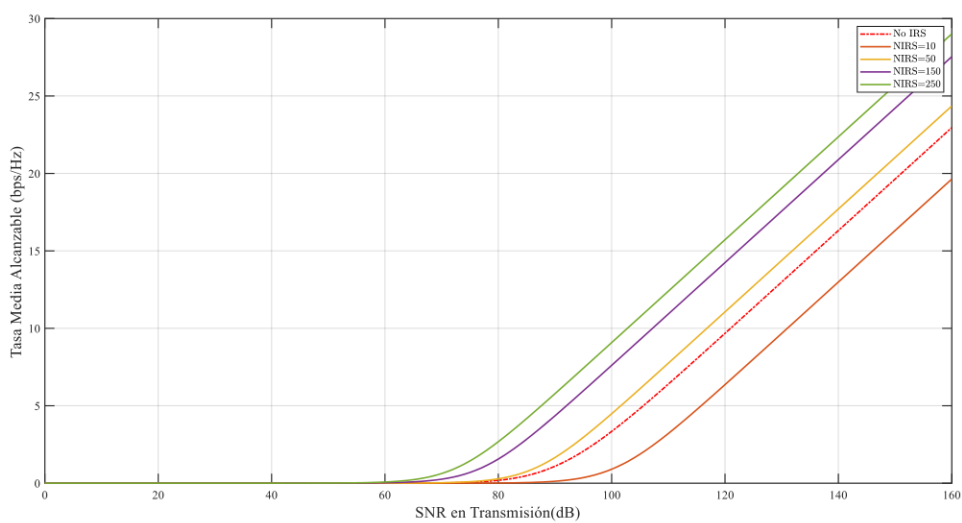
**Figura 3.8. OP vs SNR en transmisión.**

### 3.4. Resultados SNR vs AC.

Esta sección muestra los resultados numéricos obtenidos de la métrica de desempeño conocida como la tasa media alcanzable de la comunicación, denotada aquí por AC. Para esta métrica se utilizarán los mismos parámetros configurados en la Tabla 3.1. Cabe mencionar que, en cómo se mencionó previamente, esta métrica es útil cuando se conoce el estado del canal del receptor en transmisión. De esta forma, el transmisor el estado de canal a la IRS, para que esta pueda realizar un diseño de fase óptimo, que es el que se asume en este trabajo. Basado en esto, el transmisor, al conocer el estado de canal puede transmitir a variables evitando un corte en la comunicación. Es decir, transmite con tasas cercanas a la capacidad de canal para asegurarse que el receptor pueda decodificar la información.

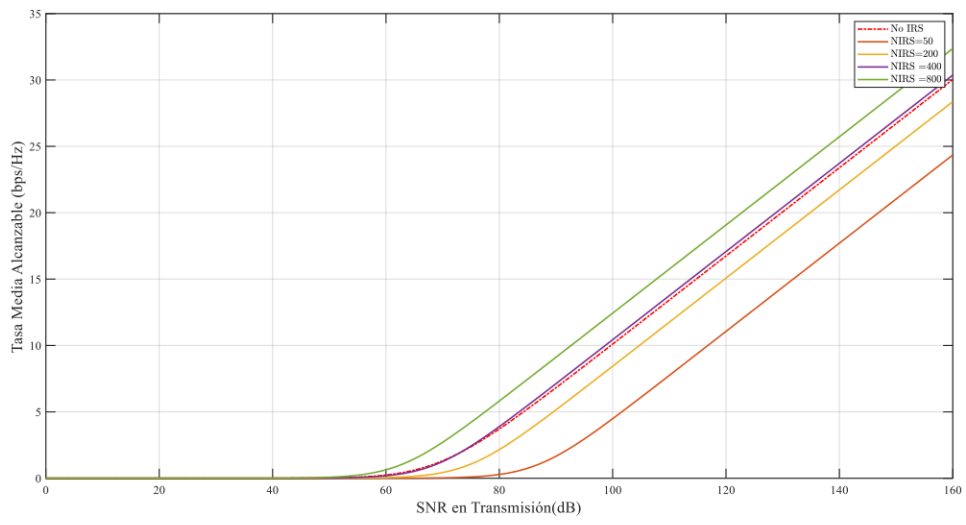
En la Figura 3.9, se muestra el AC vs. SNR de transmisión con un número diferente de elementos en la IRS. El ambiente considerado para el path Tx-Rx (caso sin IRS) es NLoS. A partir de las curvas obtenidas en la Figura 3.9, se puede observar que la tasa media alcanzable por el sistema sin IRS supera a su contraparte (caso con IRS) cuando se considera  $N_{IRS}=10$ . Este fenómeno se lo puede explicar al hecho de que la IRS en este caso no puede formar un beamforming robusto hacia el receptor debido a que la señal es reflejada y no amplificada. Por otro lado, el desempeño del AC con el sistema asistido con IRS para  $N_{IRS}=50, 150, 250$  supera al AC ofrecido por el sistema contemporáneo. Por

