

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y
ELECTRÓNICA**

**SIMULACIÓN DE COMUNICACIONES INALÁMBRICAS ASISTIDAS
POR SUPERFICIES INTELIGENTES RECONFIGURABLES
ASUMIENDO LA EXISTENCIA DE UN LINK DIRECTO**

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

ARACELY ELIZABETH CADENA CÓNDOR

aracely.cadena@epn.edu.ec

DIRECTOR: Ph.D. JOSÉ DAVID VEGA SÁNCHEZ

jose.vega01@epn.edu.ec

DMQ, agosto 2022

CERTIFICACIONES

Yo, ARACELY ELIZABETH CADENA CÓNDOR 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.



ARACELY ELIZABETH CADENA CÓNDOR

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por ARACELY ELIZABETH CADENA CÓNDOR, 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.

ARACELY ELIZABETH CADENA CÓNDOR

Ph.D. JOSÉ DAVID VEGA SÁNCHEZ

DEDICATORIA

El presente trabajo se lo dedico principalmente a Dios, por obsequiarme la gracia de su sabiduría, fuerza y ser inspiración durante el proceso para obtener uno de los anhelos más deseados.

A mis padres por su amor, trabajo, sacrificio y por darme la mejor educación posible durante todos estos años, gracias a sus palabras de aliento y oraciones he logrado llegar hasta aquí, convertirme en lo que soy ahora y proyectarme en quien seré en un futuro.

A mi hermana María José, por ser su apoyo moral y acompañarme en cada una de las etapas de mi vida.

AGRADECIMIENTO

Le agradezco a Dios por la salud, la maravillosa familia que me dio, por las bendiciones recibidas en los momentos de dificultad y sobre todo por su guía en una ciudad desconocida para mí, gracias por seguir acompañándome a lo largo de este camino que aún no concluye.

Gracias a mi padre el Ph.D. José Cadena y mi madre la Sra. Ofelia Córdor, por confiar y creer en las metas que me planteé al decidir estudiar en esta prestigiosa Universidad, gracias por los consejos, valores y principios que me han inculcado, gracias por ser el ejemplo de esfuerzo y valentía para afrontar las adversidades. A mi hermana María José, gracias por ser mi apoyo y ejemplo de superación día a día.

Agradezco a todos los docentes de la Escuela Politécnica Nacional, quienes con su experiencia y conocimiento han sabido inculcarme el espíritu de investigación y superación, gracias por los conocimientos sembrados y que están dando frutos en mi carrera profesional. Finalmente quiero expresar mi más grande y sincero agradecimiento a mi tutor de Tesis, el Ph.D. José David Vega, por ser el principal colaborador, haber compartido sus sapiencias, y por saberme guiar adecuadamente con su paciencia y rectitud como docente durante el desarrollo de este trabajo investigativo.

INDICE DE CONTENIDOS

CERTIFICACIONES	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA	II
DEDICATORIA	III
AGRADECIMIENTO	IV
RESUMEN.....	VII
ABSTRACT.....	VIII
1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 OBJETIVO GENERAL.....	3
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS.....	3
1.3 ALCANCE.....	3
1.4 MARCO TEÓRICO	4
1.4.1 EVOLUCIÓN DE LAS COMUNICACIONES INALÁMBRICAS	4
1.4.2 FENÓMENOS QUE AFECTAN LA COMUNICACIÓN INALÁMBRICA	6
1.4.3 MODULACIÓN DIGITAL.....	12
1.4.4 MÉTRICAS PARA LA EVALUACIÓN DE RENDIMIENTO DEL SISTEMA..	14
1.4.5 SUPERFICIES INTELIGENTES RECONFIGURABLES (RIS)	16
2 METODOLOGÍA.....	19
2.1 PRELIMINARES	19
2.2 SISTEMA ASISTIDO POR RIS CON ENLACE DIRECTO	20
2.2.1 PARÁMETROS DE INICIALIZACIÓN	22
2.2.2 CÁLCULO DE DISTANCIAS	23
2.2.3 GENERACIÓN DE DESVANECIMIENTO A LARGA ESCALA	24
2.2.4 GENERACIÓN DE ERRORES DE FASE	25
2.2.5 GENERACIÓN DESVANECIMIENTO A CORTA Y LARGA ESCALA.....	25
2.2.6 GERACIÓN DEL RUIDO AWGN	26
2.2.7 CALCULO DE LA SNR EN RECEPCIÓN	26
2.3 CÁLCULO DE MÉTRICAS DE DESEMPEÑO	27
2.3.1 BER.....	27
2.3.2 CÁLCULO DE LA OP	29
2.3.3 TASA MEDIA ALCANZABLE AC.....	30
3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.	31
3.1 ESCENARIO DE SIMULACIÓN.....	31
3.2 RESULTADOS BER vs EB/NO	32
3.3 RESULTADOS OP	36
3.4 RESULTADOS TASA MEDIA ALCANZABLE (AVERAGE CAPACITY)	39

3.5	CONCLUSIONES.....	42
3.6	TRABAJOS FUTUROS.....	42
3.7	RECOMENDACIONES.....	43
4	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	43

RESUMEN

Recientemente, la academia y la industria han unido esfuerzos para introducir el paradigma de la tecnología 6G (del inglés, sixth generation), la cual está prevista a ser su aparición a nivel global en 2030. Se espera que 6G proporcione enormes tasas de datos (orden de Tera bps) y latencias mucho más bajas que su predecesora 5G (del inglés, fifth generation). Para que 6G sea una realidad en un futuro, se han identificado algunas tecnologías candidatas que formarán parte del ecosistema 6G, como, por ejemplo, comunicaciones a través de luz visible, multiple-input multiple-output (MIMO) masivo libre de celdas, comunicaciones Tera Hertz, y superficies inteligentes reconfigurables (del inglés, reconfigurable intelligent surface-RIS). En particular, la tecnología RIS permite por primera vez en la historia de las comunicaciones móviles controlar el canal inalámbrico de acuerdo a las necesidades del diseño de red. En otras palabras, la RIS trae inteligencia a nivel de capa física para mejorar el desempeño de los sistemas de comunicaciones futuros.

Con base en lo anterior, el presente proyecto se enfoca en realizar un análisis y comparación de desempeño de un sistema inalámbrico asistido con RIS y un sistema tradicional que no use dicha tecnología. Para este propósito, se asume un modelo de sistema compuesto por tres dos nodos (*transmisor – Tx, receptor – Rx*) y un RIS el cual asiste la comunicación. Además, se considera que existe línea de vista entre $Tx - Rx$, el cual es modelado a través del canal Rician. Para evaluar las prestaciones de los dos sistemas propuestos, se usarán métricas de desempeño tales como BER (del inglés, Bit Error Rate), tasa media alcanzable (del inglés, average capacity) y la probabilidad de corte en la comunicación (del inglés, outage probability). Dichas métricas serán obtenidas al variar varios parámetros de la red incluyendo el número de elementos en la RIS, el error en el diseño de fases de la RIS, y la severidad del desvanecimiento a corta y larga escala. Cabe mencionar que, para que los sistemas propuestos sean lo más reales posible se usará las especificaciones sobre canal inalámbrico otorgadas para ambientes outdoor en la 3GPP (del inglés, 3er generation partneship project). Finalmente, se identificará en que escenarios la tecnología RIS ofrece ventajas sobre el sistema tradicional, así como también algunas ideas claves sobre los posibles casos de uso de RIS en 6G.

PALABRAS CLAVE: RIS, desvanecimiento, Rician, Rayleigh.

ABSTRACT

Recently, academia and industry have joined forces to introduce the 6G (sixth generation) technology paradigm, which is expected to be its global appearance in 2030. It is anticipated that 6G will provide enormous data rates (on the order of Tera bps) and latencies much lower than its predecessor, 5G (fifth generation). For 6G to become a reality in the future, some candidate technologies have been identified in the state-of-the-art. Within the 6G ecosystem, we can highlight visible light communications, cell-free massive multiple-input multiple-output (MIMO), Tera Hertz, and reconfigurable intelligent surfaces (RISs). In particular, RIS technology allows for the first time in the history of mobile communications to control the wireless channel according to the network design needs. In other words, RIS brings intelligence to the physical layer level to improve the performance of future communications systems.

Based on the above, this project focuses on analyzing and comparing the performance of a wireless system assisted with RIS and a traditional system that does not use this technology. For this purpose, a system model composed of three nodes (*transmitter – Tx*, *receiver – Rx*) and a RIS which assists communication is assumed. In addition, it is considered that there is a line of sight between $Tx - Rx$, which is modeled through the Rician channel. To assess the system's performance, metrics widely used in communications theory are used, such as Bit Error Rate (BER), average capacity (AC), and the outage probability (OP). These metrics will be obtained by varying different network parameters, including the number of elements in the RIS, the phase design error of the RIS, and the short- and long-scale fading severity. It is worth mentioning that, in order for the proposed systems to be as real as possible, the wireless channel specifications given for outdoor environments in the 3GPP (3rd generation partnership project) will be used. Finally, it will be identified in which scenarios RIS technology offers advantages over the traditional system, as well as some key insights about the possible use cases of RIS in 6G.

KEYWORDS: RIS, fading, Rician, Rayleigh.

1. INTRODUCCIÓN

Recientemente, la tecnología 5G (del inglés, fifth generation) ya ha empezado a desplegarse alrededor del mundo, sobre todo en los países desarrollados. Se espera que esta red de nueva generación brinde ultra altas velocidades de transmisión de datos, extremadamente bajas latencias, soporte conexiones masivas de comunicaciones heterogéneas, entre otros beneficios [1].

5G es considerado el inicio hacia un entorno donde millones de dispositivos se encuentren conectados a la red global, formando así la conocida red IoT (del inglés, Internet of Things). Esta red emergente permitirá compartir información en tiempo real de sensores y actuadores a un centro de procesamiento, para mejorar las decisiones respecto a aplicaciones de movilidad, educación, comercio; mejorando así la calidad de vida de las personas [2].

Pese a los grandes beneficios que ofrecerá la red 5G en los próximos años, es muy probable que esta red no cumpla los estrictos requerimientos en torno a tasas de datos (orden de los Tbps) y extremadamente bajas latencias que demandarán aplicaciones vanguardistas pensadas para la siguiente década. Por ejemplo, podemos nombrar comunicaciones holográficas, redes de ultra realidad aumentada, vehículos autónomos, comunicaciones moleculares, entre otras. En base a esto, recientemente, la academia y la industria han unido esfuerzos para investigar tecnologías revolucionarias y evolutivas que permitan convertir en una realidad dichas aplicaciones [3].

Algunas de las tecnologías visionarias orientadas a red 6G (del inglés, sixth generation) son: Inteligencia Artificial, Superficies Inteligentes Reconfigurables (del inglés, Reconfigurable Intelligent Surfaces-RIS), Comunicaciones Tera Hertz (THz), Comunicaciones a través de Luz Visible, Beamforming Holográfico, etc. En particular, la tecnología RIS promete revolucionar la forma de transmitir la información a través del medio de propagación, ya que, por primera vez en todas las generaciones de red, a través del uso de RIS, el canal inalámbrico puede ser controlado y personalizado en el diseño de red. Una RIS está conformada por pequeños elementos pasivos reconfigurables, cada uno de los cuales permite cambiar la fase de la señal incidente a conveniencia para redirigirle a una localización deseada. Desde que el funcionamiento de la RIS necesita un mínimo de cadenas de radio frecuencia comparado con sus predecesores (por ejemplo, el relay); los costos y el ahorro de energía son significativos;

además de facilitar la transición a una red mucho más amigable con el medio ambiente [4].

En el presente proyecto, se simulará en MATLAB una comunicación inalámbrica asistida por la tecnología RIS, asumiendo la existencia de enlace directo y errores de diseño de fase en la RIS tal como se muestra en la Figura 1.1. Se propondrá dos escenarios de simulación, a saber, un sistema inalámbrico con/sin RIS. Para comparar el desempeño de los escenarios propuestos, se utilizarán métricas ampliamente utilizadas en la teoría de comunicaciones tales como, Bit Error Rate (BER), la probabilidad de corte de la comunicación (del inglés, outage probability) y tasa de capacidad alcanzable (del inglés, achievable capacity rate). Dichas métricas serán posteriormente discutidas en los dos escenarios al variar los diferentes parámetros utilizados en la red (como, por ejemplo, número de elementos en la RIS, intensidad de desvanecimiento, severidad de error de fase en la RIS, etc). Finalmente, en base a estos resultados, se identificará los escenarios en los que el sistema con RIS supere el desempeño de un sistema tradicional.

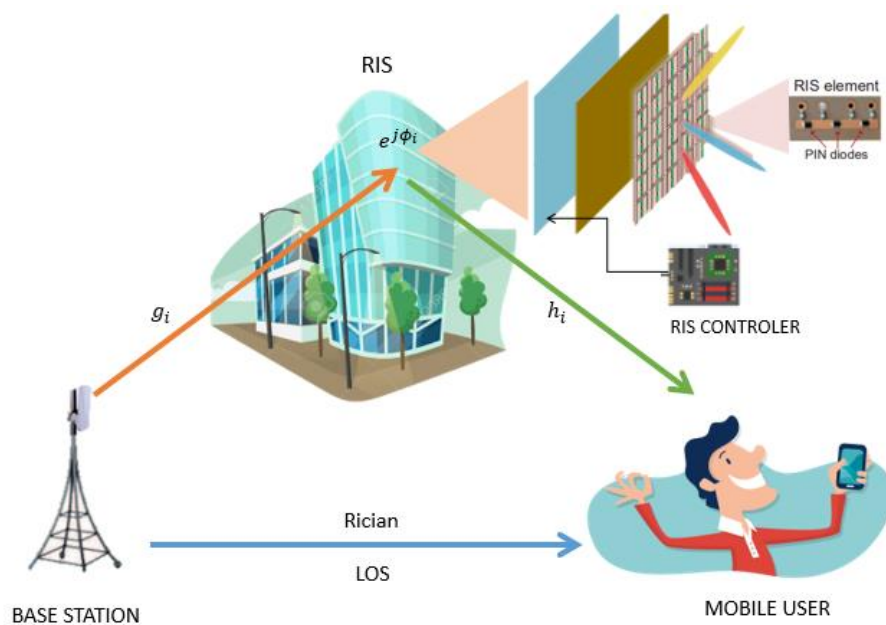


Figura 1. 1. Comunicación inalámbrica asistida por RIS asumiendo enlace directo, en base a [5].

1.1 OBJETIVO GENERAL

- Simular en MATLAB una comunicación inalámbrica asistida por superficies inteligentes reconfigurables asumiendo la existencia de un link directo y errores de fase en la RIS.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Investigar los conceptos fundamentales sobre las Superficies Inteligentes Reconfigurables (del inglés, Reconfigurable Intelligent Surfaces), su funcionamiento dentro de un sistema inalámbrico, así como también su arquitectura.
- Simular en Matlab dos sistemas inalámbricos asumiendo desvanecimiento Rayleigh y Rician, uno de ellos será asistido por la tecnología RIS y el otro será un sistema convencional sin RIS.
- Comparar el desempeño de los dos sistemas propuestos a través del uso de métricas como: BER, probabilidad de corte en la comunicación y Tasa media de datos alcanzables. Además, dichas métricas serán obtenidas variando los parámetros de red, tales como, error de fase de reflexión en la RIS, número de elementos en la RIS, y la intensidad de la presencia del rayo directo entre los dos nodos en la comunicación.
- Identificar los escenarios en los cuales la tecnología RIS supera en desempeño al sistema convencional sin RIS.

