

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

COMUNICACIONES 6G ASISTIDAS POR SUPERFICIES INTELIGENTES RECONFIGURABLES

SIMULACIÓN DE COMUNICACIONES INALÁMBRICAS ASISTIDAS POR SUPERFICIES INTELIGENTES RECONFIGURABLES ASUMIENDO CORRELACIÓN EN LOS ELEMENTOS REFLEXIVOS Y ERRORES DE FASE

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

JHOANNA KAROLINA RODRIGUEZ SANGOLUISA

jhoanna.rodriguez@epn.edu.ec

DIRECTOR: JOSÉ DAVID VEGA SÁNCHEZ

jose.vega01@epn.edu.ec

DMQ, abril 2024

CERTIFICACIONES

Yo, JHOANNA KAROLINA RODRIGUEZ SANGOLUISA 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.

JHOANNA KAROLINA RODRIGUEZ SANGOLUISA

Certifico que el presente trabajo de integración curricular fue desarrollado por JHOANNA KAROLINA RODRIGUEZ SANGOLUISA, bajo mi supervisión.

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.

JHOANNA KAROLINA RODRIGUEZ SANGOLUISA

JOSÉ DAVID VEGA SÁNCHEZ

DEDICATORIA

A la pequeña Karo y a todas las mujeres valientes que han elegido seguir una carrera en STEM. Nuestra determinación y valentía son una fuente de inspiración para reducir la brecha de género y abrir nuevos horizontes en estos campos. Que nuestro ejemplo continúe iluminando el camino para las generaciones futuras.

-Karo

AGRADECIMIENTO

A Dios y a mi madre, por su apoyo incondicional y amor durante esta etapa de mi vida. Su sacrificio y constante respaldo han sido pilares fundamentales para alcanzar este logro. Gracias por todo, mamá.

A mi querida abuelita, Fanny, por su cariño, su paciencia y su constante apoyo. Siempre ha sido como una segunda madre para mí, brindándome amor incondicional y sabios consejos en cada paso de mi vida.

A mi tía, Hilda, por su inquebrantable apoyo, cariño y consideración. Su presencia en mi vida ha sido una luz constante, guiándome con su amor y sabiduría.

A mis tíos Néstor, César y Migue, por el inmenso cariño que me han brindado, su ayuda constante y los sabios consejos que siempre han estado dispuestos a compartir conmigo.

A mi primo Jhonny, por ser como mi hermano mayor, por apoyarme, guiarme e inspirarme a lo largo de esta larga travesía. Gracias por estar siempre a mi lado, por tus palabras alentadoras y por ser el modelo a seguir que necesitaba.

A mis compañeros felinos, Pipa Peach y Pistache, por su presencia reconfortante y su compañía constante en las madrugadas. Su lealtad y afecto han contribuido a mi bienestar emocional y a mi éxito académico. Su cariño es un curita al corazón.

A Edu, por ser mi compañero fiel a lo largo de este viaje académico. Por su presencia y apoyo en cada desafío y logro que hemos conseguido. Gracias por tu amor incondicional.

A mi grupo de amigos de la carrera: Stic, Edu y David, por hacer que esta travesía sea más amena, por su apoyo incondicional. Por los viajes y el sin número de experiencias que compartí con ustedes.

A mi mejor amiga, Angie, por su apoyo constante, por ser mi compañera a pesar de la distancia. Por ser mi consuelo y celebrar mis logros. Gracias por tu amistad sincera.

A mi tutor, Dr. José David Vega por su compromiso y orientación durante la elaboración de este trabajo. Su mentoría ha sido una parte integral de mi desarrollo académico y contribuyó significativamente al éxito de este proyecto.

A mis profesores y profesoras, compañeros y compañeras de la EPN por las valiosas enseñanzas académicas y experiencias de vida compartidas. Gracias por su contribución a mi crecimiento personal y profesional.

-Karo

ÍNDICE DE CONTENIDO

CERTIFICACIONES	I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA	II
DEDICATORIA	III
AGRADECIMIENTO	IV
ÍNDICE DE CONTENIDO	V
RESUMEN.....	VII
ABSTRACT	VIII
1 INTRODUCCIÓN.....	1
1.1 Objetivo general	2
1.2 Objetivos específicos.....	2
1.3 Alcance.....	3
1.4 Marco Teórico.....	3
1.4.1 Perspectivas en las Redes Móviles Celulares: de 5G a 6G.	3
1.4.1.1 Limitaciones de la Red Móvil 5G	4
1.4.1.2 Camino hacia la Red Móvil 6G	5
1.4.2 Canal Inalámbrico.....	6
1.4.2.1 Propagación Multitrayecto	6
1.4.2.2 Desvanecimiento	7
1.4.2.3 Desvanecimiento a Gran Escala.....	7
1.4.2.4 Desvanecimiento a Pequeña Escala	8
1.4.2.5 Modelos de Distribución a Pequeña Escala.....	8
1.4.2.6 Ruido AWGN.....	9
1.4.3 Métricas de Desempeño de Rendimiento	9
1.4.3.1 Relación Señal a Ruido	9
1.4.3.2 Probabilidad de Corte de la Comunicación	10
1.4.3.3 Tasa Media Alcanzable de Datos.	10
1.4.4 Superficies Inteligentes Reconfigurables	11
1.4.4.1 Fundamentos de la IRS	12
1.4.4.2 Errores de Fase en IRS	12
1.4.4.3 Correlación en los Canales de IRS	14
2 METODOLOGÍA.....	16
2.1 Preliminares.....	16
2.2 Sistema IRS asumiendo Errores de Fase y Correlación	17
2.2.1 Parámetros de Inicialización	18
2.2.2 Generación de Desvanecimiento a Gran Escala.....	20

2.2.4	Cálculo de Errores de Fase	22
2.2.5	Generación de Desvanecimiento a Pequeña Escala	23
2.2.6	Generación de Ruido AWGN.....	24
2.2.7	Cálculo de la SNR en la Recepción	25
2.3	Sistema Tradicional SISO sin IRS	25
2.4	Cálculo de Métricas de Desempeño de Rendimiento.....	26
2.4.1	Probabilidad de Corte	26
2.4.2	Tasa Media Alcanzable de Datos	26
3	RESULTADOS NUMERICOS Y DISCUSIONES	27
3.1	Escenarios de Simulación.....	28
3.2	Configuración de Parámetros de Red	28
3.3	Análisis de OP vs. SNR	29
3.4	Análisis de AC vs. SNR	37
4	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	40
4.1	Conclusiones	40
4.2	Recomendaciones.....	41
5	REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	43
6	ANEXOS.....	47

RESUMEN

El presente trabajo se enfoca en la evaluación de rendimiento de una comunicación inalámbrica asistida por la tecnología de Superficies Inteligentes Reconfigurables (IRS, del inglés Intelligent Reflecting Surface) asumiendo correlación en los canales de desvanecimiento de los elementos de la IRS. El sistema propuesto inalámbrico integrado con IRS es comparado con una comunicación tradicional tipo SISO (del inglés, single-input single-output) a través de simulaciones Monte Carlo en Matlab. El modelo de sistema con IRS consta de tres nodos, a saber, el transmisor (Tx) y receptor (Rx), que cada uno es equipado con una única antena, mientras que la IRS dispone un gran número de elementos reflexivos. Además, se asume que existe errores de fase en la IRS al momento de re-direccionar la señal deseada hacia un Rx en particular. Así mismo, para que el sistema propuesto sea más práctico se considera correlación espacial entre los canales pertenecientes a cada elemento que conforma la IRS. El supuesto anterior se debe a que, en un entorno real, no es apropiado considerar canales independientes tipo Rayleigh debido a la estructura misma de la IRS.

Para la comparación de rendimiento entre los dos sistemas propuestos, IRS y SISO, se utilizan métricas relativas a el desempeño de red tales como la probabilidad de corte de la comunicación y la tasa media de datos alcanzable. Dichas métricas son mostradas a través de curvas de desempeño variando parámetros de red, incluyendo el número de elementos en la IRS, la gravedad de error de fase en los elementos de la IRS, la frecuencia de operación del sistema, y el nivel de correlación entre los canales de los elementos de la IRS. Cabe mencionar que la correlación espacial depende de la geometría de la IRS, por lo que, se varía las dimensiones de los elementos de la IRS para obtener diferentes tipos de correlación fijando una frecuencia de operación.

A través de las gráficas de desempeño obtenidas, se identificará como afecta la correlación espacial en el desempeño de la IRS al ser comparado con un sistema inalámbrico convencional. Finalmente, se discutirá en que escenarios la IRS proporciona un mejor desempeño a pesar de las limitaciones de entornos, tales como, errores de fase y correlación espacial.

PALABRAS CLAVE: Superficies Inteligentes Reconfigurables, Correlación Espacial, Errores de Fase, Modelado de Canales, Comunicación Inalámbrica.

ABSTRACT

This work focuses on the performance evaluation of wireless communication assisted by Intelligent Reconfigurable Surfaces (IRS) technology, assuming correlation in the fading channels of the IRS elements. The proposed wireless system integrated with IRS is compared with a traditional SISO (single-input single-output) type communication through Monte Carlo simulations in Matlab. The system model with IRS consists of three nodes, namely the transmitter (Tx) and receiver (Rx), which are each equipped with a single antenna, while the IRS has a large number of reflective elements. Furthermore, it is assumed that there are phase errors in the IRS when redirecting the desired signal towards a particular Rx. Likewise, spatial correlation is considered between the channels belonging to each element that makes up the IRS to make the proposed system more practical. The assumption above is because, in a real environment, it is not appropriate to consider independent Rayleigh-type channels due to the structure of the IRS.

For the performance comparison between the two proposed systems, IRS and SISO, metrics related to network performance, such as the probability of communication interruption and the average achievable data rate, are used. These metrics are shown through performance curves varying network parameters, including the number of elements in the IRS, the severity of phase error in the elements of the IRS, the operating frequency of the system, and the level of correlation between the channels of the IRS elements. It is worth mentioning that the spatial correlation depends on the geometry of the IRS. Therefore, the dimensions of the elements of the IRS are varied to obtain different types of correlation by setting an operating frequency.

The performance graphs obtained will identify how the spatial correlation affects the performance of the IRS compared to a conventional wireless system. Finally, it will be discussed in which scenarios the IRS provides better performance despite the limitations of environments, such as phase errors and spatial correlation.

KEYWORDS: Reconfigurable Intelligent Surfaces, Spatial Correlation, Phase Errors, Channel Modeling, Wireless Communication.

1 INTRODUCCIÓN

Cada día con el avance de la tecnología, las nuevas aplicaciones emergentes tienen necesidades fundamentales tales como; gran ancho de banda, transferencia de datos de ultra velocidad y latencia extremadamente bajas, entre otros [1]. Además, la demanda de usuarios es mayor, por lo que las redes inalámbricas deben abarcar una gran densidad de usuarios en áreas cada vez menores. De esta manera, las redes inalámbricas han evolucionado desde la red móvil 2G (del inglés, second-generation) hasta escalar al 5G (del inglés, fifth-generation). En la actualidad, 5G ya ha sido desplegada en países desarrollados, mientras que otros países se encuentran en proceso de transición de la primera fase del 5G.

A pesar de que, 5G cubre gran parte de las necesidades de los usuarios y las aplicaciones actuales, aún existen limitaciones inherentes que dificultan el funcionamiento de casos de uso en los próximos años, como la telemedicina, comunicaciones holográficas, realidad aumentada avanzada, vehículos autónomos, entre otras, las cuales requerirán un nuevo estándar de red para alcanzar su máximo potencial [2]. Por esta razón, tanto la academia como la industria han investigado nuevas soluciones a los estrictos requerimientos en torno a tasa de datos y confiabilidad de las futuras aplicaciones, dando comienzo a la investigación de la nueva generación de red celular 6G (del inglés, sixth-generation).