ejemplo, en el mejor del caso, con el sistema con IRS se necesita una  $SNR_T=140$  dB para alcanzar una tasa media de datos en el receptor de aproximadamente 23 [bps/Hz], mientras que con la misma SNR de transmisión el sistema sin IRS logra una tasa media de datos de aproximadamente 17 [bps/Hz]. A simple vista, puede que la ganancia de AC del sistema con IRS comparada al sistema sin IRS no sea tan significativa. Sin embargo, hay que tomar en cuenta que en la práctica la cantidad de elementos en el IRS será  $NIRS>1000$ ; por lo que, esa ganancia de cuadruplicará fácilmente.



**Figura 3.9. AC vs SNR en transmisión.**

En la Figura 3.10, se explora el AC vs. SNR de transmisión, asumiendo valores de NIRS altos en el sistema. Además, el enlace Tx-Rx del escenario de contraste sin IRS es considerado sin bloqueo, por ende, LoS. A partir de las curvas en la Figura 3.10 se evidencia que en este escenario bajo estudio el sistema tradicional supera al sistema en IRS para  $NIRS=50, 200$ . Además, note que, el sistema tradicional ofrece un AC similar al del sistema con IRS cuando  $NIRS=400$ . Aquí, podemos concluir que cuando el trayecto de Tx a Rx está completamente despejado, la tecnología IRS solo sería útil a ser implementada con valores altos de elementos reconfigurables. Finalmente, como era de esperarse el mejor desempeño del AC se lo consigue cuando el sistema con IRS dispone de  $NIRS=800$ . Como se mencionó anteriormente, esta consideración es apegada a la realidad, e incluso la IRS podría estar equipada con muchos más elementos, que significaría una ganancia considerable con respecto al AC.



**Figura 3.10. AC vs SNR en transmisión.**

## 4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En este capítulo, se presentan las conclusiones, trabajos futuros y recomendaciones que han identificado a lo largo del desarrollo del mismo.

### 4.1. Conclusiones

- En este trabajo se implementó un sistema asistido por IRS y se lo comparó con un sistema tradicional inalámbrico. Además, se consideraron valores apegados a la realidad de los parámetros envueltos en el sistema. Por ejemplo, desvanecimiento larga escala, frecuencia de operación, ancho de banda, figura de ruido, los cuales fueron adoptados de la normativa 3GPP. En base a los resultados obtenidos se puede concluir lo siguiente: 1) Un sistema con IRS asumiendo alineamiento perfecto de fases en la IRS es muy superior a un sistema tradicional cuando se considera una gran cantidad de elementos en el IRS y cuando el enlace de interés entre Tx-Rx está bajo ambiente NLoS. 2) El sistema IRS equipado con pocos elementos reconfigurables es superado por el desempeño del sistema tradicional, cuando el trayecto entre Tx-Rx está completamente despejado, es decir, es un ambiente LoS, favorable para la comunicación de los nodos. 3) El sistema con IRS controla de manera favorable el ambiente de propagación cuando existe un número grande de elementos reconfigurables, de caso contrario su uso no es recomendado.
- En este proyecto se ha descrito las características, el funcionamiento y los principales componentes de un sistema inalámbrico vía IRS, además de sus componentes (arquitectura).
- La comunicación inalámbrica asistida por IRS modifica el cambio de paradigma básico en el diseño de redes/sistemas inalámbricos de una arquitectura tradicional con solo componentes activos a una nueva arquitectura híbrida con componentes activos y pasivos integrados en sistemas inteligentes. La investigación sobre comunicaciones inalámbricas respaldada por el IRS aún está en sus inicios, por lo que, en este trabajo no se han considerados aspectos como errores de fase de diseño, correlación de canales, estimación de canal, entre otros. Dichos aspectos, tendrán su impacto en el desempeño proporcionado por la IRS en un sistema de comunicaciones.