1.3 ALCANCE

En este proyecto, se propone simular un sistema inalámbrico asistido por una RIS compuesta por N elementos, asumiendo la existencia del enlace directo entre el transmisor (Tx) y receptor (Rx), ambos nodos equipados con una única antena. Los errores de fase en el diseño de la RIS serán modelados a través de una distribución Von Mises, la cual permite configurar los errores de fase desde severos hasta despreciables. Se considerará, desvanecimiento plano tipo Rayleigh i.i.d. (del inglés, independent identically distributed) para todos los canales indirectos del sistema, es decir Tx-a-RIS y RIS-a-Rx. El desvanecimiento del enlace directo, Tx-a-Rx estará sujeto a Rician. Con el fin de analizar el desempeño de los escenarios propuestos, se examinará el BER vs. E_b/N_0 , la probabilidad de corte de la comunicación vs. la relación señal ruido (del inglés, signal-to-noise-ratio-SNR) y la tasa de capacidad alcanzable vs. SNR. Todas estas métricas serán calculadas variando diferentes parámetros de la red incluyendo, el número de elementos

en la RIS, los errores de fase y la intensidad del enlace dominante modelado por Rician entre Tx-a-Rx. Además, para el cálculo de la intensidad de path loss, se utilizará modelos ya establecidos en la normativa 3GPP (del inglés, 3rd generation Partnership Project) para ambientes outdoor. De esta forma se integrarán en las simulaciones parámetros tales como, frecuencia de operación, ganancias de antenas tanto en Tx, Rx y la RIS, distancias entre los nodos, ancho de banda, figura de ruido, etc. Con los resultados obtenidos en las métricas, se discutirá sobre la pertinencia del uso de la tecnología RIS para redes de nueva generación.

1.4 MARCO TEÓRICO

1.4.1 EVOLUCIÓN DE LAS COMUNICACIONES INALÁMBRICAS

La telefonía móvil ha tenido una evolución constante, originalmente debido a las necesidades de las fuerzas militares “comunicación y movilidad”. De esta forma, se dió inicio a la primera generación de red celular, denominada 1G (del inglés, first generatio). Esta red brindaba servicios únicamente de voz, usaba tecnología analógica basada en el Sistema de Telefonía Móvil Avanzado (del inglés, Advanced Mobile Phone Service-AMPS) y admitía velocidades de hasta 2,4 kbps [1][6].

En 1993, Conecel S.A. (CLARO) y Otecel S.A. (MOVISTAR IS-95) traen a Ecuador la tecnología digital llamada 2G (del inglés, second generation) y posteriormente la 2.5G, cada una de estas con velocidades de 64kbps y 144kbps respectivamente. Con esta tecnología ya se podían enviar mensajes cortos (del inglés, short message service -SMS) y mensajes multimedia (del inglés, multimedia messaging service-MMS). Sin embargo, el hardware de 2G y 2.5G aún era voluminoso al igual que contaba con antenas grandes [1][6].

Con el paso de los años, crecen necesidades tecnológicas de la sociedad, como, por ejemplo, la navegación web, acceso a correo electrónico, videos, servicio de datos, y comunicación por voz. En este contexto, urge en aquella época como solución a esto, la tecnología 3G (del inglés, third generaion). Esta red rápidamente estandariza la infraestructura hasta el momento heterogénea, lo cual permite bajar el costo del hardware y se masifica la compra y venta de celulares [6].

Aproximadamente diez años después, aparece 4G (del inglés, fourth generation), la cual se basa en el lema todo IP (del inglés, Internet Protocol). Esta red busca tener una plataforma común para todas las tecnologías tales como: OFDM (del inglés, ortogonal frequency division-multiplexing), MC-CDMA (del inglés, multi-carrier code-division multiple

access), entre otras. Entre otro beneficio de 4G, está el aumento de la tasa de transmisión para usuarios móviles a 100Mbps y para usuarios estacionarios de hasta 1Gbps. Con estas prestaciones de 4G, las personas podían por primera vez visualizar transmisiones de televisión en HD (del inglés, high definition) y televisión digital. Cabe mencionar que, con 4G aparecen términos nuevos como: Eficiencia espectral, QoS (del inglés, Quality of Service) y latencia [1].

En la actualidad, la red 4G está en su última etapa debido a altos requerimientos de desempeño en nuevas aplicaciones vanguardistas para nuestra época. En este sentido, la red 5G (del inglés, fifth generation) aparece como una solución, mejorando así la red 4G en términos de eficiencia espectral, latencia y throughput. En particular, 5G comenzó su despliegue a nivel mundial en 2020 principalmente en países desarrollados; de esta forma, se logrará la interconexión masiva de dispositivos IoT (del inglés Inthernet of Things). Se estima alrededor de 7 millones de dispositivos inteligentes conectados entre sí, lo cual conllevará a un tratamiento masivo del tráfico de datos, que será administrado por la red 5G. Además, cabe mencionar que, 5G solucionará el espectro congestionado que limitó las prestaciones del 4G. Específicamente, 5G salta de frecuencias menores de 6G Hz (usadas en 4G) a frecuencias partiendo desde 28 GHz. Este cambio permite incrementar significativamente las tasas de transmisión de datos en los dispositivos móviles. Otras tecnologías que soportarán al 5G son: full-duplex, Beamforming, multiple input multiple output (MIMO) masivo, entre otras [7][8].

Cabe mencionar que, para que 5G sea una realidad, es necesario el uso del concepto de cloud computing. Para tal fin, la redes definidas por software (del inglés, software Defined Networking-SDN) y Virtualización de las funciones de red (del inglés, Network Function Virtualization-NFV), serán de gran soporte para la gestión de la red y su programación [8].

A pesar de los grandes beneficios que ofrecerá la red 5G en los próximos diez años, se pronostica que esta red no será capaz de cubrir altos requerimientos de desempeño para aplicaciones futuristas que verán la luz a partir de 2030. Por ejemplo, las comunicaciones moleculares, comunicaciones holográficas, telemedicina, vehículos aéreos y terrestres bajo conducción automática, operaciones médicas remotas en tiempo real a distancias extremadamente largas, necesitarán de al menos 0.1 ms de latencia, que es muy inferior al 1 ms que ofrece el 5G. Así mismo, las tasas de transmisión para dichas aplicaciones son extremadamente altas (orden de Tera bits/s), requisito no alcanzado por la red 5G (orde de Giga bits/s).

Basándose en el actual estado del arte en teoría de la comunicación, se han propuestos varias tecnologías/enfoques para que red de próxima generación 6G se convierta en una red segura, eficiente e inteligente. Por un lado, nuevos métodos para la seguridad de la información serán implementados en las redes post-5G, que complementarán la criptografía tradicional [9][10]. Por otro lado, tecnologías revolucionarias serán los habilitadores del 6G para que este pueda alcanzar su plenitud. Dentro de estas tecnologías se pueden destacar: Inteligencia de Borde (del inglés, edge intelligence), comunicaciones masivas URLL (del inglés, massive ultra-reliable low latency), comunicaciones Tera-hertz , Blockchain, redes celulares libres de celdas con antenas masivas (del inglés, cell-free massive MIMO) y Superficies Inteligentes Reconfigurable (Reconfigurable Intelligent Surfact-RIS) [11][12].

En la actualidad, debido a los grandes beneficios que ofrece la tecnología RIS, esta ha motivado diversas investigaciones en torno a implementación, limitaciones, optimización de beamforming pasivo, entre otras. Específicamente, la RIS es una metasuperficie de carácter pasivo, que está compuestas por tres capas, a saber: Capa 1: interactuar con las señales incidentes, esta capa contiene elementos reflectantes, serie de diodos PIN, y se encarga de eliminar la fase de la onda incidente mediante software; Capa 2: evita la fuga de señales mediante una placa de cobre; y Capa 3: contiene una matriz de controladores para hacer programable a la RIS [5]. En particular, la RIS recepta la señal incidente, elimina la fase introducida por el efecto del canal, y posteriormente la refleja hacia un destinatario deseado, de esta forma, maximiza la SNR en una locación específica. Cabe mencionar que, lo que hace tan especial a RIS es que permite personalizar el canal inalámbrico de comunicaciones, a diferencia de tecnologías pasadas que necesariamente se adaptaban o tratan de contrarrestar los efectos nocivos debido el desvanecimiento a corta escala [13]. Además, otra de las ventajas de la tecnología RIS es su bajo consumo de energía, ya que al ser construida con elementos pasivos, no necesita de cadenas de radio frecuencia en su implementación [14]. Finalmente, varios aspectos todavía están siendo investigados acerca de la tecnología RIS, por lo que, en este proyecto, como punto de partida, se comparará esta tecnología con sus predecesoras.

1.4.2 FENÓMENOS QUE AFECTAN LA COMUNICACIÓN INALÁMBRICA

1.4.2.1 Propagación Multitrayecto

En un canal de comunicaciones inalámbrico, la señal que viaja desde la antena transmisora hasta la antena receptora, presenta múltiples reflexiones y refracciones, debido a objetos circundantes y superficies refractivas que ayudan a la propagación de las señales, a este

fenómeno se le denomina multitrayecto [15]. La señal original llega a tener múltiples versiones de sí misma, con diferente amplitud y fase que viajan por diferentes trayectorias. Estas versiones tienen un retraso variable en el tiempo, es decir que no todas llegan al receptor al mismo tiempo y no todas logran llegar [16].

Como se observa en la Figura 1.2, existen dos tipos de trayectoria por las cuales viajan las señales:

- **LOS:** Del inglés, line-of-sight, marca una línea de vista entre el receptor y la antena transmisora.
- **NLOS:** Del inglés, non-line-of-sight, sin línea de vista, son todas las trayectorias que salen de la antena receptora y pasan por varios puntos antes de llegar a la antena del receptor.

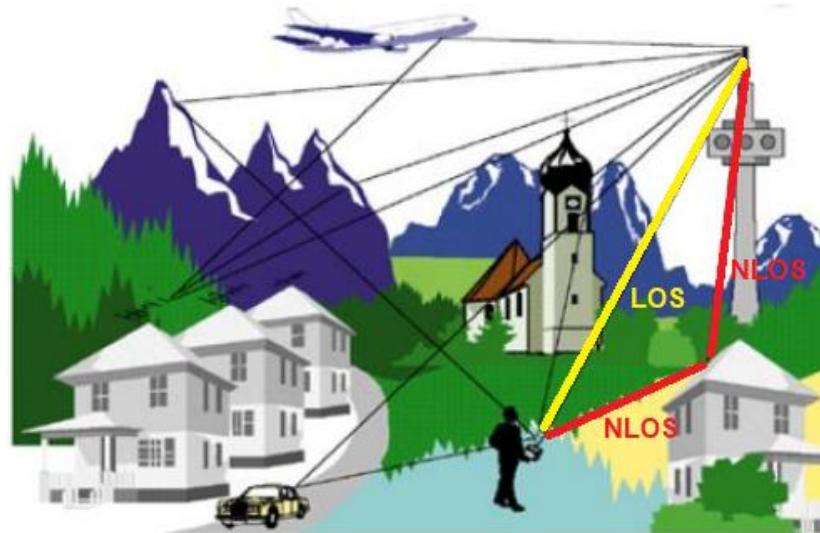


Figura 1. 2. Canales Multitrayecto con enlaces LOS y NLOS [17].

1.4.2.2 Desvanecimiento

El desvanecimiento es la pérdida, disminución o atenuación que sufre la onda electromagnética mientras atraviesa el canal de propagación por diferentes trayectorias hasta llegar a la antena transmisora. Esta reducción de intensidad depende de la frecuencia, distancia o réplicas de la señal generadas por superficies [18].

Las señales al propagarse llegan al receptor con diferentes características como: fase, amplitud, polarización. El desvanecimiento se puede clasificar en dos tipos: Desvanecimiento a gran escala y desvanecimiento a pequeña escala, como se observa en la Figura 3.

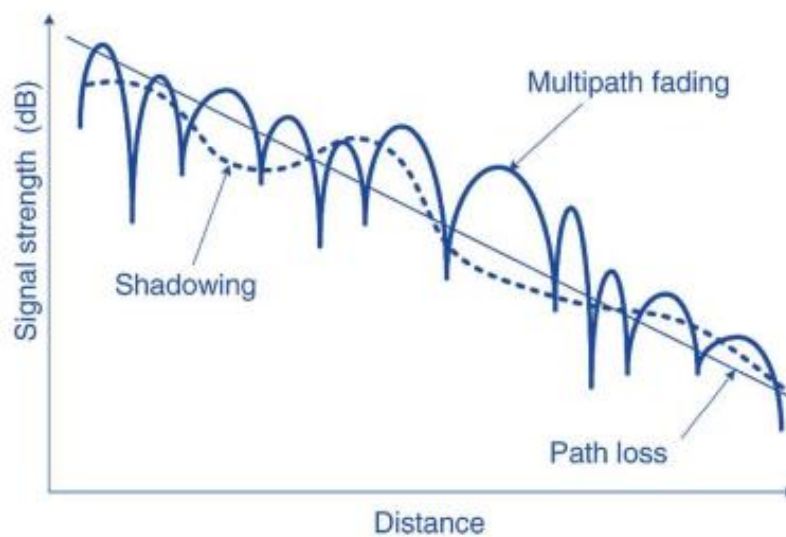


Figura 1. 3. Tipos de desvanecimiento [16].

1.4.2.3 Desvanecimiento a gran escala.

El desvanecimiento a gran escala (del inglés, large scale fading) se da debido a que la distancia entre el Receptor y el transmisor es muy grande (orden de kilómetros), lo que genera pérdidas en el enlace (del inglés, path-loss). Además, al path-loss, se le suman obstrucciones por sombras generadas por grandes edificios u objetos (shadowing) que provocan pérdida de potencia en la señal [18].

SHADOWING (efecto sombra)

Se encuentra muy presente en las comunicaciones inalámbricas, ya que es el resultado de los obstáculos en el camino entre el transmisor y el receptor, a estos obstáculos se los denomina sombras, ya que dificultan el paso de la señal [18].

PATH LOSS (perdida de trayecto)

Como nos indica su nombre, path-loss hace referencia a las pérdidas de trayecto en espacio libre. En particular, para este trabajo, se usará la normativa 3GPP para implementar el efecto del path-loss. En la Tabla 1, se muestra los diferentes tipos de path-loss dependiendo del escenario de comunicación.

Tabla 1. 1. Modelos de desvanecimiento Outdoor acorde a 3GPP [19].