Para que la red 6G sea una realidad, han surgido tecnologías revolucionarias tales como las superficies Inteligentes reconfigurables IRS (del inglés, intelligent-reflecting-surface), las comunicaciones Tera Hertz (THz), las comunicaciones a través de Luz Visible (del inglés, visible light communications-VLC), Inteligencia Artificial y el Beamforming Holográfico [3]. En particular, la IRS ofrece un enfoque revolucionario al permitir un control y personalización sin precedentes del medio inalámbrico en el diseño de red. Estas superficies planas consisten en elementos pasivos o semi-pasivos reflectantes reconfigurables que pueden ajustar la fase de la señal incidente para dirigirla a una ubicación específica deseada sin incrementar la potencia de la señal de ruido. Al reducir el número de cadenas de radiofrecuencia necesarias y promover la eficiencia energética, la IRS abre paso a redes más amigables con el medio ambiente [4].

Este componente tiene como objetivo analizar el desempeño del sistema de comunicaciones inalámbricas asistido por IRS mediante simulaciones en MATLAB. Se considerará un escenario donde tanto el transmisor y el receptor están equipados con una única antena y los canales de desvanecimiento del sistema propuesto siguen la distribución Rayleigh. Cabe acotar que se utilizarán parámetros del estándar 3GPP Urban Micro (del

inglés, 3rd-Generation-Partnership-Project) para la configuración de los parámetros del sistema.

Por otro lado, se asume la presencia de errores de fase modelados mediante la distribución von Mises y que existe correlación entre los canales de cada elemento que compone la IRS. Se investigará los efectos que causan los factores (correlación espacial, errores de fase en la IRS) en la relación señal ruido del receptor. Posteriormente, se analizará el desempeño del sistema en base a métricas elementales como la probabilidad de corte de la comunicación y la tasa de capacidad alcanzable. Para la elaboración de curvas de desempeño, se variará el número de elementos en la IRS y los diferentes niveles de correlación. En base a los resultados obtenidos, se discutirá en que escenarios la presencia de errores de fase y la existencia de correlación es beneficioso o no para el rendimiento del sistema de comunicación asistido por IRS.

1.1 Objetivo general

Desarrollar una simulación en MATLAB de un sistema de comunicación inalámbrica asistido por superficies inteligentes reconfigurables asumiendo errores de fase y correlación en los elementos reflexivos para compararlo con un sistema tradicional.

1.2 Objetivos específicos.

1. Investigar y comprender los conceptos fundamentales de las IRS relacionados con su arquitectura, modelo matemático y funcionamiento.
2. Implementar un modelo de simulación en MATLAB de un sistema de comunicación inalámbrico asistido por IRS, considerando canales de desvanecimiento tipo Rayleigh correlacionados y errores de fase en la IRS.
3. Comparar el desempeño del sistema inalámbrico asistido por IRS asumiendo canales correlacionados vs. canales tipo Rayleigh independiente e idénticamente distribuidos (del inglés, independent and identically distributed, i.i.d.). Para tal propósito, se hará uso de métricas claves de desempeño tales como probabilidad de corte de la comunicación y la y tasa media alcanzable de datos
4. Identificar a través de los resultados numéricos los escenarios en los que el efecto de los canales correlacionados conjuntamente con errores de fase en la IRS empeora el rendimiento del sistema propuesto.

1.3 Alcance

El alcance de este componente es simular un sistema inalámbrico asistido por IRS, donde se asume que todos los nodos de la red tienen una única antena y el enlace directo entre el transmisor (Tx) y el receptor (Rx) puede estar bloqueado o no. En base a casos prácticos, se considera que todos los canales, tanto del transmisor al IRS como del IRS al receptor están sujetos a desvanecimiento Rayleigh con correlación espacial. Además, se tiene en cuenta la presencia de errores de fase en las reflexiones de la señal sobre la IRS, los cuales son modelados utilizando la distribución Von Mises.

Cabe mencionar que para el sistema inalámbrico asistido con IRS se considerará que los canales de desvanecimiento entre Tx-IRS y IRS-Rx pueden o no sufrir correlación espacial. Así mismo, se asumirán parámetros prácticos establecidos por el estándar 3GPP para modelar las pérdidas de desvanecimiento a larga escala en un ambiente Micro Urbano. Para la evaluación del rendimiento del sistema propuesto se utilizarán métricas claves de desempeño tales como la probabilidad de corte de la comunicación (del inglés, outage probability-OP) vs. SNR (del inglés, signal-to-noise-ratio) y la tasa media alcanzable de datos (del inglés, average capacity-AC) vs. SNR. Dichas métricas serán calculadas variando varios parámetros de red, incluyendo diferentes números de elementos en el IRS, distintos niveles de correlación y diferentes modelos de propagación en base al estándar 3GPP.

1.4 Marco Teórico

1.4.1 Perspectivas en las Redes Móviles Celulares: de 5G a 6G.

Las redes móviles celulares han atravesado una trayectoria evolutiva desde su primera aparición con la red 2G hasta alcanzar su zénit en la actualidad, con la red móvil 5G. Desde entonces, el enfoque ha sido claro: velocidades más rápidas y soporte para más usuarios. En este contexto, la red 5G espera mejorar radicalmente aspectos relacionados a la capacidad, velocidad y la fiabilidad de las comunicaciones con relación a su predecesora la red 4G (del inglés, fourth-generation). La red 5G marca el comienzo de una era digital que abre enormes oportunidades en temas de negocios, salud, educación y la llegada de la industria conocida como 4.0 [5].

A través de la línea del tiempo, la red móvil 2G es el primer sistema digital introducido en los años noventa capaz de transportar voz y datos, pero a baja velocidad. En 2G, la característica de transmisión digital permitió comunicaciones seguras basándose con la ayuda de métodos de cifrado [6]. Posteriormente, el surgimiento de la red móvil 3G (del

inglés, third-generation) en los años 2000 a través del protocolo UMTS (del inglés, Universal Mobile Telecommunications System) intentó resolver problemas de conectividad al ofrecer acceso múltiple y velocidades de banda ancha (en esa época >2 Mbps). Esta mejora de velocidad dio paso al uso de Internet en los dispositivos móviles por primera vez [7].

La llegada de la red móvil 4G (del inglés, fourth-generation) alrededor del mundo fue entorno del año 2010, introduciendo por primera vez la técnica de transmisión OFDM (del inglés, Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) y el uso de múltiples antenas a través de MIMO (del inglés, Multiple-Input Multiple-Output) [7]. Esta red a diferencia de 2G y 3G, ofrece velocidades mayores (hasta 300 Mbps) y el uso del protocolo IP (del inglés, Internet Protocol) para soportar servicios multimedia, como, por ejemplo, video, aplicaciones y servicios interactivos [8].

En el año 2020, la red móvil 5G comienza su despliegue y estandarización en su primera fase conocida como 5G-NSA (del inglés, Non Stand Alone) esperándose que la segunda fase, es decir, 5G-SA (del inglés, Stand Alone) comience a principios de 2025 principalmente en países desarrollados. La red 5G al igual que 4G usa técnica de transmisión OFDM y como técnicas de acceso múltiple OFDMA (del inglés, Orthogonal Frequency-Division Multiple Access) y SC-FDMA (del inglés, Single Carrier Frequency Division Multiple Access). La red 5G además de soportar más usuarios se enfoca en conectar dispositivos (Internet de las Cosas) con latencias muy bajas y velocidades de datos de hasta 20 Gpbs, así como también ofrecer servicios de red en la nube [9]. Sin embargo, recientes estudios prevén que la red 5G no sea suficiente para las futuras aplicaciones, tales como, comunicaciones moleculares, multisensoriales, realidad hyper-extendida, internet táctil, entre otras. Estos desafíos abren la puerta a nuevas direcciones e innovaciones como en la red de próxima generación móvil 6G (del inglés, sixth-generation). Para que la red 6G sea una realidad, surge la necesidad de nuevas tecnologías habilitantes (por ejemplo, IRS, comunicaciones holográficas, sistemas de antenas fluidas), las cuales están comenzando a ser investigadas en colaboración de la academia e industria [7].

1.4.1.1 Limitaciones de la Red Móvil 5G

Para el año 2030, se espera un tráfico móvil mundial 670 veces mayor que en 2010, impulsado por el auge de las comunicaciones de máquina a máquina (del inglés, machine to machine-M2M). A pesar de que la red 5G ofrece velocidades de hasta 20 Gbps y soporte comunicaciones masivas del tipo M2M, se prevé que para entonces la red 5G habrá

alcanzado sus límites. Por lo que, se necesitarán mejoras sustanciales en los próximos años en relación a conexiones simultáneas ultra masivas y tasas de datos ultra-altas que superen el 1 Tera bps (Tbps). Esto implica explorar nuevas técnicas para alcanzar estos requerimientos considerando incluso el uso de frecuencias más allá de los 100 GHz, posiblemente en la sub-banda de THz [10].

Estas hyper-velocidades de datos y latencias extremadamente bajas encuentran sus casos de uso en servicios emergentes como la realidad aumentada, implantes de nanochips, robótica conectada, sistemas autónomos y telemedicina [11]. Por ejemplo, aplicaciones de control vehicular o aeronaves necesitan latencias aún más bajas que ofrece la red 5G, en el rango de 0.1 a 1 mili-segundo, para garantizar una operación segura y eficaz [12]. Con la proyección de cientos de miles de millones de dispositivos conectados en el ámbito M2M, se necesitará una red capaz de manejar esta escala masiva de conexiones y latencias extremadamente bajas, siendo la red 6G adecuada para abordar este desafío en el futuro [3].

1.4.1.2 Camino hacia la Red Móvil 6G

Se espera que la red móvil 6G supere a su predecesora, la red 5G en torno a velocidad de transmisión, fiabilidad, latencia, cobertura, energía y conexiones ultra-densas [13]. Para este propósito, la red 6G será un ecosistema donde convivirán:

- Comunicaciones ultra-masivas de máquinas (del inglés, ultra-massive machine-type communications-umMTC) con una densidad de más de 10⁷ dispositivos/km² [14].
- Comunicaciones extremadamente fiables y de baja latencia (del inglés, enhanced ultrareliable low latency communications-eURLLC) con más del 99.9999% de fiabilidad y menos de 100 micro-segundos de latencia [15].
- Comunicaciones de banda ancha móvil ultra-rápidas (del inglés, enhanced mobile broadband-eMBB) con velocidades de 1 Tbps [16].
- Comunicaciones de ultra bajo consumo (del inglés, extremely low-power communications-ELPC) con eficiencia energética diez o cien veces superior a la de la red 5G [14].

Para lograr que la red 6G cumpla con los requisitos antes mencionados, recientemente, se han propuesto nuevas tecnologías como pilas de la red 6G, entre estas se encuentran las comunicaciones en THz, comunicaciones a través de la luz visible (del inglés, visible

light communication-VLC), comunicaciones holográficas, comunicaciones moleculares, comunicaciones asistidas por IRS, entre otras. En particular, la tecnología IRS ofrece flexibilidad para cumplir con los rigurosos requisitos de las redes 6G, creando entornos inalámbricos controlables y programables sin consumo adicional de energía. Por dicha razón, IRS se han convertido en una tecnología atractiva para superar las limitaciones de las generaciones pasadas [17].