- En este proyecto se implementó en MATLAB un sistema inalámbrico asistido por la IRS vs. un sistema tradicional inalámbrico (sin presencia de IRS) mediante el uso de métricas de desempeño. Dichas métricas para evaluar el sistema serán la Tasa de Error de Bits, probabilidad de corte de la comunicación y tasa de capacidad alcanzable. Finalmente, se espera que el empleo de IRS se pueda utilizar para mejorar la calidad de las comunicaciones inalámbricas futuras. Se prevé que los próximos años verán mucha investigación y desarrollo para la tecnología del IRS para construir comunicaciones 6G.

## 4.2. Trabajos Futuros

- Un trabajo interesante a investigarse a futuro trata de un sistema IRS donde el transmisor y receptor estén equipados con múltiples antenas, es decir un sistema multiple-input multiple-output (MIMO). Aquí, se exploraría el diseño de Beamforming en transmisión y el uso de técnicas de combinación de la señal en recepción, tales como maximal ratio combining o equal gain combining.
- Investigar un sistema Multiple usuario, es decir donde la IRS tenga que servir no solo a un nodo receptor sino a múltiples nodos con diferentes niveles de calidad de servicio. En este escenario propuesto, el reto sería modelar los canales equivalentes con interferencia generados por la presencia de los múltiples nodos receptores.
- En el trabajo presente se consideró alineamiento perfecto de fase en la IRS, en la práctica eso se consigue únicamente cuando se conoce completamente el estado del canal del receptor, algo que no es muy posible. Por lo que, otro trabajo a futuro sería investigar un modelo de fase de diseño en la IRS con errores debido al conocimiento imperfecto del canal de los enlaces envueltos en el sistema.
- En este proyecto se comparó un sistema asistido con IRS vs. un sistema tradicional, por lo que, como siguiente paso se podría comparar el sistema con IRS vs. un sistema inalámbrico asistido por un relay (tecnología muy común hasta 4G). De esta forma, exploraríamos que tan beneficioso es el uso de IRS con respecto a tecnologías ya afianzadas en el mercado de las Telecomunicaciones.

### 4.3. Recomendaciones

- Se recomienda el uso de computadoras con buenas especificaciones de procesamiento al simular sistemas con IRS con una gran cantidad de elementos reconfigurables (por ejemplo, IRS  $N > 1000$ )
- Para obtener curvas de BER confiables, se recomienda utilizar por lo menos 1 000 000 de muestras en el experimento Monte Carlo.
- Se recomienda configurar los parámetros del sistema con/sin IRS en base a estándares de la normativa 3GPP. Esto debido a que, de esta forma se simulan sistemas inalámbricos más cercanos a la realidad.

## 5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Q. Wu, S. Zhang, B. Zheng, C. You, and R. Zhang, "Intelligent Reflecting Surface-Aided Wireless Communications: A Tutorial," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 69, no. 5, pp. 3313–3351, 2021, doi: 10.1109/TCOMM.2021.3051897.
- [2] M. Z. Chowdhury, S. Ahmed, and Y. M. I. N. Jang, "6G Wireless Communication Systems : Applications ," *IEEE Netw.*, vol. 1, no. July, pp. 957–975, 2020.
- [3] D. P. M. Osorio *et al.*, "Towards 6G-enabled Internet of Vehicles : Security and Privacy," in *IEEE Open Journal of the Communications Society*, vol. 3, pp. 82-105, 2022, doi: 10.1109/OJCOMS.2022.3143098.
- [4] W. Tang *et al.*, "Wireless Communications with Reconfigurable Intelligent Surface: Path Loss Modeling and Experimental Measurement," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 20, no. 1, pp. 421–439, 2021, doi: 10.1109/TWC.2020.3024887.
- [5] J. Zhao, "A Survey of Intelligent Reflecting Surfaces (IRSs): Towards 6G Wireless Communication Networks," no. mm, pp. 1–7, 2019, [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1907.04789>.
- [6] P. Zhang *et al.*, "Technology prospect of 6G mobile communications," *Tongxin Xuebao/Journal Commun.*, vol. 40, no. 1, pp. 141–148, 2019, doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2019022.