Scenario	Path loss [dB]		Shadow fading std [dB]	Applicability range, antenna height default values
	Note: f_c is given in GHz and distance in meters.			
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	Hexagonal cell layout: $PL = 36.7\log_{10}(d) + 22.7 + 26\log_{10}(f_c)$	$\sigma = 4$	$10 \text{ m} < d < 2\,000 \text{ m}$ $h_{BS} = 10 \text{ m}$ $h_{UT} = 1-2.5 \text{ m}$

Notación:

d_1 : distancia en base a la Figura 1.4.

d'_{BP} : distancia de punto de ruptura calculada como $d'_{BP} = 4 h'_{BS} h'_{UT} f_c/c$

h_{BS} : altura de la estación base.

h_{UT} : altura del terminal de usuario.

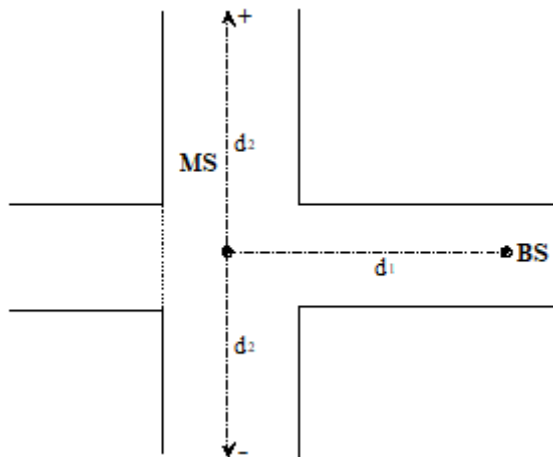


Figura 1.4. Geometría para $d_1 - d_2$ modelo path-loss [19].

1.4.2.4 Desvanecimiento a pequeña escala.

En el desvanecimiento a corta escala (del inglés, small scale fading), a diferencia del desvanecimiento a gran escala, la distancia aquí, es mucho menor a 10λ (longitud de onda). Este desvanecimiento es causado principalmente por reflexiones de multitrayectos provocadas por las dispersiones en construcciones como casas, edificios y también en obstáculos naturales como árboles, lluvia, neblina. La intensidad de la señal fluctúa

rápidamente en una distancia corta para instantes rápidos de tiempo. Por lo que, en términos generales, el desvanecimiento a corta escala depende de las características intrínsecas del canal [20].

Existen dos tipos de desvanecimiento a pequeña escala, las cuales son: desvanecimiento plano y desvanecimiento selectivo de frecuencia. Estos tipos de desvanecimiento por trayectos múltiples dependen del entorno de propagación [18]. En particular, el mean square (RMS) es una referencia para la comparación de estos tipos de canales multitrayecto [16].

Matemáticamente el Mean excess delay se define como [16]

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

donde se definen los siguientes parámetros:

τ_k : Retardo del canal en el k-ésimo trayecto.

a_k : Amplitud.

$P(\tau_k)$: Potencia.

La representación matemática dada para el RMS delay spread σ_τ es [16]

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

donde el segundo momento central del PDP $\overline{\tau^2}$ se obtiene como [16]

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

Desvanecimiento Plano

Es conocido también como desvanecimiento no selectivo en frecuencia. Se produce cuando en el canal inalámbrico, se tiene una ganancia constante y una respuesta de fase lineal en un ancho de banda B_c que es mayor que el ancho de banda de la señal transmitida B_s . Por ende, el período de símbolo T_s es mayor que el RMS delay spread σ_τ , es decir [16].

$$B_s \ll B_c \quad \text{y} \quad T_s \gg \sigma_\tau, \quad (1.4)$$

donde B_c representa el ancho de banda de coherencia y está dado por [16]

$$B_c = \frac{1}{\sigma_\tau}. \quad (1.5)$$

Desvanecimiento Selectivo en frecuencia.

El desvanecimiento selectivo en frecuencia se da cuando la respuesta del canal inalámbrico es constante en amplitud y de fase lineal, debido a que el ancho de banda de la señal B_s es mayor al ancho de banda de coherencia del canal B_c . En este caso, el período de símbolo es muy corto, menor al RMS delay spread. Esto produce Interferencia intersimbólica (del inglés, Intersymbol interference). Matemáticamente, el desvanecimiento selectivo en frecuencia se da cuando [16]

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

1.4.2.5 Modelos de Distribución Desvanecimiento a pequeña escala

Distribución Rayleigh

La distribución de Rayleigh es utilizada para describir estadísticamente un canal inalámbrico, cuando la línea de visión directa (LOS) es interrumpida por un obstáculo entre el transmisor y el receptor. Además, la potencia se distribuye exponencialmente.

En 1.7 se expresa la distribución de probabilidad de Rayleigh [16]

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

donde:

σ^2 : potencia promedio recibida.

Distribución Rician

La distribución Rician, Rice o Rician se caracteriza por tener línea de visión directa y adicional varias ondas reflejadas mucho más tenues entre el transmisor y el receptor. En 1.8 se expresa la función de densidad de probabilidad [16]

$$p(r) = \left\{ \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right), \quad \text{para } A \geq 0, r \geq 0 \right\}, \quad (1.8)$$

donde:

A : amplitud de la señal dominante.

σ : desviación estándar de la potencia.

I_0 : es la función de Bessel modificada de orden cero.

En la distribución de Rician se define un factor K que describe la relación entre la potencia de la señal dominante y la potencia de las señales dispersas. Matemáticamente, K en dBs es dad por [16]

$$K = 10 \log \frac{A^2}{2\sigma^2} \text{ (dB)}. \quad (1.9)$$

1.4.2.6 Ruido AWGN

Típico ruido blanco aditivo gaussiano (AWGN, Additive White Gaussian Noise) el cual se adhiere a la señal y limita la transmisión de información, con compones espectrales de la luz blanca y con comportamientos Gaussianos [21].

El ruido puede ser provocado por la vibración térmica de los átomos en las antenas, la radiación de cuerpo negro de la tierra u otros objetos que irradian calor. La expresión en 1.10 determina la potencia del ruido [22]

$$P_{\text{ruido}} = kT_{\text{ref}}F_NW, \quad (1.10)$$

donde:

k : es la constante de Boltzman ($k = 1.38066 \times 10^{-23} \text{ J/K}$)

F_N : es el factor de ruido que usualmente es llamada también, "Figura de Ruido"

T_{ref} : es la temperatura de ruido de referencia 290° grados K.

W : es el ancho de banda

1.4.3 MODULACIÓN DIGITAL

La modulación es un conjunto de técnicas que permite obtener mayores alcances en la transmisión y radiación de energía más efectiva, variando frecuencia, fase o amplitud. Además de mejorar la resistencia contra ruidos e interferencias [23].

La modulación QAM (del inglés, Quadrature Amplitude Modulation), varia simultáneamente los parámetros de amplitud y fase en la onda portadora. La eficiencia espectral de QAM es la misma que PSK, pero QAM tiene mejor eficiencia en potencia. También es importante resaltar que su envolvente es constante [24].

Este tipo de modulación nos permite obtener salidas del tipo $M = 2^k$, donde k representa un grupo de bits, y M el nivel de modulación [24].

1.4.3.1 4-QAM

Una señal 4-QAM tiene $M = 4$ niveles de modulación, en donde cada estado agrupa $k = 2$ bits, es decir contiene 4 valores binarios: 00, 01, 10, 11, que corresponden a determinadas fases, donde el cambio de fase es de 90 grados entre uno y otro, formando así una constelación como muestra la Figura 1.5. Además, el factor de normalización utilizado para normalizar los valores de potencia promedio es de $1/\sqrt{2}$ [15].

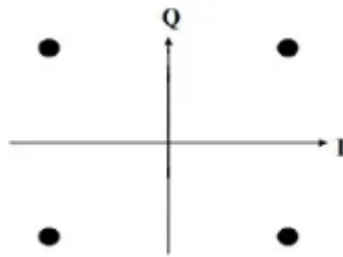


Figura 1.5. Constelación de la modulación 4-QAM [24].

1.4.3.2 16-QAM

Una señal 16 QAM (ver Figura 1.6) se comprende de $M = 16$ estados, donde cada símbolo lleva $k = 4$ bits [24]. El factor de normalización que se utiliza es de $1/\sqrt{10}$ [15].

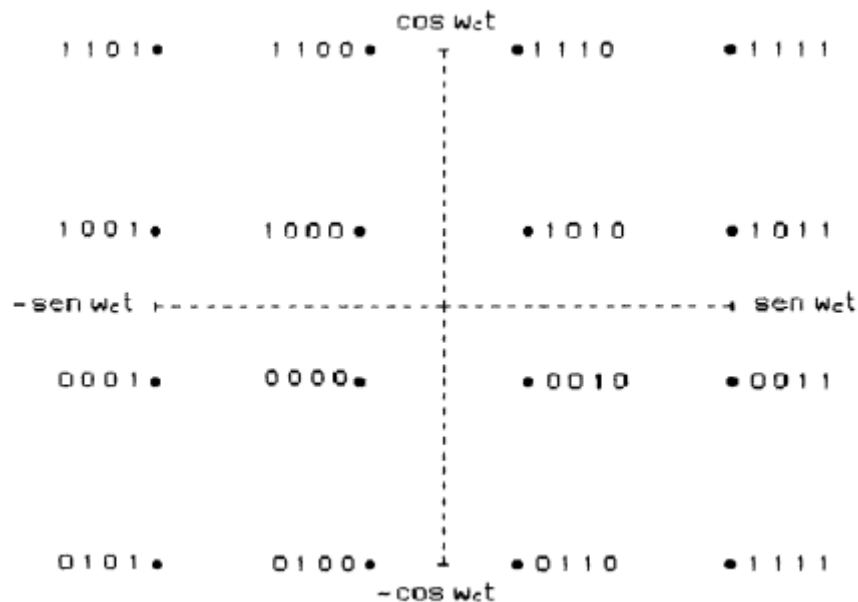


Figura 1.6. Constelación de la modulación 16-QAM [24].

1.4.3.3 64-QAM

Una señal 64-QAM se comprende de $M = 64$ estados, donde cada símbolo lleva $k = 6$ bits [24]. El símbolo al contener más bits transmitirá más información en un lapso, pero se podrían tener interferencias entre símbolos por sus cercanías en la constelación. El factor de normalización que se utiliza es de $1\sqrt{42}$ [15].

1.4.4 MÉTRICAS PARA LA EVALUACIÓN DE RENDIMIENTO DEL SISTEMA

Las métricas de desempeño en una red inalámbrica nos permiten evaluar el desempeño de dicha red a través de la variación de los diferentes parámetros de red configurados. A continuación, se introducen las métricas más utilizadas en la teoría de comunicación.

1.4.4.1 Signal to Noise Ratio

La relación señal-ruido, S/R o del inglés SNR (signal-to-noise-ratio) se define como la proporción existente entre la potencia de salida de la señal que se transmite y la potencia del ruido que la corrompe, medida en decibelios [25]. En 1.11 se define como se calcula la SNR [15]

$$SNR [dB] = 10\log\left(\frac{P}{N_0}\right). \quad (1.11)$$

Por otro lado, cuando se incluye la presencia del canal inalámbrico, la SNR en recepción se calcula como:

$$SNR_{Rx} = \gamma = \frac{P |h|^2}{WN_0}, \quad (1.12)$$

donde:

P : potencia de la señal transmitida.

N_0 : potencia del ruido.

$|h|^2$: ganancia del canal.

W : ancho de banda (normalizado a la unidad).

1.4.4.2 Definición E_b/N_0

En 1.13 se muestra matemáticamente cómo la SNR puede ser expresada en términos de la energía de la señal por bit E_b o por símbolo E_s [15]

$$SNR_{Rx} = \frac{P}{N_0 W} = \frac{E_s}{N_0 W T_s} = \frac{E_b}{N_0 W T_b}, \quad (1.13)$$

donde:

T_b : tiempo de bit.

T_s : tiempo de símbolo.

En los sistemas de comunicación digital, a diferencia de la SNR, es más usado el E_b/N_o para determinar la calidad del rendimiento. Por lo tanto, en base a 1.13, se define E_b/N_o como la relación entre la energía de la señal por bit y la densidad espectral del ruido, formando así la siguiente expresión [15]

$$\frac{E_b}{N_o} = SNR_{Rx} * W * T_b = SNR_{Rx} * \frac{W}{R}, \quad (1.14)$$

donde:

R : Tasa de transmisión de datos

1.4.4.3 Bit Error Rate (BER)

El BER es la cantidad de bits recibidos con errores dividida por la cantidad total de bits recibidos, durante un período de tiempo dado.

$$BER = \frac{\text{número de bits errados}}{\text{número total de bits enviados}}. \quad (1.15)$$

1.4.4.4 Probabilidad de corte de la comunicación (Outage Probability)

Antes de definir en sí la probabilidad de corte de la comunicación, primero es necesario definir la capacidad de canal en un sistema de comunicación. En particular, Shannon describe a la capacidad de canal como el máximo de datos que pueden ser enviados por el canal inalámbrico. Matemáticamente, se define por [26]

$$C = \log_2(1 + \gamma), \quad (1.16)$$

Donde γ es dada por 1.12. La probabilidad de corte de comunicación se define como el punto en el que el valor de la potencia del receptor cae por debajo del umbral de transmisión R (donde el valor de la potencia se relaciona con la relación mínima de la señal a ruido). Es decir, la probabilidad de que no se alcance una tasa de información determinada debido a la capacidad variable del canal. En base a lo anterior, la probabilidad de corte de la comunicación (outage probability), se define por [14]:

$$P_{out} = \Pr(C < R), \quad (1.17)$$

Reemplazando 1.16 en 1.17 obtenemos:

$$P_{out} = \Pr(\log_2(1 + \gamma) < R), \quad (1.18)$$

donde:

$\Pr(\cdot)$: denota Probabilidad.

Cabe mencionar que, esta métrica es muy útil principalmente cuando no se conoce el estado del canal (Channel State Information - CSI) por el cual se va a transmitir información. Es decir, la probabilidad de corte de comunicación mide la probabilidad de que el receptor no esté en condiciones de decodificar la información recibida debido a los efectos que introduce el canal en la señal recibida.

1.4.4.5 Tasa media alcanzable (Average Capacity)

A diferencia de la probabilidad de corte, la tasa media alcanzable es una métrica ampliamente usada cuando el CSI del sistema es conocido por el transmisor. De esta forma, la fuente puede adaptar su tasa de transmisión acorde a $R \leq C$, y así evitar que exista un corte en la comunicación. Generalmente, para maximizar la tasa de información transmitida, la fuente transmite a $R = C$, cuando las condiciones del canal son buenas, caso contrario se baja la tasa R [27].

En base al conocimiento del CSI, la gran mayoría de la información puede ser decodificada en el lado del receptor debido a la tasa de transmisión adaptativa según el estado del canal. Acorde a lo anterior, la tasa media alcanzable se define como el promediado de la capacidad de canal sobre todas las ganancias del canal, por [27]

$$\bar{C} = E[\log(1 + \gamma)], \quad (1.19)$$

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

1.4.5 SUPERFICIES INTELIGENTES RECONFIGURABLES (RIS)

La RIS también conocida como IRS (del inglés, intelligent reflecting surface) es una metasuperficie plana constituida por una gran cantidad de elementos pasivos reflexivos, los cuales permiten cambiar las propiedades electromagnéticas de la señal incidente de una manera personalizada [28]. Específicamente, la RIS puede cambiar la fase, amplitud e incluso la polarización de las señales incidentes sobre cada elemento reflexivo, para después redirigirla mediante un tipo de beamforming pasivo hacia un destino en particular. Este proceso maximiza la SNR en el lado del receptor, mejorando las prestaciones del sistema de comunicación. Los elementos de la RIS usualmente están conectados a un controlador externo, a través del cual, la estación base puede programar las fases o amplitudes de las ondas incidentes en los elementos reflexivos. Para que esta programación de fases y amplitudes sea adecuada, es necesario que el controlador

conjuntamente con la fuente de transmisión tengan conocimiento parcial o total del CSI del sistema de comunicación.