1.4.2 Canal Inalámbrico

El rendimiento del sistema de comunicación inalámbrico está estrechamente vinculado a las particularidades del canal de radio frecuencia. A diferencia de los canales cableados, el canal inalámbrico es dinámico y aleatorio, lo que complica su análisis. En este tipo de comunicación, la forma de propagación de las señales es clave para enviar información. Estas ondas de radio principalmente se ven afectadas por fenómenos tales como la reflexión, la difracción y la dispersión [18].

1.4.2.1 Propagación Multitrayecto

Dentro del ámbito de las comunicaciones inalámbricas, el viaje de las señales desde una antena emisora hacia una receptora involucra una serie de fenómenos complejos, incluyendo reflexiones y dispersiones, mayormente influenciados por la presencia de objetos circundantes como edificios y árboles. En lugar de seguir una única ruta directa, la señal se dispersa en múltiples trayectorias, cada una con sus propias variaciones en amplitud y fase. Es esencial destacar que estas señales llegan al receptor con retardos temporales distintos, lo que resulta en llegadas asíncronas [19]. La diversidad en los tiempos de llegada resalta la complejidad inherente a la recepción de señales. En la Figura 1.1 se ilustran dos tipos de trayectorias observadas en la transmisión de estas señales:

- **Línea de Visión (del inglés, Line-of-Sight-LoS):** Esta trayectoria sigue una ruta directa entre el transmisor y el receptor, estableciendo una conexión visual sin obstrucciones.
- **Sin Línea de Visión (del inglés, Non-Line-of-Sight NLoS):** Hace referencia a situaciones en las que no existe una línea de visión directa entre el transmisor y el receptor debido a obstáculos físicos como edificios, árboles o terrenos elevados. En estos casos, las ondas electromagnéticas experimentan reflexiones y dispersión alrededor de los obstáculos, lo que puede causar atenuación, distorsión y retrasos en la señal recibida [20].

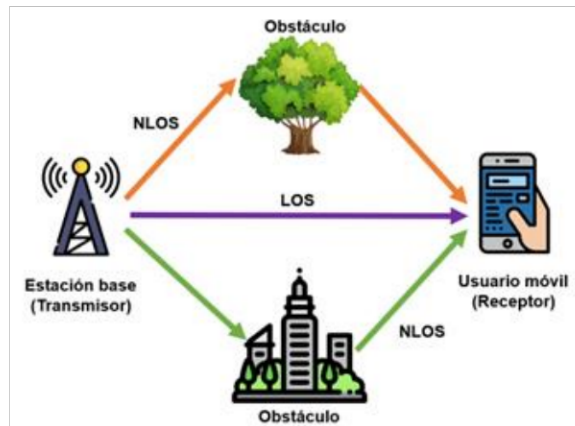


Figura 1.1. Enlaces NLoS y LoS basado en [19].

1.4.2.2 Desvanecimiento

El desvanecimiento es una característica única en los canales inalámbricos, manifestándose como variaciones en la amplitud de la señal en tiempo y frecuencia. A diferencia del ruido, el desvanecimiento no es aditivo y genera degradación en la señal [21]. Este fenómeno se puede clasificar en base a Figura 1.2.

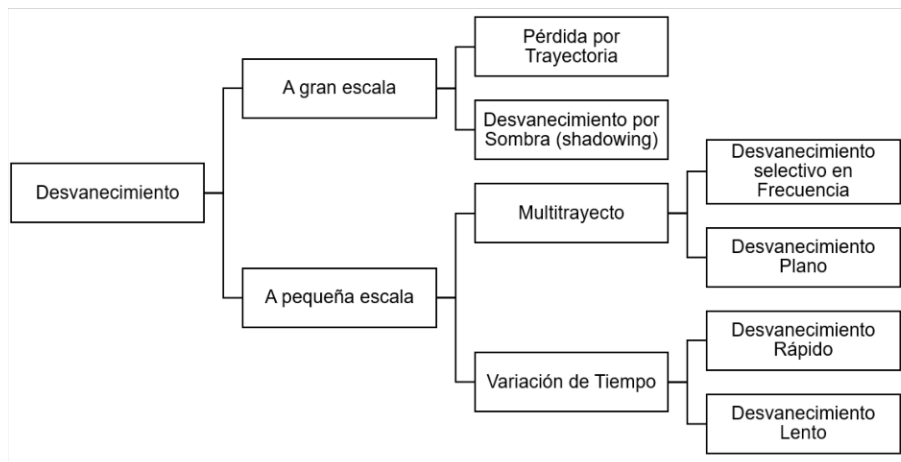


Figura 1.2 Clasificación del desvanecimiento en comunicaciones inalámbricas, basado en [22].

1.4.2.3 Desvanecimiento a Gran Escala

Este tipo de desvanecimiento ocurre cuando el dispositivo se mueve a distancias considerables, siendo afectado por la pérdida de potencia debido a la distancia y la sombra de objetos como edificios o vegetación. Este fenómeno se manifiesta como una pérdida promedio de potencia debido a la distancia entre transmisor y receptor, degradando la señal de manera gradual [18]. El desvanecimiento a gran escala sigue un comportamiento determinístico, su clasificación está dada por:

- **Pérdidas por Trayectoria (del inglés, path-loss, PL):** Refleja las pérdidas de señal en un espacio libre debido a la distancia entre el transmisor y el receptor. Específicamente en este trabajo, para reflejar las pérdidas por trayecto se empleará modelos de propagación en entornos Macro Urbanos en base al protocolo 3GPP, que según el escenario LoS/NLoS se definen por [23]:

$$PL_{LoS} = G_1 + G_2 - 28 - 20 \log_{10}(f_c) - 22 \log_{10}(d) \quad \text{para LoS} \quad (1.1)$$

$$PL_{NLoS} = G_1 + G_2 - 22.7 - 26 \log_{10}(f_c) - 36.7 \log_{10}(d), \quad \text{para NLoS} \quad (1.2)$$

donde f_c denota a la frecuencia de corte en GHz, d es la distancia entre transmisor y receptor en metros, G_1 y G_2 representan la ganancia de la antena transmisora y receptora, respectivamente medidas en dBi.

- **Efecto sombra (del inglés, shadowing):** Representa las pérdidas de potencia ocasionadas por los obstáculos que interrumpen la trayectoria entre el transmisor y el receptor [24].

1.4.2.4 Desvanecimiento a Pequeña Escala

Es el resultado de variaciones rápidas en la potencia de la señal cuando el dispositivo se desplaza a distancias cortas. Esto se atribuye a interferencias constructivas y destructivas causadas por múltiples réplicas de la señal [21].

1.4.2.5 Modelos de Distribución a Pequeña Escala

Modelo de Distribución Rayleigh

La distribución Rayleigh se utiliza para describir estadísticamente las variaciones temporales de un canal que experimenta un desvanecimiento plano, con variaciones debido a la propagación por múltiples trayectorias. Este tipo de distribución se aplica en entornos urbanos y suburbanos donde no hay línea de vista, es decir, NLoS [25]. La distribución Rayleigh tiene una función de densidad de probabilidad (del inglés, probability density function, PDF) que se expresa como:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)}, \quad \text{si } 0 \leq r \leq \infty \quad (1.3)$$

donde r representa la envolvente de la señal recibida y σ corresponde al valor RMS (del inglés, root mean square) de dicha señal.

Modelo de Distribución Rician

La distribución tipo Rician se emplea para modelar el desvanecimiento a pequeña escala en entornos con línea de vista, es decir, LoS, donde existe una señal dominante y otras señales más débiles. La PDF para el modelo de Rician se expresa a través de [26]:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{\left(-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right), \quad (1.4)$$

donde A representa la amplitud pico de la señal dominante y $I_0(\cdot)$ denota la función modificada de Bessel de primer tipo y orden cero.

1.4.2.6 Ruido AWGN

El ruido blanco gaussiano (del inglés, Additive White Gaussian Noise, AWGN), es una forma de perturbación aleatoria que se suma a una señal de comunicación. Se le considera blanco debido a que su densidad espectral es uniforme en todas las frecuencias, como la luz blanca que contiene todas las frecuencias del espectro visible [27]. Este ruido se añade a la señal original y puede afectar la transmisión y recepción de datos al introducir variaciones aleatorias. Su comportamiento sigue distribución de probabilidad normal o gaussiana. La PDF para el modelo de Rician se expresa a través de [28]:

$$N_0 = kTF_NW, \quad (1.5)$$

donde k es la constante de Boltzmann ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$), T es la temperatura absoluta del sistema en grados Kelvin, F_N es el factor de ruido también conocido como figura de ruido y W es el ancho de banda efectivo.

1.4.3 Métricas de Desempeño de Rendimiento

1.4.3.1 Relación Señal a Ruido

La SNR es un indicador clave en los sistemas de comunicación. En general, un mayor SNR implica una mejor calidad de la señal y una transmisión más confiable en los sistemas de comunicación [29]. Se calcula como la relación entre la potencia de la señal requerida y la potencia del ruido. La formulación matemática de la SNR en dB está dada por:

$$SNR_{dB} = 10 \log \frac{P}{N_0}, \quad (1.6)$$

donde, P es la potencia de transmisión de la fuente. Al tomar en cuenta las contribuciones del canal de desvanecimiento a pequeña escala, la definición de la SNR en (1.6) en el lado del receptor puede ser re-escrita como:

$$SNR_{R_x} = \frac{P |h|^2}{N_0} = \gamma, \quad (1.7)$$

donde $|h|^2$ es la ganancia del canal.

1.4.3.2 Probabilidad de Corte de la Comunicación

La capacidad del canal es definida a través de la fórmula de Shannon, la cual indica la máxima tasa teórica de transmisión de información a través del canal. Dicha capacidad está definida como [30]:

$$C = W \log_2(1 + SNR) = \log_2(1 + \gamma). \quad (1.8)$$

Sin pérdida de la generalidad W es normalizado a la unidad en este trabajo. La probabilidad de corte de la comunicación (OP, del inglés outage probability), resulta relevante cuando no se dispone de información sobre el estado del canal (CSI, del inglés channel state information). En este escenarios, la fuente transmite a una tasa constante R_{th} , si la capacidad del canal, en el receptor es menor $C < R_{th}$, se produce un corte en la comunicación [31]. En tales circunstancias, el receptor no logra decodificar correctamente el símbolo enviado debido a que la tasa de transmisión supera la capacidad de canal. Por tanto, la OP se define como:

$$OP = P_r(C < R_{th}), \quad (1.9)$$

donde $P_r(\cdot)$ representa probabilidad. Ahora, reemplazado 1.8 en 1.9, la OP puede ser re-escrita como:

$$OP = P_r(\log_2(1 + \gamma) < R_{th}). \quad (1.10)$$

1.4.3.3 Tasa Media Alcanzable de Datos.

La tasa media alcanzable previamente denotada como AC (del inglés, average capacity), parte de la premisa de que el transmisor posee información sobre el estado del canal del receptor mediante el empleo de señales piloto. De este modo, la fuente transmisora puede ajustar su tasa de transmisión cumpliendo con $R_{th} \leq C$, logrando la máxima tasa de transferencia de datos cuando $R_{th} = C$ [32]. Básicamente, al variar la tasa de transmisión según el conocimiento del canal del receptor, el transmisor garantiza la ausencia de pérdida de comunicación en el sistema ocasionadas por cortes e la comunicación. A partir de este concepto, la tasa media alcanzable se define como el promedio de la capacidad del canal considerando todas las ganancias del canal. Es así que, el AC puede expresarse como:

$$AC = E[\log_2(1 + \gamma)], \quad (1.11)$$

donde el operador $E[\cdot]$ representa el operador de esperanza matemática.