- [7] C. Pan *et al.*, “Reconfigurable Intelligent Surfaces for 6G Systems: Principles, Applications, and Research Directions,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 59, no. 6, pp. 14–20, 2020, doi: 10.1109/MCOM.001.2001076.
- [8] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, and C. G. Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB®*. 2010.
- [9] Mumtaz Bilgin Sen, “CHANNEL ESTIMATION TECHNIQUES FOR SINGLE AND MULTIPLE TRANSMIT ANTENNA ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (OFDM) SYSTEMS,” *Security*, no. September, pp. 1–55, 2005.
- [10] T. . Siganal, “Wireless Communications,” *Tata McGraw Hill Educ. Priv. Likited*, pp. 66–90, 2010, [Online]. Available: [https://books.google.es/books?hl=es&lr&id=cQJJzA8CCUUC&oi=fnd&pg=PR14&dq=+Singal,+Wireless+Communications&ots=MpP7QBlw-d&sig=Q03qZmn\\_ZlkpuxZlIx2sNJ1aq8s#v=onepage&q&f=true](https://books.google.es/books?hl=es&lr&id=cQJJzA8CCUUC&oi=fnd&pg=PR14&dq=+Singal,+Wireless+Communications&ots=MpP7QBlw-d&sig=Q03qZmn_ZlkpuxZlIx2sNJ1aq8s#v=onepage&q&f=true).
- [11] Theodore S. Rappaport, “Wireless Communications : Principles and Practice,” *Prentice Hall*, 2001.
- [12] J. Liu, “Wireless multipath fading channels modeling and simulation based on Sum-of-Sinusoids,” *2016 1st IEEE Int. Conf. Comput. Commun. Internet, ICCCI 2016*, no. October 2016, pp. 165–168, 2016, doi: 10.1109/CCI.2016.7778900.
- [13] B. Sklar and F. Harris, *DIGITAL COMMUNICATIONS Fundamentals and Applications*. New Jersey:, 2002.
- [14] T. Specification, G. Radio, and A. Network, “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),” no. Release 9, 2017.
- [15] V. K. Garg, *Wireless Communications and Network*. Amsterdam, 2007.
- [16] C. T. A. R. Jordan, “Wireless Communications Networking : and An Overview Wireless . Communications and Networking :,” 2002.
- [17] S. O. Popescu, G. Budura, and A. S. Gontean, “Review of PSK and QAM - digital modulation techniques on FPGA,” *ICCC-CONTI 2010 - IEEE Int. Jt. Conf. Comput. Cybern. Tech. Informatics, Proc.*, no. 1, pp. 327–332, 2010, doi: 10.1109/ICCCYB.2010.5491254.

- [18] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara, "Parallel concatenated trellis coded modulation," *IEEE Int. Conf. Commun.*, vol. 2, no. June 2014, pp. 974–978, 1996, doi: 10.1109/icc.1996.541356.
- [19] J. Guo, S. Member, S. Durrani, S. Member, and X. Zhou, "Outage Probability in Arbitrarily-Shaped Finite Wireless Networks," pp. 1–14.
- [20] J. David *et al.*, "On the Secrecy Performance Over N -Wave with Diffuse Power Fading Channel," vol. 9545, no. c, pp. 1–12, 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.3035544.
- [21] Q. Wu and R. Zhang, "Towards Smart and Reconfigurable Environment : Intelligent Reflecting Surface Aided Wireless Network," vol. 58, no. no.1, pp. 1–8, 2019.
- [22] E. Basar, M. Di Renzo, J. De Rosny, M. Debbah, M. S. Alouini, and R. Zhang, "Wireless communications through reconfigurable intelligent surfaces," *IEEE Access*, vol. 7, no. June 2018, pp. 116753–116773, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2935192.
- [23] M. M. Amri, N. M. Tran, and K. W. Choi, "Reconfigurable Intelligent Surface-Aided Wireless Communications: Adaptive Beamforming and Experimental Validations," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 1–1, 2021, doi: 10.1109/access.2021.3124319.
- [24] 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.