A lo anterior hay que añadirle que las superficies reconfigurables inteligentes, no se recalentarán ni consumirán grandes cantidades de energía, ya que, al ser elementos pasivos, tienen la gran ventaja de reducir casi por completo el consumo de baterías por lo que sumando a lo compacto de los arreglos, son perfectos para instalaciones indoor u outdoor, sin causar daños visuales a la sociedad tal como lo hacen las torres de telecomunicaciones y monopostes sin mimetizar [14].

Originalmente, la RIS fue pensada para ambientes donde existan obstáculos, ya que RIS aprovecha todas las versiones de la señal que llegan con diferentes fases y amplitudes, formando un solo rayo dirigido hacia el usuario final. Sin embargo, al existir un enlace directo entre transmisor y receptor, la RIS puede tomar ventaja para alinear la señal directa con aquellas indirectas y así maximizar aún más la SNR del receptor [28].

Para el sistema propuesto en este trabajo, que se ilustra en la Figura 1.7, se observa como el Transmisor intenta enviar información hacia el usuario deseado a través de dos trayectorias, una con línea de vista mediante un canal Rician y el otro sin línea de vista, en donde se asiste por la RIS. En este sistema, se asume que los nodos de transmisión y recepción están equipados con una única antena, mientras que la RIS posee una gran cantidad de elementos reconfigurables.

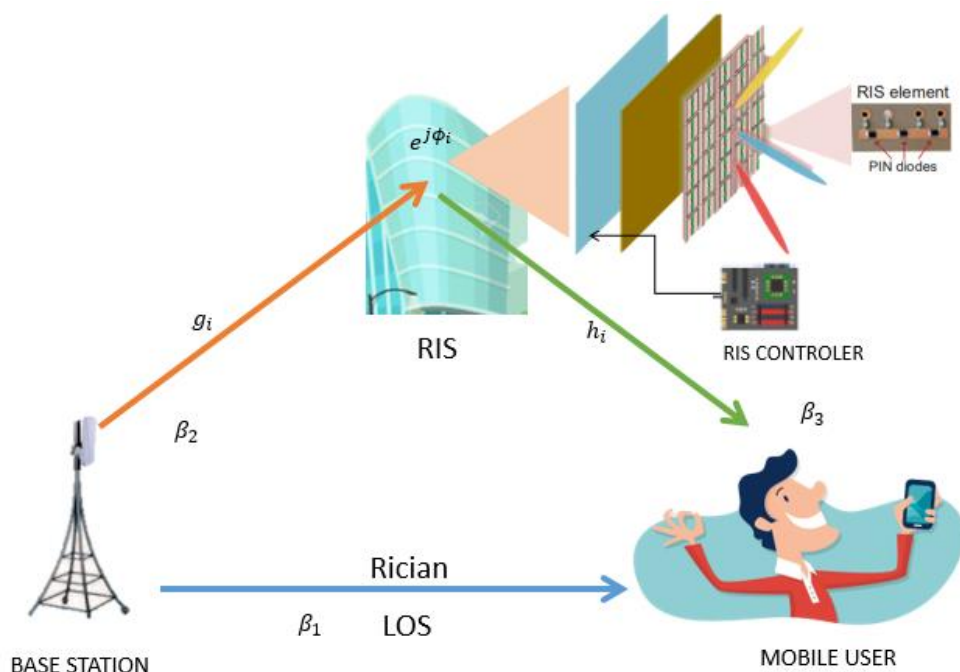


Figura 1.7. Escenario RIS con línea de vista [5].

En un sistema con RIS, la señal recibida en el lado del receptor se encuentra dada por:

$$y_i = \left(\sqrt{\beta_2 \beta_3} \sum_{i=1}^N g_i e^{j\theta_i} h_i + \sqrt{\beta_1} h_{Rician} \right) x + n \quad (1.20)$$

donde:

- N : número de elementos en la RIS.
- β_1 abarca las pérdidas por trayecto del enlace directo h_{Rician}
- β_2 abarca las pérdidas por trayecto para cada enlace g_i
- β_3 abarca las pérdidas por trayecto para cada enlace h_i
- n es el ruido AWGN con potencia σ_i^2
- g_i es el i -th canal entre T_X - RIS.
- h_i es el i -th canal entre la RIS - R_X .
- h_{Rician} : es el canal entre T_X - R_X .
- θ_i es la fase inducida por el i -th elemento de la RIS.
- j es el complejo imaginario, $\sqrt{-1}$.
- x es la señal transmitida.

Nótese que los canales g_i , h_i y h_{Rician} pueden ser expresados de manera polar, por lo que se tiene:

$$g_i = |g_i| e^{j\angle(g_i)}, \quad h_i = |h_i| e^{j\angle(h_i)}, \quad h_{Rician} = |h_{Rician}| e^{j\angle(h_{Rician})}, \quad (1.21)$$

donde:

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

$|\cdot|$: denota valor absoluto.

En base a lo anterior, teóricamente la fase inducida por el controlador RIS es diseñada de tal manera que permita cancelar las fases introducidas por los canales indirectos y que la señal resultante se sume constructivamente con la señal del enlace directo. Sin embargo, en la práctica, debido a factores como estimación parcial del canal, limitaciones de hardware, etc, persiste un error residual en el diseño de fase de cada elemento de la RIS, denotado φ_i . Por lo que, la fase inducida por cada elemento de la RIS es dada por:

$$\theta_i = \angle(h_{Rician}) - \angle(g_i) - \angle(h_i) + \varphi_i. \quad (1.22)$$

A continuación, reemplazando (1.22) en (1.20), se tiene que el canal equivalente de RIS, puede ser expresado como:

$$\begin{aligned}
h_{eq} &= \sqrt{\beta_2\beta_3} \sum_{i=1}^N |g_i||h_i| e^{j(\angle(h_{Rician}) - \angle(g_i) - \angle(h_i) + \varphi_i + \angle(g_i) + \angle(h_i))} + \sqrt{\beta_1}|h_{Rician}| e^{j(\angle(h_{Rician}))}, \\
h_{eq} &= \sqrt{\beta_2\beta_3} \sum_{i=1}^N |g_i||h_i| e^{j(\angle(h_{Rician}) + \varphi_i)} + \sqrt{\beta_1}|h_{Rician}| e^{j(\angle(h_{Rician}))}, \\
h_{eq} &= \sqrt{\beta_2\beta_3} \sum_{i=1}^N |g_i||h_i| e^{j(\varphi_i)} + \sqrt{\beta_1}|h_{Rician}|. \tag{1.23}
\end{aligned}$$

Sin pérdida de generalidad desde $\angle(h_{Rician})$ está presente en ambas señales a ser sumadas en el sistema propuesto, este término puede ser excluido, de tal forma que, solo el error residual es considerado. Para el siguiente trabajo el error de fase φ_i es modelado con la ayuda de la distribución von Mises, cuya función de distribución de probabilidad es dada por:

$$p(r) = \frac{\exp(\kappa \cos(r))}{2\pi I_0(\kappa)}, \tag{1.24}$$

donde se tiene:

I_0 : Función modificada de Bessel de orden cero.

κ : Concentración de la distribución (severidad del error de fase en la RIS).

Los valores altos de κ nos llevan a un error bajo en el sistema RIS por ende un error alto se deberá a valores bajos de κ .

A partir de 1.12 y considerando el canal equivalente de la RIS, la SNR en recepción puede ser reescrita por:

$$SNR_{RX} = \gamma = \frac{P |h_{eq}|^2}{N_o}. \tag{1.25}$$

2 METODOLOGÍA

2.1 PRELIMINARES

En este capítulo se describe el proceso de simulación de los sistemas inalámbricos propuestos en el capítulo 1. Para este fin, se utilizó el software Matlab versión R2016a.

La configuración de los parámetros de sistema del sistema de RIS con enlace directo son: nodos de red, T_x y R_x equipados con una única antena, mientras la RIS está compuesta

de *NRIS* elementos reconfigurables. Además, los canales indirectos ($Tx - RIS$, $RIS - Rx$) están sujetos a desvanecimiento de corta escala tipo Rayleigh, mientras que el enlace principal sigue desvanecimiento modelado por Rician. Cabe mencionar que se consideran aspectos prácticos usados en un ambiente urbano a través del uso de la normativa 3GPP. Dentro de estos aspectos se encuentran las ganancias de antenas, frecuencia de operación, potencia del ruido, desvanecimiento a larga escala, entre otros. Finalmente, la severidad de los errores de fase de la RIS para direccionar la señal hacia un destino en particular es modelada con la distribución Von Mises.

Para la evaluación del desempeño de los sistemas a ser comparados, se usan las siguientes métricas:

- BER vs E_b/N_0
- Probabilidad de Corte de la comunicación (OP) vs SNR
- Tasa Media de Datos Alcanzable (AC) vs SNR.

Para realizar un barrido de varios escenarios de red en la generación de las gráficas de desempeño, se variaron varios parámetros de red, tales como: número de elementos en la RIS, intensidad del enlace directo, tipo de modulación, entre otros. Para un mejor entendimiento sobre la metodología utilizada para la obtención de cada métrica en las Figuras 2.1-2.2, se detallan los diagramas de flujo del BER, OP, y AC.

2.2 SISTEMA ASISTIDO POR RIS CON ENLACE DIRECTO

A continuación, en la Figura 2.1, se presenta el diagrama de flujo para el cálculo del BER. Seguidamente en la Figura 2.2. Podemos hallar el diagrama de flujo para obtener la simulación del Probabilidad de Corte (OP) y Tasa media Alcanzable (AC).

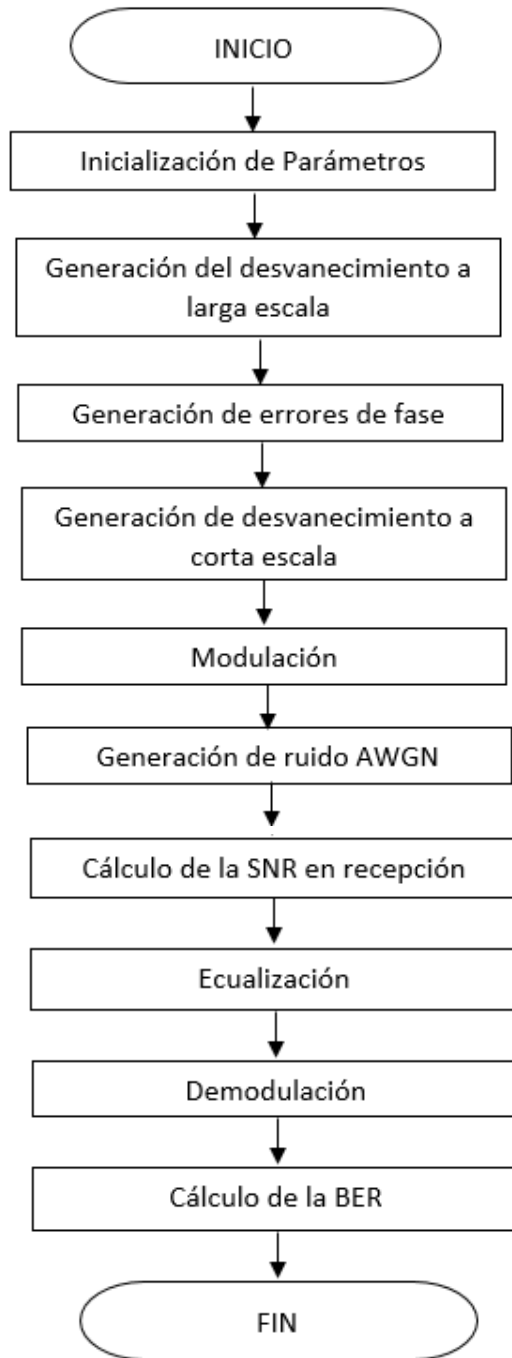


Figura 2. 1. Diagrama de Flujo para la simulación del BER.

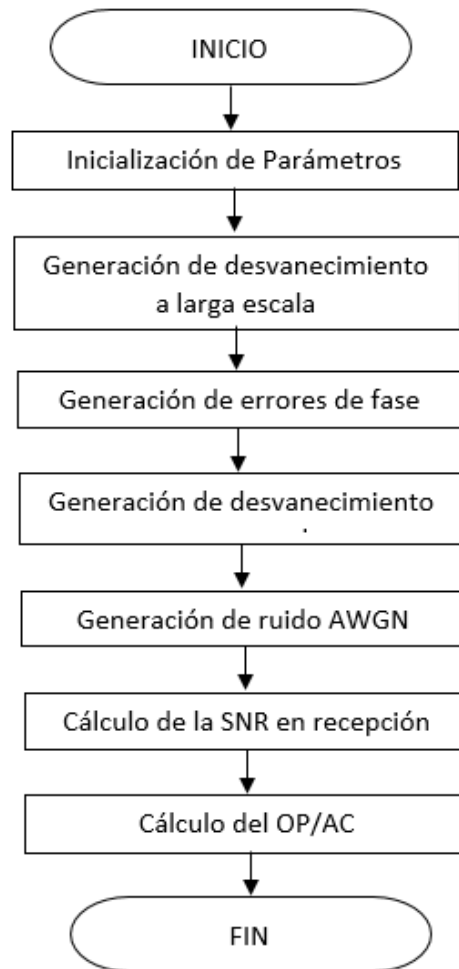


Figura 2. 2. Diagrama de Flujo para la simulación de Probabilidad de Corte (OP) y Tasa media Alcanzable (AC).

2.2.1 PARÁMETROS DE INICIALIZACIÓN

En la Tabla 2.1 se definen los parámetros que fueron utilizados en la simulación de cada una de las métricas de desempeño antes mencionadas en el software Matlab.

Tabla 2.1. Definición de nomenclatura utilizada.

Parámetro	Definición
N_{sim}	Número de muestras
$NRIS$	Número de elementos en la RIS
m	Define el tipo de modulación
SNR	Relación señal a Ruido
$pathloss_{3GPP_LOS}$	Valor de Path Loss para entorno LOS
$antennaGainS$	Ganancia en la antena fuente

$antennaGainR$	Ganancia de cada elemento de la RIS
$antennaGainD$	Ganancia en la antena Destino
d_{Tx_RIS}	Distancia entre el Transmisor y la RIS
d_{Tx_Rx}	Distancia entre el Transmisor y el Receptor
d_{RIS_Rx}	Distancia entre el RIS y el Receptor
dv	Distancia Vertical entre el Tx y el punto A
$d1$	Distancia entre el punto A y Rx
P_{ruido_dbm}	Potencia del ruido en dBm en base a 3GPP
omg	Potencia de la parte difusa/multitrayecto en <i>Watts</i>
k_{dB}	Potencia en dBs de la relación entre la señal del rayo directo/componentes multitrayecto
k_{lin}	Potencia de <i>Watts</i> de la relación entre la señal del rayo directo/componentes multitrayecto
h_{rician}	Canal Rician entre Tx y Rx
$heqRIS$	Canal equivalente del sistema con RIS
h_i	$i - th$ canal entre el enlace $RIS - RX$ que sigue distribución Rayleigh
$kappa (\kappa)$	Error de fase inducido en la RIS
f_c	Frecuencia de operación

2.2.2 CÁLCULO DE DISTANCIAS

Para un mejor entendimiento de las distancias definidas en la Tabla 2.1, en la Figura 2.3, se detalla todas las distancias que intervienen en el sistema utilizado con RIS. Cabe mencionar que el sistema sin RIS, es el mismo de la Figura 2.3 pero sin la presencia de la RIS.