1.4.4 Superficies Inteligentes Reconfigurables

Las IRS se presentan como una tecnología emergente de bajo costo para los sistemas inalámbricos del futuro, destacándose como una prometedora tecnología para el futuro de 6G [17]. La IRS está conformada por materiales electromagnéticos reconfigurables, son controladas por dispositivos electrónicos integrados, lo que mejora la eficiencia energética y de espectro en comparación de las generaciones móviles anteriores, como 4G y 5G [33]. En comparación con las técnicas tradicionales de transmisión, IRS no requiere una infraestructura de hardware compleja, lo que la hace más rentable económicamente para su despliegue y operación. Además, permite personalizar el entorno inalámbrico mediante elementos reflectantes pasivos, otorgando a los diseñadores de sistemas un control sobre el canal inalámbrico a corta y larga escala. Estas características únicas posicionan a la IRS como una tecnología clave para materializar entornos inteligentes en las redes de próxima generación [34].

Cabe mencionar que, la IRS al estar compuesta por múltiples unidades reflectantes pasivas que son controladas por un núcleo inteligente (controlador), tiene el potencial de mejorar la capacidad de transmisión, aumentar la cobertura y habilitar entornos inalámbricos controlables. El controlador de la IRS puede ajustar la amplitud y fase de reflexión de la señal incidente en la IRS, permitiendo el direccionamiento preciso de las señales [35]. Esta capacidad de la IRS es fundamental para compensar la pérdida de potencia y superar las limitaciones cuando la trayectoria no posee línea de vista, es decir, NLoS, al reconfigurar el entorno de propagación inalámbrica.

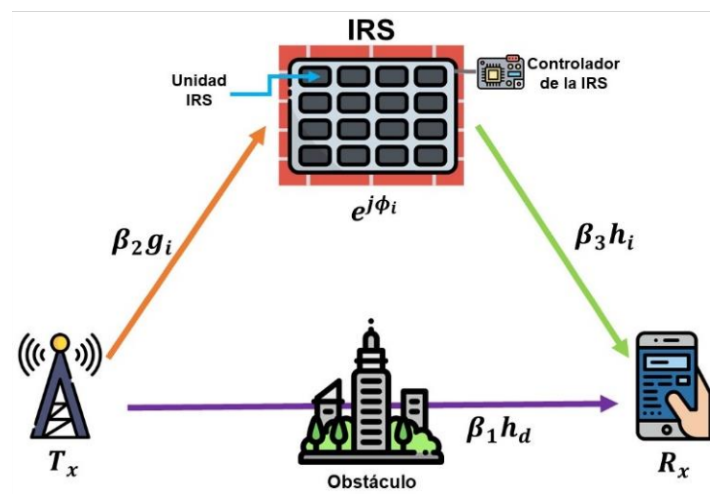


Figura 1.3. Sistema de comunicación inalámbrica asistida por IRS basado en [17].

1.4.4.1 Fundamentos de la IRS

El sistema propuesto, representado en la Figura 1.3., se basa en un sistema de comunicación SISO (del inglés, Single-Input Single-Output). Este sistema consta de una estación base, actuando como Tx, una superficie reflectante inteligente (IRS) y un usuario móvil, desempeñando el papel de Rx. La configuración plantea que Tx busca establecer comunicación con Rx, y para ello emplea la tecnología IRS compuesta por una matriz de elementos reflectantes reconfigurables de tamaño N_{IRS} . En el sistema de modelo planteado, la señal recibida en el Rx puede ser expresada por:

$$y = \sqrt{\beta_2\beta_3} \left(\sum_{i=1}^N g_i e^{j\theta_i} h_i + \sqrt{\beta_1} h_d \right) x + N_0, \quad (1.12)$$

donde x es la señal transmitida, g_i es el canal entre Tx-IRS, h_i es el canal entre Rx-IRS, h_d es el canal entre Tx-Rx, θ_i es la fase inducida por el i -th elemento de la IRS, j es un número complejo imaginario equivalente a $\sqrt{-1}$. Además, β_1, β_2 y β_3 son las pérdidas por trayecto correspondientes a los enlaces Tx-Rx, Tx-IRS y Rx-IRS, respectivamente. A partir de 1.12, el canal equivalente del sistema propuesto puede ser escrito como:

$$h_{eq} = \sqrt{\beta_2\beta_3} \sum_{i=1}^N g_i e^{j\theta_i} h_i + \sqrt{\beta_1} h_d. \quad (1.13)$$

Note que en 1.13, el escenario LoS es configurado cuando $\beta_1 \neq 0$. En contraste, para entornos NLoS, se establece $\beta_1 = 0$, lo que resulta en $h_d = 0$ en 1.13, siendo nula la presencia del enlace directo.

Con respecto al desvanecimiento a pequeña escala, para entornos totalmente NLoS entre Tx-Rx, los canales son modelados con la distribución Rayleigh (por ejemplo, los canales g_i y h_i), mientras que para los casos LoS entre Tx-Rx (por ejemplo, el canal h_d) se utiliza la distribución Rician.

1.4.4.2 Errores de Fase en IRS

Con fines de tratabilidad matemática, los canales conocidos g_i, h_i y h_d pueden ser expresados en coordenadas polares, por lo que, se obtiene que:

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

donde $|\cdot|$ denota la magnitud, es decir el valor absoluto y $\angle(\cdot)$ es el ángulo o argumento.

Considerando lo expuesto, la configuración de fase de cada elemento en una IRS se diseña estratégicamente como $\theta_i = \angle(h_d) - \angle(g_i) - \angle(h_i)$ para anular las fases introducidas por los canales indirectos y lograr una adición constructiva con la señal directa. Sin embargo,

en la práctica, la precisión del diseño se ve afectada por varios factores, como la estimación parcial del canal y las limitaciones del hardware. Esto resulta en un error residual en la configuración de fase de cada elemento, representado por φ_i . Por lo tanto, la fase inducida por cada elemento de la IRS se define mediante:

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

Teniendo en mente lo anterior, al reemplazar la fase inducida, el canal equivalente en 1.13 puede ser formulado en coordenadas polares a través de:

$$h_{eq} = \sqrt{\beta_2\beta_3} \sum_{i=1}^N |g_i| |h_i| e^{j(\angle(g_i) + \angle(h_i) - \angle(g_i) - \angle(h_i) + \varphi_i)} + \sqrt{\beta_1} |h_d| e^{j\angle(h_d)}$$

$$h_{eq} = \sqrt{\beta_2\beta_3} \sum_{i=1}^N |g_i| |h_i| e^{j\varphi_i} + \sqrt{\beta_1} |h_d|. \quad (1.16)$$

De manera general, al tener en cuenta que $\angle(h_d)$ está presente en ambas señales a sumar, este término puede ser omitido, enfocando así la consideración únicamente en el error residual en el sistema propuesto de IRS. En este contexto, para el presente estudio, el error de fase φ_i se modela utilizando la distribución von Mises. Esta distribución define su función de distribución de probabilidad de la siguiente manera [36]:

$$p(r) = \frac{e^{\kappa \cos(r)}}{2\pi I_0(\kappa)}, \quad (1.17)$$

donde, κ indica la concentración inherente a la distribución. En otras palabras, para el sistema propuesto, κ representa la magnitud del error de fase provocada en la IRS por la no compensación perfecta de las fases inducidas en la señal.

Concretamente, valores bajos de κ indican un mayor desacierto en la configuración de fases de cada componente en la IRS. Es decir, valores pequeños de κ , las señales reflejadas se dispersarán ampliamente debido a que las fases apuntarán en múltiples direcciones. Por otro lado, cuando κ es alto, como por ejemplo para, $\kappa = 7$, se logra un beamforming direccionado, ya que las fases se alinearán hacia un único punto en común como se muestra en Figura 1.4.

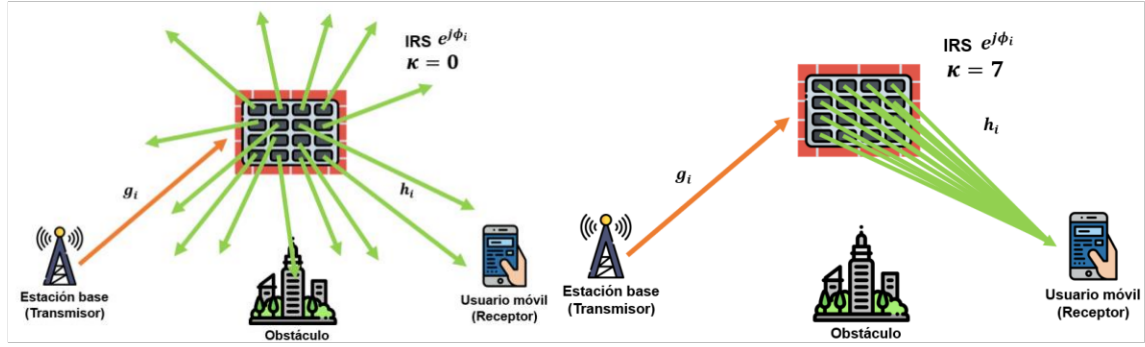


Figura 1.4. Comportamiento de canal con valores bajos de κ (izquierda) y con valores altos de κ (derecha)

En base a las premisas mencionadas, la SNR de recepción puede ser formulada como:

$$\gamma = \frac{P |h_{eq}|^2}{N_0} . \quad (1.18)$$

1.4.4.3 Correlación en los Canales de IRS

Al explorar las nuevas tecnologías en la capa física de las comunicaciones, es común correlación en los canales de IRS. Inicialmente, la tecnología MIMO (del inglés, Multiple-Input Multiple-Output) masivo se fundamentó en gran medida en este modelo, que más tarde se extendió a canales con correlación espacial. Estos modelos son cruciales para comprender con precisión la naturaleza del canal, aunque el desvanecimiento i.i.d. (del inglés, identical independent distributed) Rayleigh puede observarse en la práctica mediante el despliegue de una disposición lineal uniforme en entornos de dispersión isotrópica [37].

Recientes investigaciones han examinado las comunicaciones asistidas por IRS bajo la suposición de desvanecimiento i.i.d. Rayleigh [38]. Sin embargo, se ha descubierto que esta distribución de desvanecimiento no es físicamente representativa cuando se emplea un IRS en un entorno isotrópico con gran dispersión, lo que plantea interrogantes sobre su idoneidad. En respuesta a esta observación, se ha desarrollado un modelo alternativo de desvanecimiento Rayleigh espacialmente correlacionado, aplicable a una estructura de IRS con elementos/antenas muy cercanos, lo que produce correlación espacial entre los canales de IRS [37]. Este nuevo modelo explora propiedades vinculadas a la correlación de canal entre los elementos de la IRS dependiendo de su geometría física y del entorno de propagación.

Se plantea que la IRS constituye una superficie formada por $N_{IRS} = N_H N_V$ elementos que se despliegan en una matriz bidimensional con N_H elementos por fila y N_V elementos por

columna. De acuerdo con esta disposición, el área de un solo elemento en la IRS se establece como $A = d_H d_V$, donde d_H y d_V son el ancho y la altura respectivamente del elemento de la IRS, lo que conduce a la determinación del área total de la IRS como $A_{IRS} = N_{IRS} A$. En consecuencia, la posición de cada elemento en la IRS con respecto al origen de coordenadas (x, y, z) se describe de la siguiente manera:

$$u_n = [0, i(n)d_H, j(n)d_V]^T, \quad (1.19)$$

donde $i(n) = \text{mod}(n - 1, N_H)$, $j(n) = \lfloor (n - 1)/N_H \rfloor$ representan los índices horizontal y vertical del n -ésimo elemento de la IRS, respectivamente, en la cuadrícula bidimensional. La función $\text{mod}(\cdot, \cdot)$ denota la operación módulo, mientras que $\lfloor \cdot \rfloor$ trunca el argumento al entero más cercano.

Al asumir que la IRS se encuentra en un ambiente isotrópico, la matriz de correlación espacial puede ser construida con referencia a dos elementos de la misma fila de la IRS, denotados por n y m . Por lo que, la correlación entre el elemento n -th y el m -th está dada por:

$$[R]_{n,m} = \text{sinc} \left(\frac{2 |u_n - u_m|}{\lambda} \right) \quad n, m = 1, \dots, N, \quad (1.20)$$

donde, $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ es la función sinc.

Al considerar la correlación entre dos elementos reflectantes distintos en la IRS, el canal equivalente experimenta modificaciones, ya que es necesario incorporar la correlación entre canales de la IRS. Por lo que, el canal equivalente dado en 1.16 al asumir correlación espacial es dado por:

$$h_{eq} = \sqrt{R_{n,m}} \sqrt{\beta_2 \beta_3} \sum_{i=1}^N |g_i| |h_i| e^{j\varphi_i} + \sqrt{\beta_1} |h_d|. \quad (1.21)$$

Para que exista correlación, es decir la matriz $R_{n,m}$ formada a partir de 1.20 no sea una matriz identidad, se debe cumplir que $d_H, d_V < \lambda/2$, donde λ denota la longitud de onda de la frecuencia de operación. Cabe mencionar que, cuando los elementos de la IRS están separados al menos $\lambda/2$ se obtiene un canal i.i.d. Rayleigh, resultando en una matriz identidad y siendo despreciable al multiplicarla por el canal equivalente.

2 METODOLOGÍA

En este capítulo se detalla la estructura y enfoque utilizados para la implementación de la simulación del sistema inalámbrico asistido por IRS, considerando errores de fase y correlación entre los canales de los elementos reflexivos. La metodología adoptada se basa en un enfoque cuantitativo, centrado en la medición de métricas claves de desempeño como la probabilidad de corte y la tasa media alcanzable de datos. A partir de esto, se presentan los resultados alcanzados en las simulaciones, donde se analizan las curvas de SNR vs. OP y SNR vs. AC al comparar un sistema tradicional SISO sin IRS con el sistema propuesto asistido por IRS. Además, al variar parámetros clave como el número de elementos de la IRS, el parámetro κ en la distribución de Von Mises para los errores de fase, la frecuencia de operación y el nivel de correlación determinado por la geometría de cada elemento de la IRS, se generan diversos escenarios de simulación. Estos escenarios permiten analizar el impacto de cada uno de los parámetros en los resultados de las simulaciones. Por otro lado, la investigación llevada a cabo en este trabajo se enmarca en un enfoque explicativo, detallado en el capítulo anterior, donde se expuso el marco teórico y la fundamentación matemática del sistema inalámbrico asistido por IRS para su implementación en simulación.

El software utilizado para realizar las simulaciones fue MATLAB en su versión R2023a. MATLAB es una plataforma versátil que fusiona habilidades de cálculo numérico, simulación y visualización de datos. Esta herramienta integral se destaca por su capacidad para resolver una amplia gama de problemas en disciplinas científicas, de ingeniería y análisis de datos. MATLAB se convierte así en un aliado fundamental para abordar desafíos multidisciplinarios con eficacia.

2.1 Preliminares

En este capítulo se describe el procedimiento realizado para implementar un sistema de comunicaciones inalámbricas asistido por IRS. Para la descripción del procedimiento para la implementación de la simulación, se hace uso de un diagrama de flujo que explica los scripts realizados, además una tabla de parámetros iniciales que determinan las variables a utilizar y segmentos de código, los cuales ayudaran a mejorar la estructura y la comprensión de cada uno de los scripts ejecutados.

De manera general, los scripts desarrollados están basados en las métricas de desempeño de rendimiento a evaluar, estos son:

- SNR vs. Probabilidad de corte de la comunicación (OP).
- SNR vs. Tasa media alcanzable de datos (AC).

Con el objetivo de facilitar la comprensión de la metodología empleada, se presenta en la Figura 2.1 un diagrama de flujo que ilustra el proceso para la evaluación de las métricas propuestas.

2.2 Sistema IRS asumiendo Errores de Fase y Correlación

Para la generación de las métricas de desempeño de rendimiento OP y AC, se sigue el mismo diagrama de flujo, con la única variación en el bloque final donde se determina de manera separada cada una de ellas. El código implementado se divide por secciones tal y como se muestra en el diagrama de flujo (ver Figura 2.1).

Como parte preliminar, es necesario definir los parámetros iniciales, determinando su valor fijo o variable dependiendo del escenario. Luego de ello, se genera el desvanecimiento a pequeña escala en base al protocolo 3GPP dependiendo si el escenario es LoS o NLoS. Posteriormente, se debe calcular la matriz de correlación, lo cual es fundamental para completar el sistema propuesto. A continuación, se calculan los errores de fase utilizando la función de probabilidad de Von Mises. Una vez obtenido los coeficientes de desvanecimiento a gran escala, la matriz de correlación y los errores de fase, se puede generar cada uno de los canales que conforman el sistema; estos seguirán desvanecimiento Rayleigh o Rician dependiendo el entorno que será especificado. A partir de la generación de los canales, es posible calcular el canal equivalente, el cual será de utilidad para obtener la SNR en Rx. Una vez obtenida la SNR en Rx, se puede calcular las métricas de desempeño de rendimiento para evaluar el sistema. Finalmente, se genera un sistema SISO tradicional para graficarlo junto con las curvas de rendimiento que se tendrán como resultado final de la implementación del sistema inalámbrico asistido por IRS.

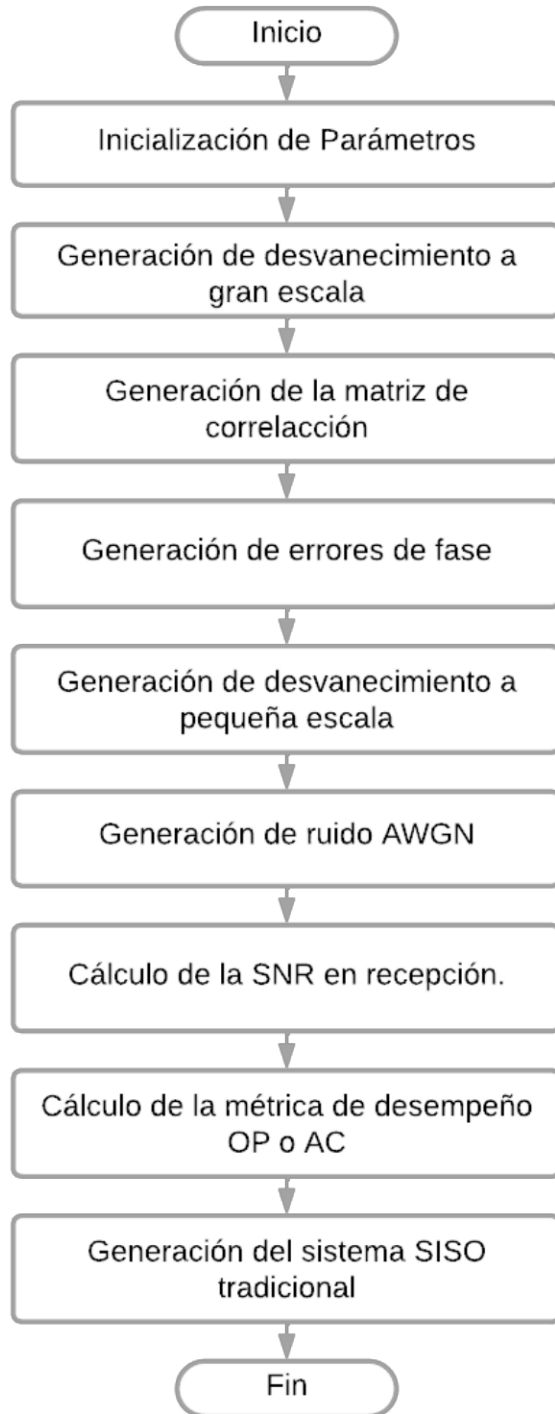


Figura 2.1. Diagrama de flujo de la simulación en MATLAB.

2.2.1 Parámetros de Inicialización

La Tabla 2.1 detalla los parámetros empleados en la simulación de cada una de las métricas de rendimiento mencionadas anteriormente. Se definen los parámetros establecidos y sus unidades correspondientes para realizar la simulación del sistema inalámbrico asistido con IRS.

Tabla 2.1. Definición de los parámetros de ingreso en el sistema con IRS.

Parámetro	Definición
N_sim	Número de muestras para la simulación de Monte Carlo.
N_HV	Número de elementos en el eje horizontal y vertical de la IRS.
N_IRS	Número total de los elementos de la IRS.
directPath	Enlace directo LoS
correlation	Correlación en los canales de IRS
Fc	Frecuencia de operación en GHz
c	Velocidad de la luz en [m/s]
d_HV	Ancho de cada uno de los elementos de la IRS.
A_gainTx	Ganancia de la antena en el transmisor en dBi.
A_gainIRS	Ganancia de la antena en la IRS en dBi.
A_gainRx	Ganancia de la antena en el receptor en dBi.
dv	Distancia entre P_o y T_x (Ver Figura 2.2)
d1	Distancia entre P_o y R_x (Ver Figura 2.2)
d_Tx_IRS	Distancia entre T_x y la IRS (Ver Figura 2.2)
g	Canal entre Tx y la IRS
h	Canal entre la IRS y Rx
hd	Canal entre Tx y Rx
h_SISO	Canal SISO tradicional
beta1_Tx_Rx	Desvanecimiento a gran escala del canal hd
beta2_Tx_IRS	Desvanecimiento a gran escala del canal g
beta3_IRS_Rx	Desvanecimiento a gran escala del canal h
beta_SISO	Desvanecimiento a gran escala del canal h_SISO
R	Matriz de correlación espacial
h_eq_IRS	Canal equivalente de la IRS
kappa	Parámetro κ de la distribución de Von Mises
Rth	Tasa de transmisión en bps
SNR_Tx	Relación señal a ruido en el transmisor
Omg	Potencia de la parte difusa/multitrayecto en [W]
K_dB	Potencia de la relación entre la señal del rayo directo/componentes Multitrayecto en dB.

2.2.2 Generación de Desvanecimiento a Gran Escala

En base al protocolo 3GPP Urban Micro definido en 1.1 y 1.2, se plantea los escenarios para LoS y NLoS. Como parámetros de entrada se tiene la frecuencia de operación, denotada por F_c (del inglés, carrier frequency), la ganancia de cada una de las antenas en el Tx y en el Rx (denotadas por G_t y G_r), y la distancia entre los nodos de interés (denotada por x).

```
% Modelo 3GPP para LOS y NLOS
PL_LOS = @(x,Gt,Gr) db2pow(-28-20*log10(Fc)-22*log10(x)+Gt+Gr);
PL_NLOS = @(x, Gt,Gr) db2pow(-22.7-26*log10(Fc)-36.7*log10(x)+Gt+Gr);
```

Figura 2.2. Fórmulas de desvanecimiento a gran escala con el modelo 3GPP para LoS y NLoS.