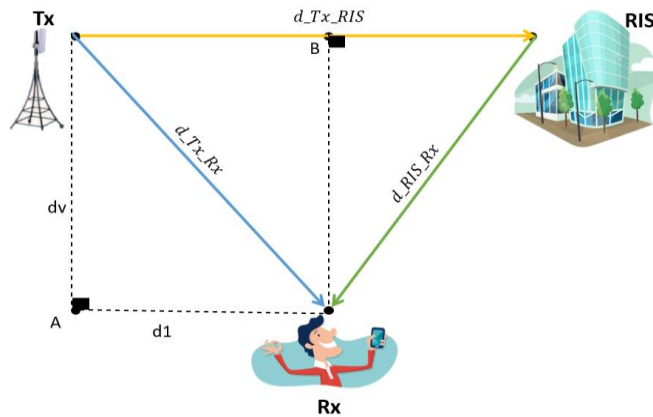


Figura 2.3. Ubicación de elementos y distancias dentro del sistema.

Las distancias d_1 , dv y d_{Tx_RIS} de la Figura 2.3 son valores fijos configurados como datos dados. En base a esto, en la Figura 2.4 se muestra el código empleado para el cálculo de las demás distancias que intervienen en el sistema. Cabe mencionar que éstas son utilizadas para los sistemas con/sin RIS.

```
%% PArámetros de la Red
d_TX_RIS = 90;
dv = 30;
d1 = 80;
d_TX_RX = sqrt(d1^2+dv^2);
d_RIS_RX = sqrt((d1-d_TX_RIS)^2+dv^2);
```

Figura 2. 3. Cálculo de distancias entre los elementos de la red con RIS.

2.2.3 GENERACIÓN DE DESVANECIMIENTO A LARGA ESCALA

A partir de las expresiones definidas en la Tabla 1.1 para el cálculo del desvanecimiento a larga escala según la normativa 3GPP. En la Figura 2.5 se muestra las funciones en Matlab empleadas para el cálculo del path-loss en ambientes tanto LOS como NLOS.

```
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. Generación de desvanecimiento a larga escala para ambientes LOS y NLOS.

Note en la Figura 2.5 que, la variable x en funciones implementadas representa la distancia calculada en el apartado anterior (como por ejemplo, d_{Tx_RIS}). Además, f_c denota la frecuencia de operación utilizada en el sistema.

2.2.4 GENERACIÓN DE ERRORES DE FASE

Para la generación de errores de fase en la RIS, se hace uso de la Función de distribución Von Mises. En la Figura 2.6, se muestra la función utilizada para implementar dicha función- En el código, las variables que necesita la función como parámetros de entrada, tales como *NRIS*, *Nsim* y *kappa* son definidas en la Tabla 2.1.

```
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. 4. Función Von Mises.

Es importante resaltar que los errores de fase en la RIS hacen que la simulación del sistema sea más realista, ya que en la práctica para no tener errores de fase en la RIS se debería conocer perfectamente el estado del canal de todos los nodos en la red por parte del transmisor, lo cual es inviable. En la Figura 2.7, se da un ejemplo de cómo utilizar la función dada en la Figura 2.6, una vez que se han establecido los valores de entrada de la función.

```
kappa=6;
errors=vonMisesSim(NRIS,Nsim,kappa);
```

Figura 2. 5. Uso de la función Von Mises

2.2.5 GENERACIÓN DESVANECIMIENTO A CORTA Y LARGA ESCALA

En este apartado se muestra cómo se generaron los coeficientes de desvanecimiento a larga escala del sistema propuesto en la Figura 1.7, a saber, β_1 , β_2 , β_3 . Para el cálculo de estos parámetros se hace uso de la función de path-loss definida en la Figura 2.5, y de las ganancias de las antenas de cada nodo que interviene en el sistema. En la Figura 2.8, se muestra el código implementado.

```
beta2_Tx_RIS = pathloss_3GPP_LOS(d_TX_RIS)*antennaGainS*antennaGainR;
beta3_RIS_RX = pathloss_3GPP_LOS(d_RIS_RX)*antennaGainR*antennaGainD;
beta1_NO_RIS = pathloss_3GPP_LOS(d_TX_RX)*antennaGainS*antennaGainD;
```

Figura 2.8. Cálculo de los coeficientes de desvanecimiento de gran escala.

En la Figura 2.9, se muestra la generación de los canales de desvanecimiento a corta escala de los enlaces *Tx – RIS* (denotados por g_i), y *RIS – Rx* (denotados por h_i). Así

mismo se muestra la generación del canal del enlace directo, etiquetado como h_{rician} . Para un mejor entendimiento de los canales mencionados puede verificar la Figura 1.7. Como se mencionó previamente, los canales g_i y h_i siguen una distribución tipo Rayleigh. Por lo que, para su simulación se usó una variable compleja gaussiana de media cero y varianza unitaria, a través del comando *randn* en Matlab. Por otro lado, para la implementación del canal directo Rician, se hace uso una función, dónde los parámetros de entrada son aquellos definidos en 1.8-1.9.

```

% Canales Indirectos
gi=sqrt(beta2_Tx_RIS)*(randn(NRIS,Nsim)+li*randn(NRIS,Nsim))./sqrt(2);
hi=sqrt(beta3_RIS_RX)*(randn(NRIS,Nsim)+li*randn(NRIS,Nsim))./sqrt(2);
% Canal Rician
h_d=sqrt(beta1_NO_RIS)*(RicianMC(Nsim,K_lin,omg));

```

Figura 2.9. Generación de canales con desvanecimiento a corta escala.

Donde:

```

function [ ric ] = RicianMC(Nsim,K,omg)
    ric=sqrt((K)/((K+1)*omg))+omg/sqrt(K+1).*(1/sqrt(2)*(randn(1,Nsim)+li*randn(1,Nsim)));
end

```

Figura 2.10. Función RicianMC.

2.2.6 GERACIÓN DEL RUIDO AWGN

En base a 1.10, en la Figura 2.11, se ilustra el código implementado para la generación de ruido AWGN, en el cual siguiendo las configuraciones ofrecidas por la normativa 3GPP, se ha establecido $T = 290^{\circ}K$, $F_N = 10 \text{ dB}$ y $W = 10\text{MHz}$:

```

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

```

Figura 2.11. Potencia de Ruido AWGN.

2.2.7 CALCULO DE LA SNR EN RECEPCIÓN

A través de la formulación matemática dada en 1.23, en la Figura 2.12, se muestra la implementación del canal equivalente del sistema con RIS en Matlab. Note también que se hace uso de los errores de fase dados en la Figura 2.7.

```

%Canal equivalente.
heqRIS=sum(abs(gi).*abs(hi).*exp(li.*errors),1)+abs(h_rician);

```

Figura 2.12. Canal Equivalente usando RIS.

Finalmente, con el cálculo del canal equivalente de la RIS y la potencia del ruido, se procede a calcular la SNR de recepción. Con la formulación dada en 1.25, en la Figura 2.13, se muestra el código utilizado para dicho propósito.

```

%SNR de Recepción
Gamma_RIS_matricial=((abs(heqRIS).^2)*db2pow(SNRdb-P_ruido_dbm)');

```

Figura 2.13. Calculo de la SNR en Recepción.

2.3 CÁLCULO DE MÉTRICAS DE DESEMPEÑO

2.3.1 BER

En la Figura 2.14, se detallan los parámetros de inicialización necesarios para establecer el tipo de modulación de flujo de datos (denotado como M).

```

%-----Entradas-----
Nsim=1e5;           %numero de simbolos
EbN0dB=-45:2:30;   %Eb/N0 en dB
fc=3;              %frecuencia operacion
m=4;               % 2^m, donde m define el tipo de modulacion.
bits=randi([0 1],1,Nsim*m); %Generación de flujo de datos
M = 2^m;           %Tipo de modulación

```

Figura 2.14. Parámetros de entrada.

Para el cálculo del BER, se debe usar una función para modelar los bits a ser transmitidos desde el Receptor, es decir que la modulación se realiza en el lado del Receptor y por ende se deberá demodular la señal en el lado del Transmisor. La técnica de modulación usada en el presente trabajo es Q-AM. Se usa la función de la Figura 2.15.

```

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 2.15. Función Modulador Q-AM.

Para usar la función, se debe especificar los valores de inicialización: *bits*, *Nsim*, *m*, descritos en la Tabla 2.1. Los valores a la salida de esta función se almacenan en la *x*, tal como se muestra en la Figura 2.16. Finalmente, el valor de *m* define el tipo de modulación, es decir que si:

$m = 1$ sería modulación BPSK

$m = 2$ modulación 4-QAM/QPSK

$m = 4$ modulación 16-QAM

```
%%Modulador
x=modulador(bits,Nsim,m);
```

Figura 2.16. Uso de la Función modulador

A partir de 1.14, en la Figura 2.17. se muestra la SNR en el lado del Transmisor.

```
%%SNR en Tx
SNR = EbN0dB + 10*log10(m);
```

Figura 2.17. SNR en transmisión.

En la Figura 2.18, se presenta la simulación de ruido AWG, haciendo uso de la Potencia de Ruido ya expresada en la Figura 2.11.

```
%% Ruido AWG
ruido=sqrt(db2pow(P_ruido_dbm)).*(randn(Nsim,1)+1i*randn(Nsim,1)).*(1/sqrt(2));
```

Figura 2.18. Ruido AWG.

La ecuación matemática en 1.20, se encuentra reflejada en la Figura 2.19, donde se hace referencia a la señal recibida.

```
% Señal Recibida
y_RIS=heqRIS.*x+ruido/sqrt(10^(SNR(i)/10));
```

Figura 2.19. Señal recibida.

Donde *x* es la señal modulada que fue transmitida.

De acuerdo al diagrama de flujo descrito en la Figura 2.1. Después de la modulación, Generación de ruido AWG, Calculo de la SNR en Recepción, entonces es el momento de usar la ecualización.

```

%%%%%%%%% receptor%%%%%%%%%
% ecualizador
yequa_RIS=y_RIS./heqRIS;

```

Figura 2.20. Señal Transmitida y Ecualizador.

En la Figura 2.20. Tenemos un ecualizador sencillo, es básicamente la señal transmitida dividida para el canal equivalente.

Una vez que tenemos la señal ecualizada, se procede al uso de la función Demodulador, este se adjunta en la Figura 2.21.

```

%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. Demodulador.

La señal ecualizada pasa por el demodulador usando el código de la Figura 2.22. Donde obtenemos como resultado bits estimados, con esto podremos calcular el BER.

```

% demodulador
bitsestimadosRIS=demodulador(yequa_RIS,m); % con canal ecualizado

```

Figura 2.22. Uso de la Función Demodulador.

El BER es la relación entre bits errados sobre bits totales, basándonos en esto y explicando la Figura 2.23. El comando *symerr* compara los *bits* con los *bitsestimadosRIS* calculados anteriormente, y divide todo para la longitud de los bits originales.

```

% BER
berRIS(i)=symerr(bits,bitsestimadosRIS)/length(bits);

```

Figura 2.23. Cálculo del BER

2.3.2 CÁLCULO DE LA OP

Los parámetros de entrada se encuentran descritos en la Figura 2.24.

```

%-----Entradas-----
Nsim=1e4; %numero de muestras
Rth=1; % Tasa Tx
fc=3; %Frecuencia de operación en GHz
omg=1; %potencia parte scatering
K_dB=5; % potencia del rayo directo en db
K_lin=db2pow(K_dB); % potencia del rayo directo en lineal

```

Figura 2.24. Parámetros de entrada.

En la Figura 2.25 se muestra la SNR en el lado del transmisor.

```

%% SNR en el lado de Tx
SNRdb=(-45:0.05:30)-P_ruido_dbm; %Eb/NO en dB
SNR_line=db2pow(SNRdb); %En Watts

```

Figura 2.25. SNR en transmisión.

Para el caso de la Probabilidad de Corte, hacemos uso de la SNR en recepción como se había definido en la Figura 2.13 (denotada por $\Gamma_{\text{RIS_matricial}}$), y finalmente, usando 1.18, se define mediante código en Matlab la OP en el sistema RIS como se muestra en la Figura 2.26.

```

% calculo OP Con Ris
Gamma_RIS_matricial=((abs(heqRIS).^2)'*db2pow(SNRdb-P_ruido_dbm))';
OP_conRIS=sum((log2(1+Gamma_RIS_matricial))<Rth,2)/Nsim;

```

Figura 2.26. Calculo de la OP con RIS

2.3.3 TASA MEDIA ALCANZABLE AC

En la Figura 2.27, nuevamente definimos los parámetros de entrada para la métrica Tasa media alcanzable.

```

%-----Entradas-----
Nsim=1e4; %numero de muestras
fc=3; %Frecuencia de operación en GHz
omg=1; %potencia parte scatering
K_dB=5; % potencia del rayo directo en db
K_lin=db2pow(K_dB); % potencia del rayo directo en lineal

```

Figura 2.27. Parámetros de entrada.

Todo el procedimiento que se le da a la señal para la simulación de la métrica Probabilidad de corte en la señal, es similar para el cálculo de la tasa media alcanzable, es decir que se simula la SNR de Recepción al igual que la Figura 2.25, la diferencia para la AC se hace

evidente en las líneas de comandos mostradas en la Figura 2.28. Donde se usa el comando *mean* para el cálculo del promedio tal como se definió en 1.19.

```

% calculo AC Con Ris
Gamma_RIS_matricial=((abs(hcqRIS).^2)*db2pow(SNRdb-P_ruido_dbm)');
tasaalcanzaable_ConRIS=mean((log2(1+Gamma_RIS_matricial)),2);

```

Figura 2.28. Calculo de la Tasa Media Alcanzable

3 RESULTADOS, CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

3.1 ESCENARIO DE SIMULACIÓN

Los escenarios a desarrollarse en este proyecto, se detallan en la Figura 3.1, el primer escenario, denominado a), es un sistema inalámbrico común hoy en día, un sistema tradicional, este escenario está sujeto a: una Estación base a la que denominaremos Transmisor Tx , y por último un Receptor Rx , cabe mencionar que ambos usan una única antena y se comunican mediante un enlace LOS, esto conlleva tener línea de vista, sin obstáculos que bloqueen la señal, además de un desvanecimiento de tipo Rician.

En la parte derecha de la Figura 3.1, se muestra el segundo escenario etiquetado como b), en este escenario ya se hace evidente el uso de la RIS, colocada en la fachada de un edificio, así como también la presencia de Tx y Rx . Por lo que, la señal desde Tx hacia Rx llega tanto por la RIS y por el enlace directo, mejorando así la SNR en recepción. Para los tramos $Tx - RIS$ y $RIS - Rx$, se considera desvanecimiento plano de tipo Rayleigh.

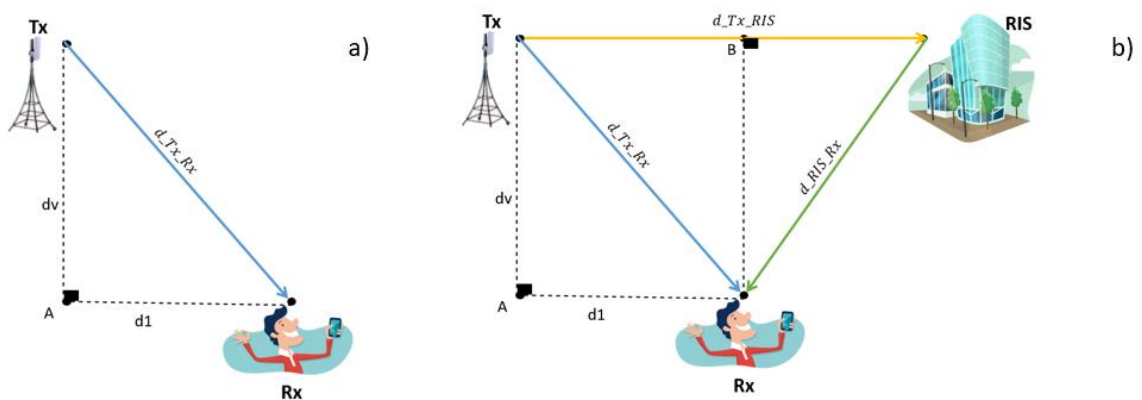


Figura 3. 1. a) Sistema inalámbrico tradicional b) Sistema inalámbrico asistido por RIS.

Los cálculos para las distancias en color azul y verde que se aprecian en la Figura 3.1, fueron plasmados en la Figura 2.4 mediante código en Matlab. El resto de parámetros fijos usados para todas las simulaciones, se muestran en la Tabla 3.1.

Tabla 3. 1. Parámetros fijos del sistema

Parámetros	Valor predeterminado
f_c	3 GHz.
$antennaGainS$	5 dBi.
$antennaGainR$	5 dBi.
$antennaGainD$	0 dBi.
$Nsim$	$1e^4$.
d_{Tx_RIS}	90 m
dv	30 m
$d1$	80 m
omg	1

3.2 RESULTADOS BER vs EB/NO

Para el análisis de las diferentes métricas presentadas en esta sección se varía algunos parámetros del sistema, tales como: número de elementos en la RIS, intensidad de la línea de vista, error de fase en el diseño de RIS, etc. Además, los canales indirectos en el sistema con RIS, es decir, $Tx - RIS$ y $RIS - Rx$ están sujetos a desvanecimiento tipo Rayleigh, mientras que el enlace directo para los sistemas con/sin IS es considerado de tipo Rician. A continuación, se presentan algunos escenarios considerando lo antes mencionado.

Caso 1: Variando el número de elementos en la RIS.

Para el análisis de la Figura 3.2, la señal que se transmite, usa modulación 16-QAM, un error de fase en la RIS despreciable, es decir, $\kappa = 6$, que se traduce a que los nodos tienen un buen conocimiento del CSI. Los valores de desvanecimiento tanto para el escenario con y sin RIS son configurados en base a las especificaciones regidas en la normativa 3GPP tanto para el caso LoS y NLoS.

Basado en lo anterior, los valores calculados para los desvanecimientos a larga escala en función de las distancias asumidas en la Tabla 3.1 para el caso del sistema con RIS son $\beta_1 = 3.1340 e^{-8} dB$, $\beta_2 = 8.8394 e^{-8} dB$ y $\beta_3 = 2.7910 e^{-7} dB$. Con respecto al caso del sistema sin RIS, se tiene que $\beta_1 = 3.1340 e^{-8} dB$. En esta Figura se varía el número de

elementos de la RIS, a saber, $NRIS = 40, 100, 200, 400$. Finalmente, la Intensidad de la línea de vista para los dos escenarios se configura a $K = 5dB$.

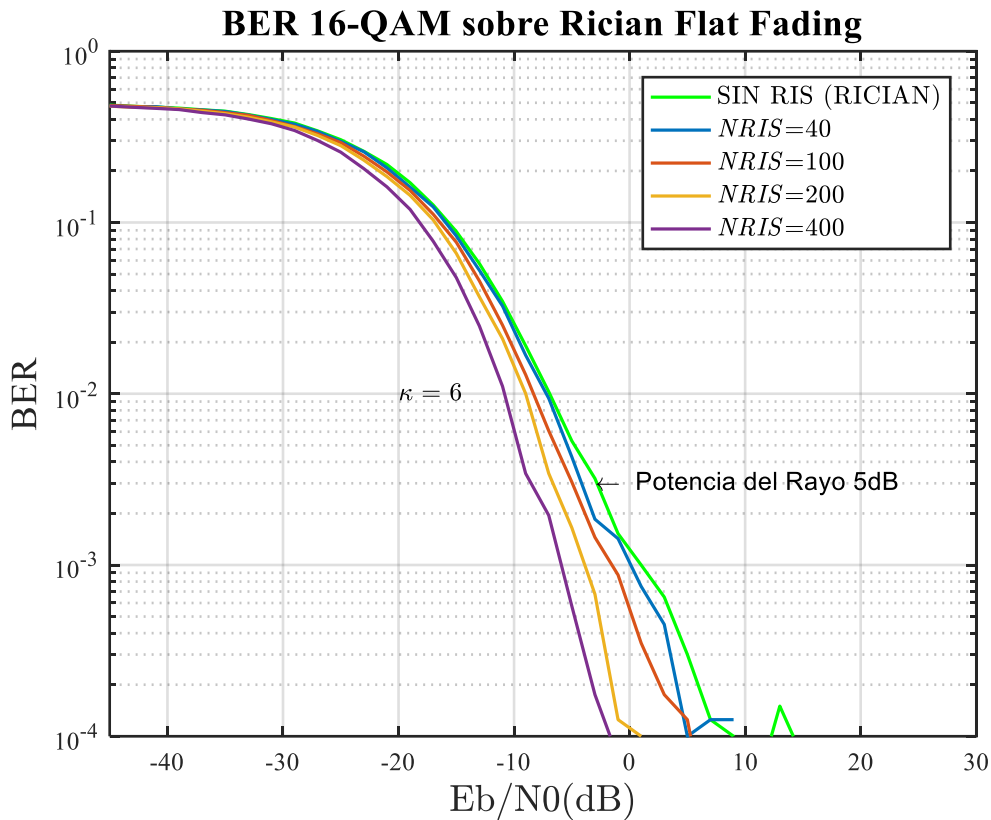


Figura 3.2. BER vs. E_b/N_0 ($NRIS$ variable).

La Figura 3.2, muestra el BER vs. E_b/N_0 para diferentes valores de elementos en la RIS. A partir de las curvas, se puede observar que el desempeño del BER mejora a medida que el número de elementos en la RIS aumenta. Cabe mencionar que recientemente en escenarios pilotos Outdoor desarrollados para la implementación de la tecnología RIS se considera por lo menos 1000 elementos en la RIS [29]; por lo que, las ganancias en desempeño serán muy significativas en redes de próxima generación a usar la tecnología RIS. Por otro lado, se observa que el desempeño del BER (curva verde) para el sistema tradicional es superado por todas las curvas dadas en el sistema con RIS. En este contexto, recuerde que, en ambos escenarios, con/sin RIS, se consideró $K = 5$ dB para el enlace $Tx - Rx$. Por lo que, se puede inferir que la RIS es un complemento que ayuda a maximizar la SNR en recepción cuando se dispone de un enlace con línea de vista. Finalmente, se puede mencionar que el número de elementos en la RIS otorga grados de libertad a un ingeniero al momento de diseñar la red bajo ciertos requerimientos de desempeño de BER. Por ejemplo, para obtener un BER de 10^{-4} , se necesitan 400 elementos en la RIS.

Caso 2: Variando el error de fase en la RIS.

En la Figura 3.3, se muestra el BER para diferentes valores de error de fase en la RIS. Las configuraciones realizadas para este sistema se describen a continuación. Se usa una modulación 16-QAM, la intensidad del enlace LOS es $K = 5\text{dB}$, se fija un número fijo de elementos en la RIS, es decir, $NRIS = 200$. Los valores de desvanecimiento de larga escala en función de la distancia son los mismos a aquellos considerados en la Figura 3.2.

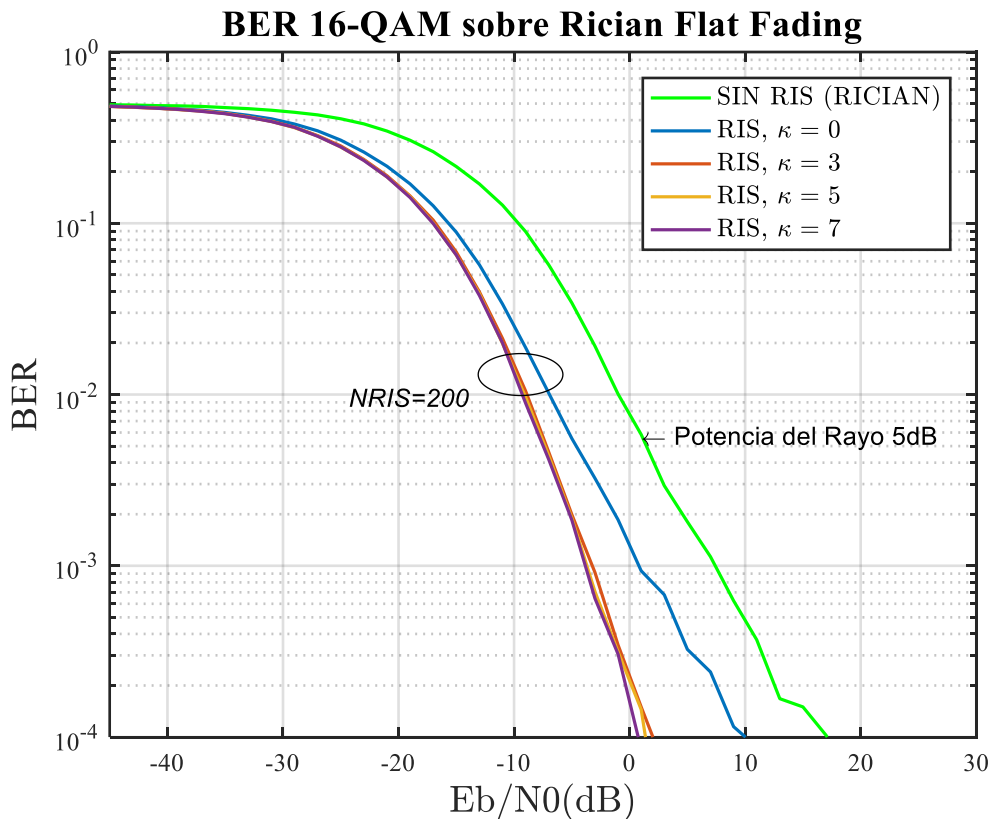


Figura 3.3. BER vs. E_b/N_0 (κ variable).

La Figura 3.3 ilustra el BER vs. E_b/N_0 asumiendo diferentes valores de errores de fase en la RIS, a saber, $\kappa = 0, 3, 5, 7$. Como primera observación en el sistema con RIS, note que existe una gran discrepancia del desempeño del BER para $\kappa = 0$ (caso correspondiente al conocimiento nulo del CSI), se tiene un diseño de fase en la RIS pobre, es decir el error sigue un distribución uniforme. En otras palabras, la RIS direcciona a cualquier lugar la señal que incide sobre ella, ayudando de manera poco significativa a maximizar la SNR en el lado del receptor. Sin embargo, en este peor escenario, la RIS, aún supera el desempeño dado por el sistema tradicional (curva verde). Ahora, note que para valores de error de fase $\kappa = 3, 5, 7$ no existe una gran diferencia en el desempeño del BER. Esto se debe a que se consideró pocos elementos en la RIS, $N = 200$. Este comportamiento puede cambiar a

medida que el número de elementos incrementa significativamente, de esta forma más elementos intervienen el diseño de fase, por ende, se podrá apreciar mejor los desempeños de BER para valores altos de κ .

Caso 3: Variando la intensidad de potencia de la línea de vista del enlace directo.

Para este escenario se considera diferentes valores de potencia para el enlace directo, $T_x - R_x$ en el sistema con RIS, mientras que en el sistema inalámbrico sin RIS se fija $K = 8 \text{ dB}$ para el enlace principal. Las configuraciones de red para ambos escenarios con/sin RIS son las siguientes: modulación 16-QAM, $\kappa = 3$, que es un valor que corresponde a un conocimiento parcial del CSI para realizar el diseño de error de fase en la RIS. Además, los valores de desvanecimiento de larga y corta escala son los mismo a los utilizados en la Figura 3.2. Aquí, se explora el desempeño del BER al asumir diferentes condiciones de intensidad de potencia en el enlace directo $T_x - R_x$.

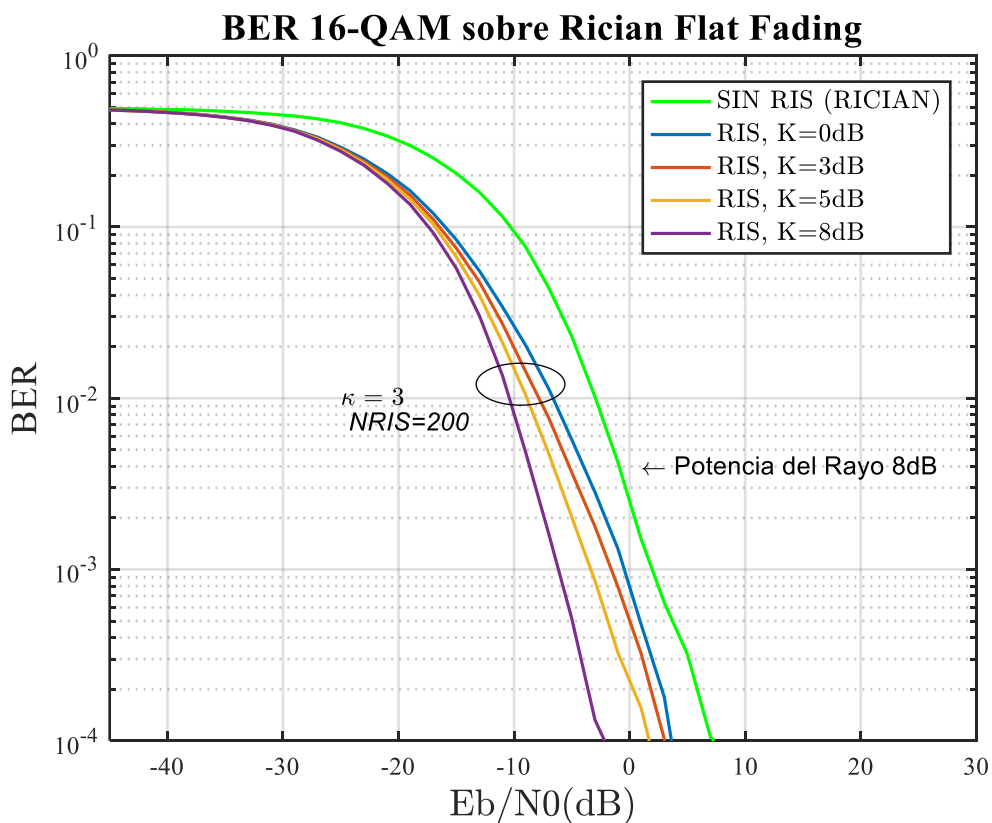


Figura 3.4. BER vs. E_b/N_0 (Intensidad de línea de vista variable).