La Figura 2.3 muestra la configuración de los valores de ganancia en dBi de cada nodo y la IRS. Estos parámetros se aplican posteriormente en las funciones definidas en la Figura 2.2

```
% Ganancias de Antenas en dBi
A_gainTx=5;
A_gainIRS=5;
A_gainRx=1;
```

Figura 2.3. Ganancias de las antenas en dBi.

Para el cálculo de la distancia entre cada nodo, se toma en consideración el sistema propuesto en la Figura 2.4.

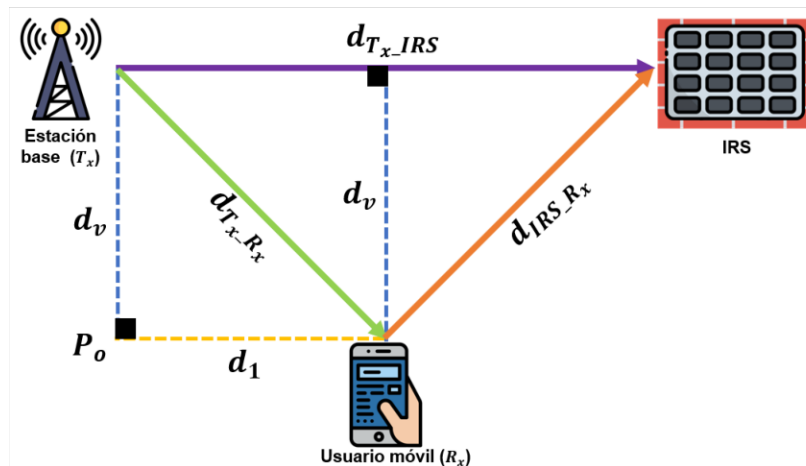


Figura 2.4. Distancias en el sistema asistido por IRS.

En base a las distancias definidas en la Figura 2.4, los códigos mostrados en la Figura 2.5 ilustran el cálculo de las distancias necesarias utilizadas como parámetros de entrada en

las funciones definidas en MATLAB, tal como se indicó en la Figura 2.2. Se han fijado valores constantes para d_1 y d_v con el objetivo de calcular la distancia entre cada nodo.

```
% Distancias en metros [m]
dv=8; %Distancia entre P_0 y Tx
d1=40; %Distancia entre P_0 y Rx
d_Tx_IRS=44; %Distancia entre Tx y IRS
d_IRS_Rx=sqrt((d_Tx_IRS-d1)^2+dv^2); %distancia entre Rx y IRS
d_Tx_Rx=sqrt(d1^2+dv^2); %distancia entre Tx y Rx
```

Figura 2.5. Cálculo de las distancias en el sistema asistido por IRS.

Una vez definidos los parámetros de entrada, se procede al cálculo del pathloss para cada canal del sistema representado en la Figura 1.3. Para el caso de estudio del canal entre Tx y Rx se asume un entorno LoS/NLoS para el cálculo de las pérdidas de propagación. Mientras que para el enlace tradicional SISO y los enlaces Tx-IRS y IRS-Rx se considera que las pérdidas por trayectoria son dadas por escenarios NLoS, ya que no existe línea directa entre el Tx y Rx.

```
%% COEFICIENTES DE DESVANECIMIENTO A LARGA ESCALA
% Cálculo del coeficiente entre TX y Rx dependiendo si es con LOS o NLOS
if directPath == true
    beta1_Tx_Rx = PL_LOS(d_Tx_Rx,A_gainTx,A_gainRx);
else
    beta1_Tx_Rx = PL_NLOS(d_Tx_Rx,A_gainTx,A_gainRx);
end

% Cálculo del coeficiente entre TX-IRS y IRS-Rx
beta_SISO=PL_NLOS(d_Tx_Rx,A_gainTx,A_gainRx);
beta2_Tx_IRS=PL_LOS(d_Tx_IRS,A_gainTx,A_gainIRS);
beta3_Rx_IRS=PL_LOS(d_IRS_Rx,A_gainRx,A_gainIRS);
```

Figura 2.6. Cálculo de los coeficientes de desvanecimiento a gran escala.

2.2.3 Cálculo de la Matriz de Correlación

Para establecer la correlación entre los canales, se requiere definir la geometría de cada elemento en la IRS. Esto se logra considerando la longitud de onda de la señal para determinar el ancho de cada elemento de la IRS (denotado por d_{HV}). Para este escenario se considera $d_{HV} = \lambda/4$ y que cada elemento de la IRS es de geometría cuadrada. Posteriormente, se calcula el área de cada elemento (representada por A_{IRS}).

```

Fc=3; % Frecuencia en GHz
c=3e8; %Velocidad de la Luz en m/s
lambda = c/(Fc*1e9); %Longitud de onda en [m]. lambda=c/f=3e8/3e9=0.1 m
d_HV = lambda/10; %Ancho y la altura de un elemento de la IRS.
A_IRS = d_HV^2; %Área de un elementos de la IRS.

```

Figura 2.7. Configuración de valores iniciales para cálculo de la correlación

Una vez que se tiene la geometría de los elementos de la IRS, se procede a generar una matriz que contenga las ubicaciones dimensionales de cada uno de estos elementos, conformando así la IRS en su totalidad. La determinación de la localización precisa de cada elemento resulta fundamental para obtener la matriz de correlación. En la Figura 2.8, se proporciona el código empleado para la generación de la geometría y locaciones correspondientes de cada elemento en la IRS.

```

%Generación de la rejilla para los elementos de la IRS
gridPoints = (0:N_HV(i)-1)*d_HV;
[X,Y] = meshgrid(gridPoints,gridPoints);
locations = X(:)+1i*Y(:); %Vector de localización de cada elemento
N_IRS = length(locations); %Número total de los elementos de la IRS

```

Figura 2.8. Generación de la posición de cada uno de los elementos de la IRS.

En base a lo obtenido de la Figura 2.8., se aplica 1.19 para obtener la matriz de correlación (denotada por R), esta matriz es cuadrada de tamaño $N_{IRS} \times N_{IRS}$. Esta se calcula entre los elementos de la IRS utilizando la función sinc. La correlación entre dos elementos se calcula como una función de la distancia entre ellos en términos de la longitud de onda [37].

```

%Calculo de la matriz de correlación espacial.
R = zeros(N_IRS,N_IRS);
for m = 1:N_IRS
    for n = 1:N_IRS
        R(m,n) = sinc(2*abs(locations(m)-locations(n))/lambda);
    end
end

```

Figura 2.9. Cálculo de la matriz que determina la correlación en los canales IRS.

2.2.4 Cálculo de Errores de Fase

Para incorporar los errores de fase, se empleó la función de distribución de probabilidad Von Mises, definida por 1.8. En el software de simulación MATLAB, se define una función que tiene como parámetros de entrada N_{IRS} , N_{sim} y κ que son definidos previamente en la Tabla 2.1

```

%Distribución de Von Mises.
function vm_samples = vonMisesSim(N_IRS,N_sim,kappa)
    x=linspace(-pi,pi,N_sim);
    vm=exp(kappa*cos(x))/(2*pi*besseli(0,kappa));
    cdf=cumsum(vm*(x(2)-x(1)));
    cdf_uniform=rand(N_IRS,N_sim);
    vm_samples=interp1(cdf,x,cdf_uniform,'linear',pi);
end

```

Figura 2.10. Función de la distribución de Von Mises.

En la Figura 2.11., se muestra un ejemplo del empleo de la función de Von Mises para obtener los errores de fase de la IRS con un valor de κ específico.

```

%Función de Von Mises
kappa=4;
ph=vonMisesSim(N_IRS,N_sim,kappa);

```

Figura 2.11. Utilización de la función de Von Mises.

2.2.5 Generación de Desvanecimiento a Pequeña Escala

Para incluir el fenómeno de desvanecimiento a pequeña escala, es fundamental considerar el tipo de entorno entre los distintos nodos. Se asume que los canales g_i y h_i seguirán una distribución Rayleigh. Mientras tanto, el canal h_d se variará con el fin de comparar diferentes escenarios de simulación; puede tratarse de un entorno NLoS o LoS, en este último caso, adoptará una distribución Rician.

Para generar coeficientes de canal tipo Rayleigh se usa el comando `randn()` de MATLAB, el cual al multiplicarlo por una parte real y otra imaginaria normalizada se obtiene una variable compleja gaussiana de media cero y varianza uno, obteniendo así por definición desvanecimiento tipo Rayleigh. Además, se añadirá el pathloss definido previamente (ver Figura 2.6). En el escenario LoS con distribución Rician, se aplicarán la expresión previamente definida por 1.4, utilizando como parámetros de entrada `N_sim`, `K_line` y `omg`, que han sido detallados en la Tabla 2.1.

Para establecer la correlación entre los canales h_i y g_i , se emplea la matriz de correlación previamente obtenida en la Figura 2.9. Al calcular la raíz cuadrada de la matriz de correlación se multiplica por `A_IRS` y se aplica a los canales correspondientes. Esta operación permite establecer la correlación entre estos canales al conectarlos con la IRS [37].


```

% Canales con desvanecimiento a pequeña escala;
Rsqrtm =sqrtm(R);
%Canales indirectos
g = sqrt(A_IRS*beta2_Tx_IRS)*Rsqrtm*(randn(N_IRS,N_sim) + ...
    1i*randn(N_IRS,N_sim))/sqrt(2);
h = sqrt(A_IRS*beta3_Rx_IRS)*Rsqrtm*(randn(N_IRS,N_sim) + ...
    1i*randn(N_IRS,N_sim))/sqrt(2);

%Canal entre Tx y Rx
if directPath == true
    hd =sqrt(beta1_Tx_Rx)*(RicianMC(N_sim,K_line,omg));
else
    hd = 0;
end

```

Figura 2.12. Generación de los canales con desvanecimiento a pequeña escala.

donde:

```

function [ ric ] = RicianMC(N_sim,K_line,omg)
    ric=sqrt((K_line)/((K_line+1)*omg))+ ...
    omg/sqrt(K_line+1).*(1/sqrt(2)*(randn(1,N_sim)+1i*randn(1,N_sim)));
end

```

Figura 2.13. Función del modelo de distribución Rician.

2.2.6 Generación de Ruido AWGN

Para generar ruido AWGN es necesario establecer la potencia de ruido (denotada por N_0). Como se indica en el apartado 1.6, este valor depende de tres parámetros clave: la temperatura en grados Kelvin (K), la cual es 290° K en el medio ambiente y la figura del ruido, el cual es configurado a 10 dB cuando se transmite en un ancho de banda de 10 MHz [23].

La Figura 2.14 presenta la fórmula para calcular N_0 , incorporando los parámetros elegidos. Muestra tanto la forma simplificada en decibelios como el equivalente lineal. Esto permite flexibilidad en los cálculos y una mejor interpretación del impacto de la potencia de ruido en la señal

```

% GENERACIÓN DE RUIDO AWGN
AB=10e6; %Ancho de banda
FN_dB=10; %Figura de Ruido
No=-174+10*log10(AB)+FN_dB; %Potencia de ruido en dBm

```

Figura 2.14. Cálculo de la potencia de ruido AWGN.

2.2.7 Cálculo de la SNR en la Recepción

Para determinar la SNR en Rx, se procede a calcular el canal equivalente (denotado por h_{eq_IRS}), como fue previamente definido en la ecuación 1.20. Esta operación resulta crucial para la evaluación de la SNR en el receptor. La Figura 2.15 ilustra el fragmento de código correspondiente a este cálculo, el cual incluye la consideración de los errores de fase y la magnitud de los canales h , g y h_d .

```
%Canal equivalente del sistema con IRS.  
heq_IRS=abs(sum(abs(g).*abs(h).*exp(1i.*ph)))+abs(hd);
```

Figura 2.15. Canal equivalente del sistema asistido con IRS.