En la Figura 3.4, se presenta el BER vs. E_b/N_0 variando la intensidad de potencia K del enlace directo, $T_x - R_x$. A partir de las figuras, note que el peor desempeño del BER con el sistema con RIS para $K = 0 \text{ dB}$ supera al desempeño del BER para el sistema convencional con $K = 8 \text{ dB}$. Por ejemplo, para obtener un BER de 10^{-3} se necesita

$E_b/N_0 = 0 \text{ dB}$ para el sistema con RIS con $K = 0 \text{ dB}$, mientras que para el sistema convencional para obtener la misma tasa de BER es necesario E_b/N_0 aproximado de 3 dB . Esta diferencia se vuelve mucho más evidente al tener en consideración un sistema con RIS asumiendo $K = 8 \text{ dB}$. En este caso, el BER antes mencionado es alcanzado para $E_b/N_0 = -5 \text{ dB}$.

3.3 RESULTADOS OP

Como ya se explicó en el apartado 1.4.4.4, esta métrica cuantifica la probabilidad de corte en la comunicación, y es útil para saber si una comunicación es adecuada o no en función de los parámetros de red. Para todas las gráficas de la métrica del Outage Probability vs. SNR se asume una tasa de transmisión $R = 1 \text{ [bps/Hz]}$, la intensidad de línea de vista $K = 5 \text{ dB}$ para ambos escenarios con/sin RIS, además de los parámetros fijos en la Tabla 3.1. Por lo que, los valores de desvanecimiento a larga escala son aquellos detallados en la Figura 3.2. Además, se asume que los canales indirectos, $TX - RIS$ y $RIS - Rx$ están bajo desvanecimiento Rayleigh, mientras que el canal de enlace directo es considerado de tipo Rician. A continuación, se muestran algunos resultados del OP al variar algunos parámetros de la red.

Caso 1: OP variando el número de elementos en la RIS.

En la Figura 3.5, se muestra la OP vs. SNR de transmisión, considerando diferentes valores de elementos reconfigurables en la RIS. En aras de igualdad en la comparación de desempeños del OP, para los dos modelos de sistema con/sin RIS propuestos se asume $K = 5 \text{ dB}$ para el enlace directo. Además, se configura $\kappa = 6$, lo que se traduce a que se dispone de un buen conocimiento del CSI entre los nodos de red.

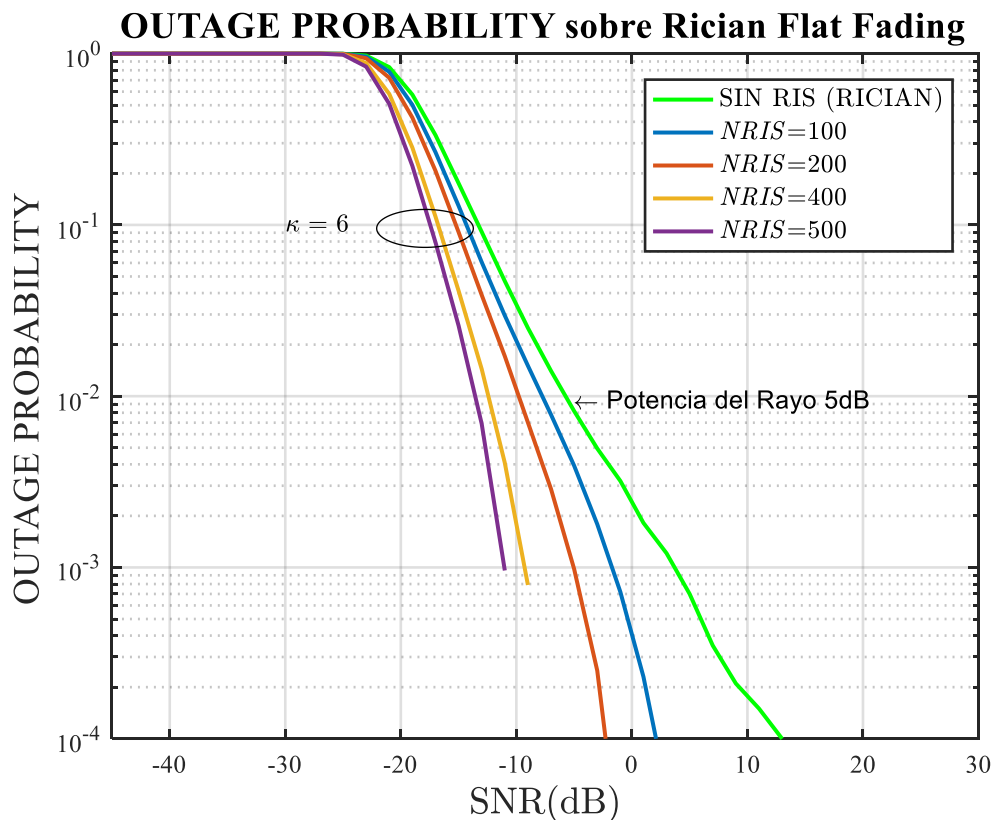


Figura 3.5. OP vs SNR en transmisión (NRIS variable)

A partir de las curvas mostradas en la Figura 3.5, se puede observar que el sistema con RIS otorga los mejores desempeños del OP en función de la SNR transmitida. En particular, la combinación de un diseño de fase robusto en la RIS (con $\kappa = 6$) para $NRIS = 500$ proporciona el mejor desempeño del OP, por ende, una mayor confiabilidad en la comunicación. Además, se ve claramente que para todos los valores de NRIS, el sistema convencional se ve superado en prestaciones. Por ejemplo, en el caso extremo asumiendo una SNR de transmisión aproximada de -11 dB se obtiene una OP de 10^{-3} con el sistema con RIS para $NRIS = 500$. Mientras que con el mismo valor de SNR de transmisión para el caso sin RIS se logra una OP de aproximadamente 10^{-3} . Esta diferencia es muy crítica en sistemas de comunicaciones que sean susceptibles a iteraciones en la comunicación.

Caso 2: OP variando el error de fase en la RIS.

En la Figura 3.6, se presenta la OP vs. SNR de transmisión, considerando diferentes valores en el diseño de errores de fase en la RIS. Cabe mencionar que estos errores en la práctica se deben a que en una red inalámbrica se puede obtener desde un conocimiento total a parcial del CSI de los nodos de red. Por lo que, cuando se asume un escenario con CSI parcial, se asume valores de κ bajos, mientras para el caso de un CSI muy bueno se

consideran valores de κ altos. De esta forma, se puede plasmar en la simulación el conocimiento de canal en el diseño de las fases de la RIS. Al igual que en la Figura 3.5, para los desempeños del OP en ambos escenarios propuestos con/sin RIS se considera $K = 5 \text{ dB}$ en el enlace con línea de vista. Además, se fija el número de elementos en la RIS a $NRIS = 450$.

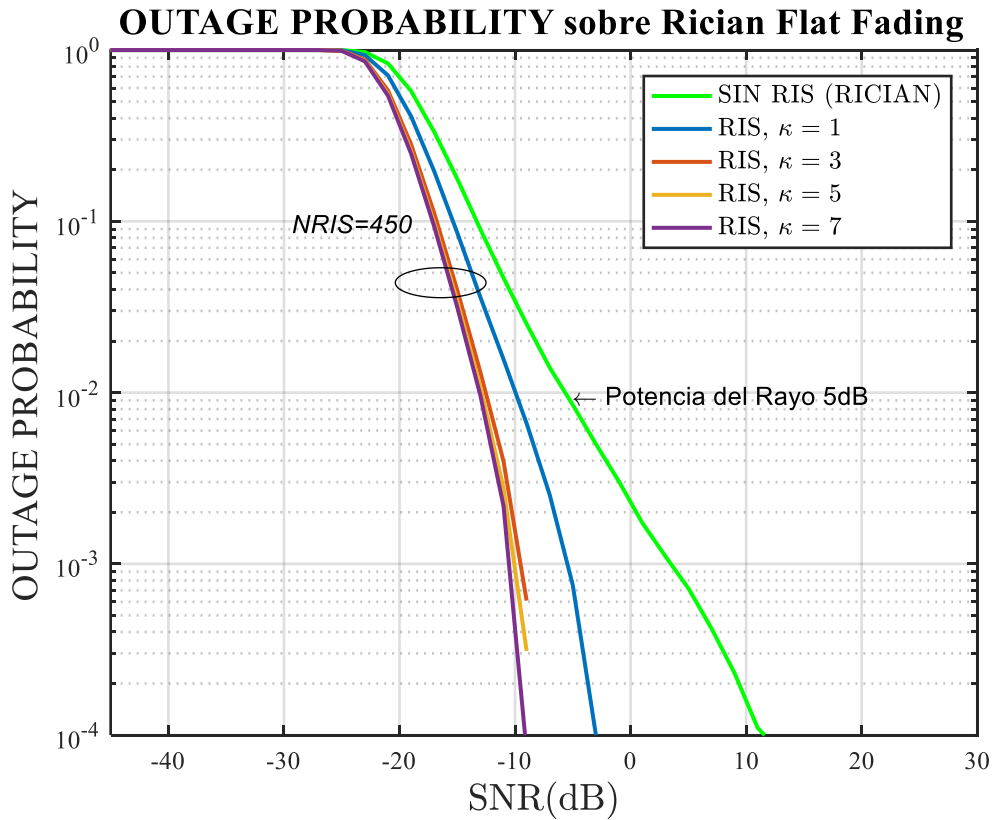


Figura 3.6. OP vs SNR en transmisión (κ variable)

A partir de las curvas en la Figura 3.6, se observa que para el caso propuesto el desempeño del OP con la tecnología RIS supera al comportamiento del OP cuando no se usa la RIS. Además, note que el desempeño del OP para $\kappa = 3, 5, 7$ son muy similares. En base a estos comportamientos, se puede inferir que no es necesario un conocimiento perfecto del CSI (como por ejemplo para $\kappa = 7$) en los nodos de red para alcanzar un mismo desempeño de OP con un conocimiento parcial del CSI (como por ejemplo para $\kappa = 3$). Esta observación es muy importante en la práctica, ya que en sistemas reales es muy difícil estimar de manera perfecta el CSI, y aún más cuando se trata de tecnologías emergentes como la RIS. Por lo que, este hallazgo es muy importante para el diseño de redes que utilicen la tecnología RIS como complemento para maximizar la SNR en recepción.

3.4 RESULTADOS TASA MEDIA ALCANZABLE (AVERAGE CAPACITY)

Aquí, se presenta los resultados numéricos calculados a partir de la métrica de desempeño conocida como la tasa media alcanzable de la comunicación, etiquetada a lo largo del escrito a través de sus siglas AC. Para la obtención de esta métrica de desempeño se usarán los parámetros del sistema configurados en la Tabla 3.1. Cabe recordar que esta métrica es ampliamente utilizada cuando el Tx tiene un buen conocimiento del CSI, por ende el Tx utiliza esta información para variar la tasa de transmisión evitando así el outage, o el corte de la comunicación. En el peor de los casos para la comunicación cuando el canal no soporte la modulación o la tasa de transmisión a la cual se envía los datos. En el mejor de los casos por otra parte, el Tx puede transmitir a tasas cercanas a la capacidad del canal mejorando así las prestaciones del sistema. Los valores de desvanecimiento a larga escala para los escenarios presentados son los mismo que las métricas anteriores. Así como también el desvanecimiento a corta escala, Rayleigh para los canales indirectos y Rician para el canal directo. A continuación, se muestran dos casos del AC variando el número de elementos en la RIS y el parámetro κ .

Caso 1: AC variando el número de elementos en la RIS.

En la Figura 3.7, se muestra el AC vs. SNR de transmisión variando el número de elementos en la RIS. Además, se considera $\kappa = 5$, que se traduce en un conocimiento robusto del CSI por parte de la estación base, logrando así un beamforming pasivo adecuado en la RIS al momento de redireccionar la señal hacia el receptor. La potencia del enlace directo entre Tx y Rx se configura a $K = 5dB$.

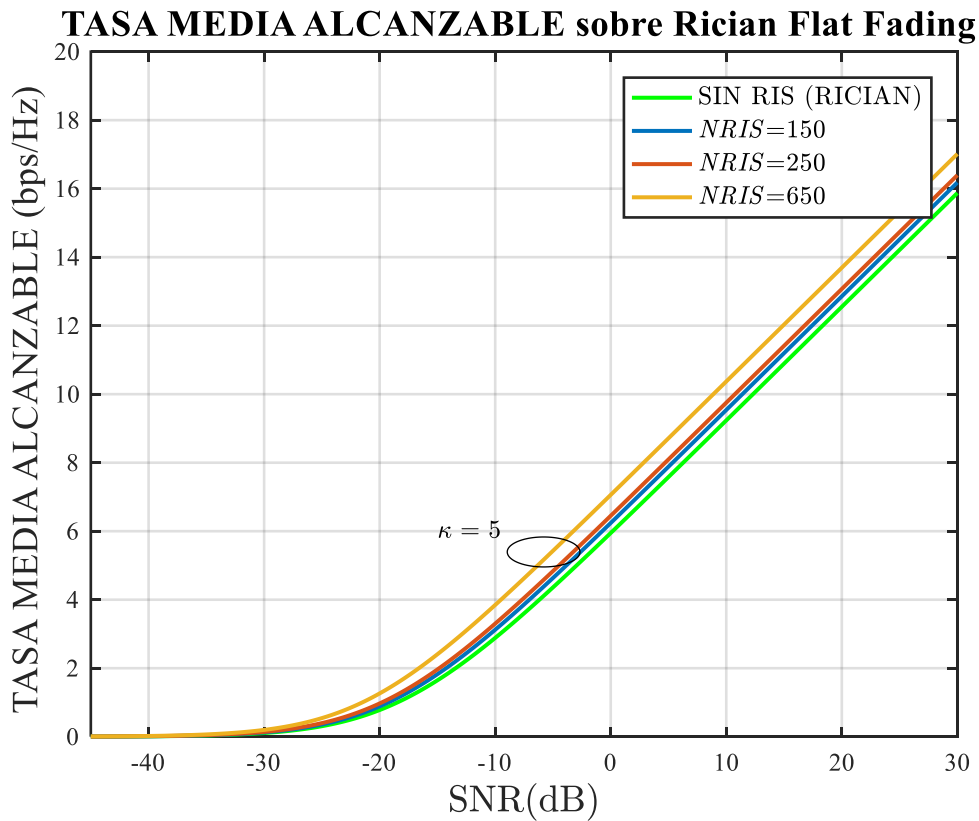


Figura 3.7. Tasa media alcanzable vs SNR (NRIS variable).

A partir de las curvas obtenidas en la Figura 3.7, se puede observar que la tasa media alcanzable por el sistema sin RIS es superada por su contraparte (caso con RIS) para todos los valores de $NRIS$. Note también que para $NRIS = 150, 250$, el desempeño del AC es prácticamente el mismo para la configuración en particular propuesta para este sistema. Por lo que, bajo las configuraciones de red dadas (distancias entre nodos, tipo de desvanecimiento a corta escala y error de fase) se puede concluir que para obtener ganancias significativas en la tasa de bits alcanzados se necesita implementar una superficie inteligente con un gran número de elementos pasivos. En la práctica, recientes experimentos sugieren que el número mínimo para que la tecnología RIS pueda superar ampliamente a sus tecnologías contrapuestas es de mil elementos, tal como se mencionó anteriormente.

Caso 2: AC para diferentes valores de κ .

Ahora en la Figura 3.8, se ilustra el AC vs. SNR de transmisión variando el error en el diseño de fases en la RIS. Aquí, se considera un número de elementos fijos a $NRIS = 650$ y al igual que el caso anterior se asume que la potencia del enlace directo entre Tx y Rx es igual a $K = 5dB$. Note que, para los escenarios investigados no se considera $\kappa = 0$, que es

el caso en el que se tiene un conocimiento nulo del CSI, por ende, para ese valor es más adecuado utilizar la métrica del OP (como se mostró previamente).

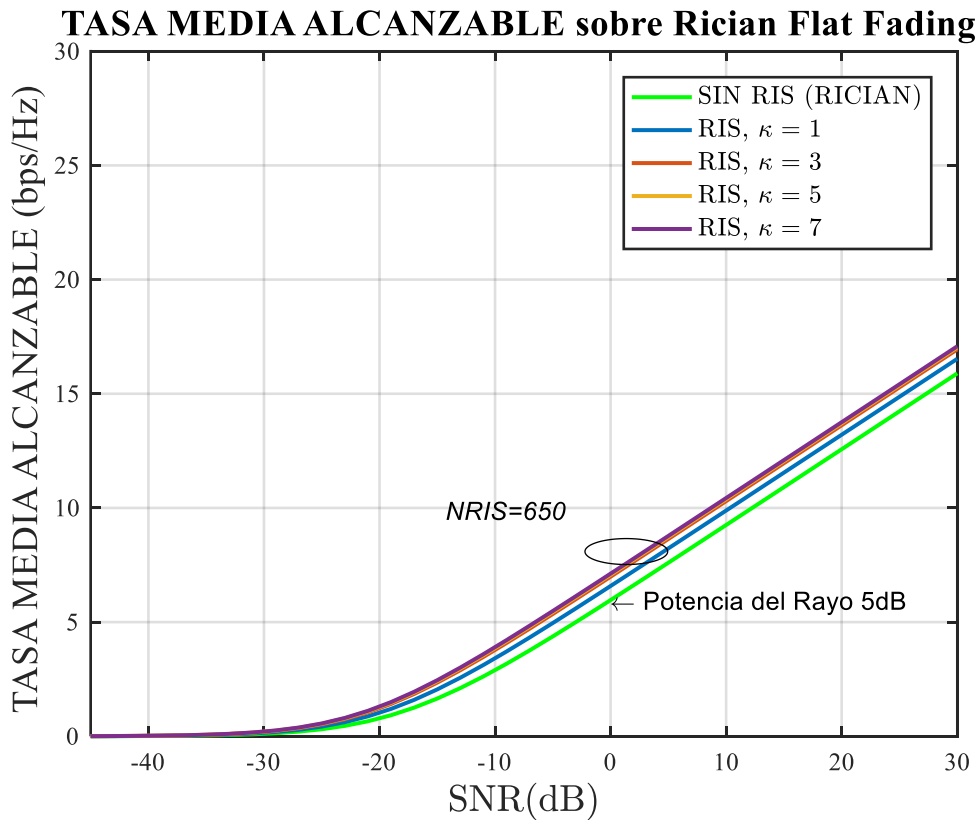


Figura 3.8. Tasa media alcanzable vs SNR (κ variable impares).

A partir de los trazos mostrados en la Figura 3.8, se puede observar que la tasa media alcanzable con el sistema con RIS superar para todos los valores de κ al sistema tradicional inalámbrico donde no se considera esta tecnología. Además, se puede corroborar que con valores de $\kappa = 1, 3, 5, 7$ se obtiene desempeños de AC muy similares. Cabe mencionar que $\kappa = 7$ es equivalente a tener un CSI perfecto en la estación base, mientras que para $\kappa = 3$, la estación base tiene un conocimiento parcial. En este contexto, con el uso de la tecnología RIS, se logra diseñar un sistema de comunicación inalámbrica sin requerimientos estrictos en la estimación del canal. Finalmente, a través de todas las gráficas en las diferentes métricas, podemos concluir que influye más en el desempeño del sistema el número de elementos en la RIS que el diseño de fases hacia el receptor en un ambiente abundante en dispersión (por eso se usa el modelo Rayleigh).

3.5 CONCLUSIONES

- En el presente trabajo de titulación, se simuló dos sistemas inalámbricos con/sin RIS, los cuales fueron evaluados a través de tres métricas de desempeño. La primera métrica utilizada fue el BER, con la cual se puede concluir que en la presencia en un enlace con línea de vista y considerando un ambiente óptimo en el que se conocen las condiciones del canal; el uso de la superficie inteligente reconfigurable mejora el desempeño del sistema tradicional. Para verificar esto, se demostró que con el uso de un valor mínimo 40 elementos en la RIS, se consiguió un mejor desempeño del BER comparado con el sistema tradicional.
- En base a los resultados numéricos mostrados, el desempeño de un sistema con RIS depende directamente del número de elementos en el arreglo. Mientras incrementamos el número de componentes pasivos en la superficie, el desempeño de la métrica utilizada mejora significativamente con relación al sistema tradicional. Esto es una ventaja ya que en el sistema tradicional no se tiene ese grado de libertad para mejorar las prestaciones de servicio.
- La tecnología RIS no es muy susceptible al poco o casi nulo conocimiento del CSI de los nodos de red. Esto se vio reflejado en algunas métricas donde para $\kappa = 3, 5, 7$ se obtuvieron desempeños de BER, OP y AC muy similares. Este hecho facilita el diseño de redes de próxima generación, ya que en ambientes donde coexistan diferentes tecnologías, la estimación de canal por parte de la estación base es un reto muy complicado.
- Bajo los modelos de sistemas propuestos, se demostró que la tecnología RIS tiene un gran potencial para mejorar la confiabilidad de las comunicaciones futuras que estén sujetas a estrictos requerimientos de calidad de servicio. Además, se pudo observar que la RIS es un complemento que ayuda en escenarios donde exista línea de vista, y aún más en aquellos donde el enlace directo sea atenuado o casi inexistente.

3.6 TRABAJOS FUTUROS

- Se podría realizar un análisis del patrón de radiación en una superficie inteligente reconfigurable mediante software, y a su vez realizar una comparación cuando tiene más de un rayo incidente dirigido a diferentes usuarios.

- Realizar una simulación paso a paso, del diseño de superficies reconfigurables inteligentes, con el número de elementos pasivos, tamaño, material etc.
- RIS ha incitado a la investigación desde diferentes puntos de estudio, se podría realizar un análisis comparativo del funcionamiento de RIS en entornos sobre el nivel del mar vs entornos bajo el nivel del mar.
- Efectuar un Análisis del número máximo de usuarios a los que puede atender RIS simultáneamente vs un sistema MIMO masivo.

3.7 RECOMENDACIONES

- Respecto al tiempo de respuesta del software Matlab, al usar constantemente lazos o bucles, hace que el programa de computador se demore al procesar el código y por ende causa que se recaliente el hardware; para evitar esto, se recomienda el uso de procesamiento matricial.
- Para hallar una diferencia notoria entre las curvas, se recomienda el uso de valores alejados entre ellos para los elementos RIS.
- Se recomienda el uso de una versión más actual de Matlab, debido a que las funciones dentro de Matlab R2016a, difieren un poco en relación.

4 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] D. Barreno, D. Carrión, and I. Mejía, "Evolución De La Tecnología Móvil. Camino a 5G," *Rev. Contrib. a las Ciencias Soc.*, pp. 1–13, 2016, [Online]. Available: <http://www.eumed.net/rev/cccss/2016/04/5G.html>.
- [2] N. Jaramillo, A. Ochoa, W. Páez, and A. Peña, "TECNOLOGÍA 5G," *Rev. Ing. Matemáticas y Ciencias la Inf.*, vol. 4, pp. 1–6, 2020, doi: 10.21017/rimci.2017.v4.n8.a31.
- [3] T. Huang, W. U. Yang, and J. U. N. Wu, "A Survey on Green 6G Network : Architecture and Technologies," *IEEE Access*, vol. 7, p. 12, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2957648.
- [4] Y. Zhao, J. Zhao, W. Zhai, S. Sun, D. Niyato, and K. Lam, "A Survey of 6G Wireless Communications: Emerging Technologies," *Adv. Inf. Commun.*, vol. 1363, pp. 1–21, 2021, doi: https://doi.org/10.1007/978-3-030-73100-7_12.
- [5] 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.
- [6] A. Uttam and M. Mandir, "An Overview on Evolution of Mobile Wireless Communication Networks : 1G-6G," *Int. J. Recent Innov. Trends Comput. Commun.*, vol. 3, no. 5, pp. 3130–3133, 2015, [Online]. Available:

<https://www.ijritcc.org/index.php/ijritcc/article/download/4404/4404/>.

- [7] I. Beltrán, "Análisis y diseño de una red 5G para la interconexión de varias áreas operativas en una terminal aeroportuaria," Universidad Israel, 2021.
- [8] I. Rodríguez, "NUEVOS DESAFIOS EN SEGURIDAD PARA 5G," *Univ. Pilot. Colomb.*, pp. 1–12, 2019, [Online]. Available: <http://repository.unipiloto.edu.co/handle/20.500.12277/6830>.
- [9] J. D. Vega Sanchez, L. Urquiza-Aguiar, and M. C. Paredes Paredes, "Physical Layer Security for 5G Wireless Networks: A Comprehensive Survey," in *2019 3rd Cyber Security in Networking Conference, CSNet 2019*, 2019, pp. 122–129, doi: 10.1109/CSNet47905.2019.9108955.
- [10] J. D. V. Sánchez, L. Urquiza-Aguiar, M. C. P. Paredes, and D. P. M. Osorio, "Survey on physical layer security for 5G wireless networks," *Ann. des Telecommun. Telecommun.*, vol. 76, no. 3–4, pp. 155–174, 2021, doi: 10.1007/s12243-020-00799-8.
- [11] D. Moya *et al.*, "Towards 6G-enabled Internet of Vehicles : Security and Privacy," pp. 1–20, 2022, doi: 10.1109/OJCOMS.2022.3143098.
- [12] D. C. Nguyen *et al.*, "6G Internet of Things : A Comprehensive Survey," *IEEE Internet Things J.*, vol. 9, pp. 1–25, 2022, doi: 10.1109/JIOT.2021.3103320.
- [13] Y. Liu *et al.*, "Reconfigurable Intelligent Surfaces: Principles and Opportunities," *IEEE Communications Surveys and Tutorials*, vol. 23, no. 3. pp. 1546–1577, 2021, doi: 10.1109/COMST.2021.3077737.
- [14] J. Vega, "SECURE PERFORMANCE OF 5G AND BEYOND NETWORKS UNDER GENERALIZED FADING CONDITIONS," ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL, 2021.
- [15] G. Angamarca, "SIMULACIÓN DE UN SISTEMA OFDM CON DIVERSIDAD DE ANTENA EN TRANSMISIÓN USANDO LA TÉCNICA SFBC," ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL, 2020.
- [16] E. ESPINOSA, "SIMULACIÓN DE LOS MÉTODOS LS Y MMSE PARA ESTIMACIÓN DE CANAL EN SISTEMAS OFDM," ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL, 2019.
- [17] A. Escallón and V. Ruiz, "Evaluación del desempeño a nivel físico de un sistema FTTH-GPON para servicios Quad Play al integrar un módulo RoF," Universidad del Cauca, 2018.
- [18] P. Yáñez, "Estudio de los canales con desvanecimiento sobre redes fijas y móviles en Sistemas de radio comunicación," ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL, 2009.
- [19] 3GPP, "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Further advancements for E-UTRA physical layer aspects (Release 9)." p. 105, 2017, [Online]. Available: https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.814.
- [20] J. Guajardo, "Modelado del Desvanecimiento Espacial de Pequeña Escala en Entornos Interiores a 28 [GHz]," PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DE VALPARAÍSO, 2019.
- [21] C. García and J. Viteri, "Análisis e implementación de algoritmos para distorsionar imágenes con distintos tipos de ruido y aplicación de filtros en dos dimensiones para

- restaurarlas,” ESCUELA POLITÉCNICA DEL LITORAL, 2009.
- [22] A. W. Doerry, “Noise and Noise Figure for Radar Receivers.,” *Sandia Rep.*, vol. SAND2016-9, no. October, p. 56, 2016, [Online]. Available: <http://www.osti.gov/servlets/purl/1562649/>.
- [23] C. Arrieta, “SIMULACIÓN DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN INALÁMBRICA USANDO LA TÉCNICA DE ACCESO NOMA (NON - ORTHOGONAL MULTIPLE ACCESS),” ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL, 2020.
- [24] J. Luque and S. Clavijo, “Modulacion de señales digitales,” UNIVERSIDAD DE SEVILLA, 1995.
- [25] D. Roperó, “EVALUACIÓN DE LA RELACIÓN SEÑAL A RUIDO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN ÓPTICO EMPLEANDO LAS TÉCNICAS DE MULTIPLEXACIÓN POR DIVISIÓN DE FRECUENCIA Y MULTIPLEXACIÓN POR DIVISIÓN DE FRECUENCIA ORTOGONAL.,” UNIVERSIDAD FRANCISCO DE PAULA SANTANDER, 2020.
- [26] M. Semeria, “Los tres teoremas: Fourier - Nyquist - Shannon,” *ECONSTOR*, vol. 582, no. 582, p. 17, 2015, doi: 10419/130833.
- [27] J. D. V. Sanchez, D. P. M. Osorio, F. J. Lopez-Martinez, M. C. P. Paredes, and L. F. Urquiza-Aguiar, “On the Secrecy Performance over N-Wave with Diffuse Power Fading Channel,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 69, no. 12, pp. 15137–15148, 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.3035544.
- [28] M. Di Renzo *et al.*, “Reconfigurable Intelligent Surfaces vs. Relaying: Differences, Similarities, and Performance Comparison,” *IEEE Commun. Soc.*, vol. 1, no. June, p. 10, 2020, doi: 10.1109/OJCOMS.2020.3002955.
- [29] 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.