Por otro lado, es esencial variar la SNR en Tx (denotada por SNR_Tx), para ello se define un intervalo de valores en dBW, posteriormente realiza la transformación a unidades lineales con ayuda de la función de MATLAB `db2pow`.

```
%SNR en el transmisor  
SNR_Tx=(-100:0.05:260)-No; % SNR en Tx en dBW  
SNR_Tx_line=db2pow(SNR_Tx); % SNR en vatios [W]
```

Figura 2.16. Configuración del intervalo de la SNR en Tx.

Una vez obtenidos los parámetros necesarios, como el canal equivalente y la SNR en Tx, se aplica la ecuación 1.18 para derivar la SNR en Rx (denotada por SNR_Rx).

```
%SNR en Recepción  
SNR_Rx=((abs(heq_IRS).^2)*SNR_Tx_line)';
```

Figura 2.17. Cálculo de la SNR en Rx.

2.3 Sistema Tradicional SISO sin IRS

El código presentado simula un sistema de comunicación SISO sin IRS. El sistema consiste en un transmisor, un receptor y un canal. El canal se modela con desvanecimiento Rayleigh y trayectoria NLoS. Se genera un canal aleatorio y se calcula la SNR en la recepción. La tasa de transmisión se calcula como una función de la SNR en el receptor, tal como se ilustra en la Figura 2.18.

```
%% SISTEMA SISO (SIN IRS)  
h_SISO = sqrt(beta_SISO)*(randn(1,N_sim) + 1i*randn(1,N_sim))/sqrt(2);  
SNR_SISO=((abs(h_SISO).^2)*SNR_Tx_line)'; % SNR en Recepción  
OP_SISO=sum((log2(1+SNR_SISO))<Rth,2)/N_sim;
```

Figura 2.18. Generación del sistema SISO tradicional.

2.4 Cálculo de Métricas de Desempeño de Rendimiento

2.4.1 Probabilidad de Corte

La probabilidad de corte se calcula en base a 1.10, es decir, la probabilidad de que la tasa de datos (denotada por C) sea menor que una tasa de umbral (denotada por R_{th}), en este caso $R_{th}=2$ bps. En la simulación se emplea la función de MATLAB `sum()` que cuenta el número de veces que la función `<` devuelve un valor de 1, esto significa que la capacidad C es menor que 2 bps, lo que implica que existe un corte en la comunicación. Por otro lado, mediante la simulación de Monte Carlo con la variable N_{sim} se realiza un promedio para obtener finalmente la probabilidad de corte para ser graficada. Todas estas configuraciones previas son calculadas mediante código en la Figura 2.19.

```
%Cálculo de OP
Rth=2;                               %Tasa de datos
C=log2(1+SNR_Rx);                    %Capacidad del canal
OPsim=sum(C<Rth,2)/N_sim;            %OP
```

Figura 2.19 Cálculo de la métrica de desempeño de rendimiento de OP.

Cabe mencionar que, la OP se calcula para el caso del sistema con IRS con errores de fase y correlación variando los parámetros especificados al inicio de esta sección. Además, se calcula la OP del sistema sin IRS para comparar los sistemas y conocer de qué manera afecta la variación de los parámetros.

2.4.2 Tasa Media Alcanzable de Datos

Para simular la tasa media alcanzable se aplica 1.11. En MATLAB, se utiliza la función `mean()`, la cual calcula la media de la tasa de datos C . Esto da como resultado la capacidad de canal promedio para todas las simulaciones de Monte Carlo. A partir de la Figura 2.20, se obtiene la AC para ser graficada posteriormente.

```
%Cálculo de la AC
C=(log2(1+SNR_Rx));                 %Capacidad del canal
ACsim=mean(C,2);                    %AC
```

Figura 2.20 Cálculo de la métrica de desempeño de rendimiento de AC.

3 RESULTADOS NUMERICOS Y DISCUSIONES

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos a través de simulaciones Monte Carlo de un sistema de comunicación inalámbrica asistido por IRS teniendo en cuenta errores de fase y correlación entre los canales con desvanecimiento Rayleigh. El análisis se inicia con la evaluación de las curvas derivadas de las métricas de rendimiento, específicamente la OP y la AC. La relevancia de examinar estas métricas radica en su capacidad para proporcionar una comprensión profunda sobre la confiabilidad y robustez del sistema, identificando escenarios óptimos que demuestren resultados superiores en términos de la SNR. Además, se aborda el impacto de la incorporación de correlación espacial en los canales en el desempeño del sistema, dejando a un lado la práctica común de asumir exclusivamente el modelo de desvanecimiento i.i.d. Rayleigh. Este enfoque más realista permite una comprensión completa de los desafíos y oportunidades en entornos de comunicación inalámbrica, considerando la influencia de la disposición geométrica de los elementos reflectivos dentro de la IRS.

En la Tabla 3.1. se presentan los parámetros iniciales que se mantiene fijos en las simulaciones.

Tabla 3.1. Parámetros iniciales fijos para las simulaciones.

Parámetro	Valor
Número de simulaciones Monte Carlo (N_sim)	1e4
directPath	False
correlation	True
Velocidad de la luz (c)	3e8 m/s
A_gainTx	5 dBi
A_gainIRS	5dBi
A_gainRx	1 dBi
dv	8 m
d1	40 m
d_Tx_IRS	44 m
Omg	1
K_dB	5 dB

3.1 Escenarios de Simulación

En los escenarios de simulación, se emplean funciones diseñadas tanto por MATLAB como funciones creadas específicamente con el objetivo de modelar el sistema de comunicación inalámbrica SISO, asistido por IRS. Este sistema se compone de tres nodos principales: Tx, Rx y la IRS como se muestra en la Figura 1.3. descrita en la sección anterior. Para los canales Tx-IRS y IRS-Rx, se implementa un canal inalámbrico con desvanecimiento tipo Rayleigh y con correlación espacial, siguiendo el modelo urbano 3GPP. Por otro lado, para la comparación con un sistema SISO tradicional, se genera la curva de desempeño en base a Figura 3.1. donde se considera una trayectoria NLoS con desvanecimiento Rayleigh.



Figura 3.1. Sistema SISO tradicional, sin IRS.

Los distintos escenarios de simulación varían según el tipo de trayectoria y la presencia de correlación espacial en los canales. Además, el análisis se basa en las diversas combinaciones de parámetros en la IRS, incluyendo errores de fase configurados a través del parámetro κ , la distancia de separación entre cada elemento de la IRS, la frecuencia de operación y el número total de elementos en la IRS.

La variabilidad de estos parámetros permite explorar una amplia gama de condiciones y entender cómo afectan al rendimiento del sistema. La presencia de errores de fase, la disposición espacial de los elementos en la IRS desempeña un papel crucial en la caracterización y optimización del sistema de comunicación inalámbrica asistido por IRS en distintos entornos y situaciones de operación, determinando en qué casos la IRS mejora considerablemente a un sistema inalámbrico tradicional.

3.2 Configuración de Parámetros de Red

Las simulaciones generan un conjunto de curvas de desempeño, obtenidas según la variación de los parámetros de la Tabla 3.2. Mediante la variación de cada parámetro es posible realizar una comparación adecuada para explicar de qué manera influyen y explicar

los cambios ocasionados en el sistema. Para el caso de los resultados de OP vs. SNR, se varían todos los parámetros presentados en la Tabla 3.2. Mientras que para los resultados AC vs. SNR, solamente se toma en cuenta la variación del número de elementos en el eje vertical y horizontal de la IRS, es decir, el parámetro N_HV.

Tabla 3.2. Parámetros variantes en las simulaciones

Parámetro	Descripción	Valor
N_HV	Número de elementos en el eje vertical y horizontal de la IRS.	10, 20, 30, 40, 50
κ	Parámetro de concentración de la distribución Von Mises	0, 1, 4, 7, 15
Fc	Frecuencia de operación del sistema	2GHz, 3GHz, 3.5GHz, 7GHz, 10GHz
d	Ancho de cada elemento de la IRS.	$\lambda/2, \lambda/4, \lambda/8, \lambda/16, \lambda/32$

Las curvas de desempeño asociadas al sistema de comunicación inalámbrica asistido por IRS incorporan desvanecimiento a larga escala asumiendo $\beta_2 = -63.69 \text{ dB}$ y $\beta_3 = -52.47 \text{ dB}$, que son valores establecido en el estándar 3GPP para ambientes Micro Urbanos. En el enlace h_d , para un caso específico se considera una trayectoria LoS con desvanecimiento Rician, además, para las pérdidas por propagación se asume $\beta_1 = -66.97 \text{ dB}$, igualmente en base del protocolo 3GPP. En contraste, para el sistema SISO tradicional con trayectoria NLoS, se tiene $\beta_{SISO} = -88.21 \text{ dB}$.

3.3 Análisis de OP vs. SNR

Las curvas de desempeño de OP vs. SNR se generaron mediante la simulación de Monte Carlo con un total de $N_{sim} = 1 \times 10^4$ muestras.

En la Tabla 3.3. se presentan los parámetros que se mantuvieron constantes y aquellos que se variaron para la creación de las diversas curvas de desempeño que serán objeto de análisis.

Tabla 3.3. Parámetros fijos y variantes en las simulaciones para la métrica de desempeño OP.

Tasa Transmisión	Error de Fase	Ancho del Elemento IRS	Número de elementos la IRS y frecuencia de operación	Modelo Path Loss
$R_{th} = 2 \text{ bps}$	Error Fijo $\kappa = 4$	$d = \lambda/4$	Variar elementos $N_{HV} = 10, 20, 30, 40, 50$ Frecuencia $F_c = 3 \text{ GHz}$	Canal Rayleigh $\beta_1 = NLoS$ $\beta_2 = LoS$ $\beta_3 = LoS$
$R_{th} = 2 \text{ bps}$	Error Fijo $\kappa = 4$	$d = \lambda/4$	Variar elementos $N_{HV} = 10, 20, 30, 40, 50$ Frecuencia $F_c = 3 \text{ GHz}$	Canal Rician $\beta_1 = LoS$ Canal Rayleigh $\beta_2 = LoS$ $\beta_3 = LoS$
$R_{th} = 2 \text{ bps}$	Variar el error $\kappa = 0, 1, 3, 7, 15$	$d = \lambda/4$	Fijar elementos IRS $N_{HV} = 50$ Frecuencia $F_c = 3 \text{ GHz}$	Canal Rayleigh $\beta_1 = NLoS$ $\beta_2 = LoS$ $\beta_3 = LoS$
$R_{th} = 2 \text{ bps}$	Error Fijo $\kappa = 4$	$d = \lambda/4$	Fijar elementos IRS $N_{HV} = 50$ Variar Frecuencia $F_c = 2, 3, 3.5, 7, 10 \text{ GHz}$	Canal Rayleigh $\beta_1 = NLoS$ $\beta_2 = LoS$ $\beta_3 = LoS$
$R_{th} = 3 \text{ bps}$	Error Fijo $\kappa = 7$	Variar d $d = \frac{\lambda}{2}, \frac{\lambda}{4}, \frac{\lambda}{8}, \frac{\lambda}{32}$	Fijar elementos IRS $N_{HV} = 50$ Frecuencia $F_c = 3 \text{ GHz}$	Canal Rayleigh $\beta_1 = NLoS$ $\beta_2 = LoS$ $\beta_3 = LoS$

- **Caso 1: Variación del número total de elementos de la IRS con entorno NLoS**

En la Figura 3.2., se presentan 6 curvas de desempeño de la OP vs. SNR en transmisión, donde se varían parámetros y otros se mantiene fijos de acuerdo con la Tabla 3.3. Aquí, se considera que el canal h_d es NLoS.

A partir de la Figura 3.2, se observa que la OP disminuye a medida que aumenta la SNR en transmisión, lo cual implica que la SNR favorece la recepción de la señal. Además, es notable que la OP disminuye al aumentar el N_{IRS} , indicando que un mayor número de elementos en la IRS proporciona flexibilidad para controlar la propagación de la señal, contrarrestando los efectos del desvanecimiento y los errores de fase.

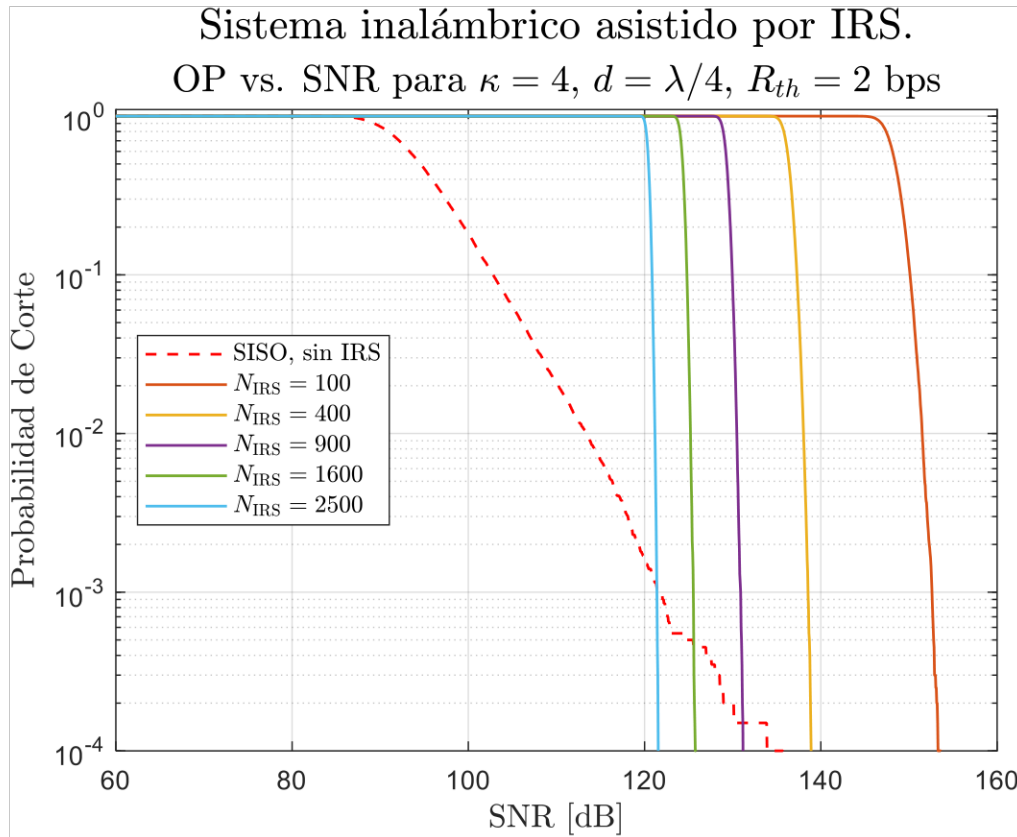


Figura 3.2. OP vs. SNR en transmisión con variación del número de elementos horizontales y verticales de la IRS, $\kappa = 4$, $d = \lambda/4$ y tasa de transmisión $R_{th} = 2$ bps.

En cuanto al análisis de los parámetros, el efecto del N_{IRS} en la OP hace que esta disminuya con el aumento del N_{IRS} . Por ejemplo, se nota que las curvas son menos prolongadas en valores altos de N_{IRS} como 2500, en comparación con la $N_{IRS} = 100$. Además, para conseguir la OP de 10^{-3} para $N_{IRS} = 2500$ se necesita una SNR de 121.3 dB, mientras que para $N_{IRS} = 100$ se necesita un SNR de 152.6 dB, aumentando considerablemente. Es así como, con un mayor número de elementos totales de la IRS, se necesita un valor menor de SNR para conseguir que no haya valores altos de probabilidad de corte en la comunicación.

En el sistema SISO sin IRS, se observa que presenta una curva que decae en función de la SNR. Cualquier cambio abrupto en la SNR afectará significativamente la OP, generando inestabilidad en el sistema. Por otro lado, en un sistema con IRS, la OP dependerá del N_{IRS} lo que resulta en una mayor estabilidad, ya que la SNR no varía de manera significativa, ofreciendo así un sistema más robusto en términos de OP.

- **Caso 2: Variación del número total de elementos de la IRS con entorno LoS.**

En la Figura 3.3, se presentan 6 curvas de desempeño generadas con base en los parámetros detallados en la Tabla 3.3. Opuestamente a la Figura 3.2, estas curvas incluyen el canal h_d en el cálculo del canal equivalente para el sistema con IRS. El canal h_d del enlace directo entre Tx-Rx al no tener obstrucciones (enlace LoS) se lo modela a través de desvanecimiento tipo Rician.

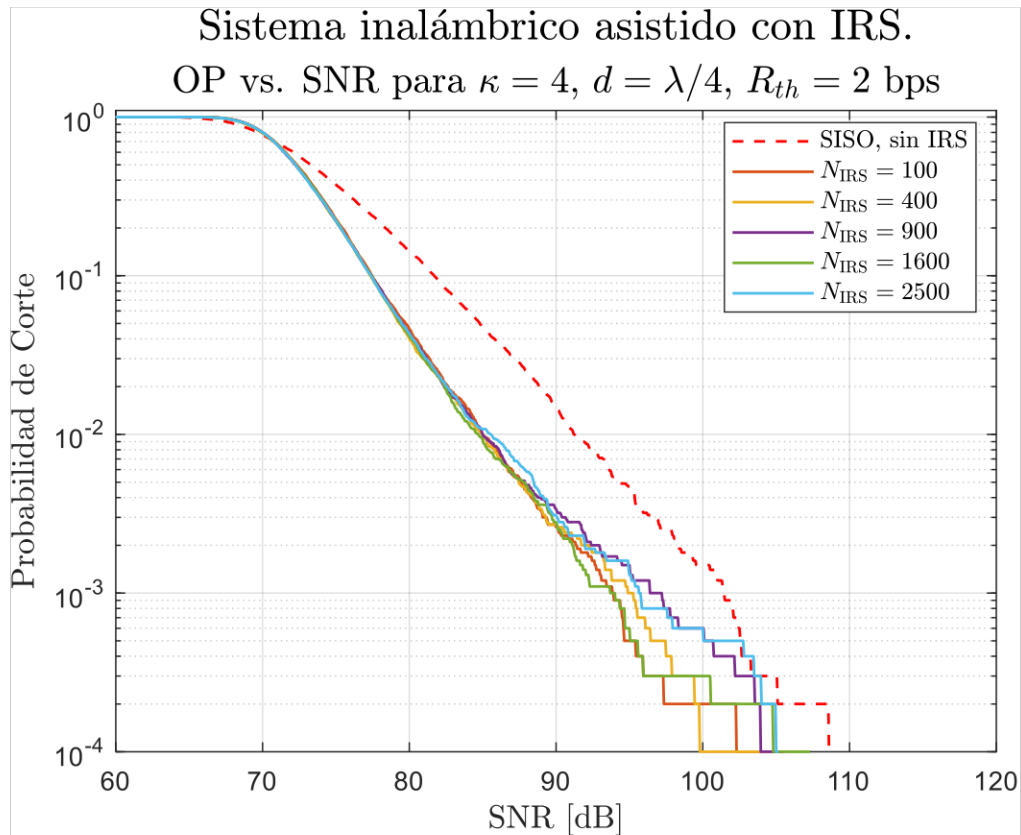


Figura 3.3. OP vs. SNR en transmisión con variación del número de elementos horizontales y verticales de la IRS con LoS, $\kappa = 4$, $d = \lambda/4$ y tasa de transmisión $R_{th} = 2$ bps.

En este caso, claramente se ve que aumentar el número de elementos en la IRS no genera un impacto considerable, ya que debido a las condiciones idóneas del enlace directo LoS a IRS no es necesaria en este entorno. Todas las curvas de la IRS son similares independientemente del valor de N_{IRS} ya que el enlace directo predomina. Este análisis proporciona una perspectiva sobre el impacto de diferentes condiciones de canal en el desempeño del sistema inalámbrico asistido por IRS.

Se observa que las curvas de desempeño del sistema asistido por IRS apenas difieren entre sí, con mínimas variaciones respecto a la curva del sistema SISO tradicional. Sin

embargo, al apuntar a valores más bajos de la OP, alrededor de 1×10^{-4} , tanto el sistema SISO tradicional como el sistema con IRS requieren valores de SNR entre 100 dB y 108 dB, los cuales son valores muy cercanos entre sí. Este hallazgo indica que, en ciertos contextos y objetivos de rendimiento específicos, la introducción de IRS podría no aportar una mejora sustancial en términos de OP en comparación con el sistema SISO tradicional.

Al comparar con la Figura 2.2., se observan diferencias notables. En el escenario NLoS, lograr una OP más baja requiere que la SNR alcance valores más altos, superando los 105 dB necesarios en un entorno con LoS para alcanzar una OP de 10^{-4} . Además, el impacto del N_{IRS} es menor, ya que el LoS ya presenta una calidad de enlace buena sin la intervención del IRS, lo que resulta en una superposición de las curvas de desempeño.

- **Caso 3: Variación de los errores de fase con el parámetro κ de la distribución de Von Mises.**

Al asumir errores de fase en el sistema con IRS, estos son modelados por la función de distribución de probabilidad de Von Mises con el parámetro κ . Este parámetro es modificado según la información detallada en la Tabla 3.3., con el propósito de investigar la influencia de κ y determinar si es más beneficioso emplear valores elevados o reducidos de este parámetro. Como resultado, se obtienen seis curvas de desempeño que analizan la relación entre la OP y la SNR.

Las curvas de desempeño en la Figura 3.4. muestran la variación de la OP en relación con la SNR para diferentes valores del parámetro κ , el cual modela los errores de fase en el sistema asistido por IRS. Este análisis revela que, al tener conocimiento completo del CSI de los canales en el sistema, la IRS puede adaptar de manera óptima las fases para mejorar el rendimiento del sistema en términos de la OP. La capacidad de ajuste de las fases demuestra la utilidad de la IRS para mitigar los efectos adversos de los errores de fase y, por ende, mejorar la confiabilidad del sistema de comunicación inalámbrica.

En el escenario menos favorable, donde $\kappa = 0$, se observa que las fases de diseño resultan aleatorias, generando mayores errores y requiriendo un elevado valor de SNR como 180.3 dB para alcanzar una OP de 1×10^{-3} . En contraste, en uno de los mejores casos, con $\kappa = 7$, solo se necesitan 120.4 dB de SNR para lograr la misma OP. No obstante, a partir de $\kappa = 3$, las curvas de desempeño son similares, casi llegando a sobrelaparse. Esto sugiere que la elección de valores de κ desde un umbral, por ejemplo, desde $\kappa = 3$, es prácticamente equiparable a seleccionar $\kappa = 15$, ya que en SNR solo están distanciados 1.5 dB. En consecuencia, se evidencia la influencia sustancial de κ en la relación entre

SNR y OP, indicando que valores más altos de κ promueven una mejora significativa en el rendimiento del sistema con IRS.

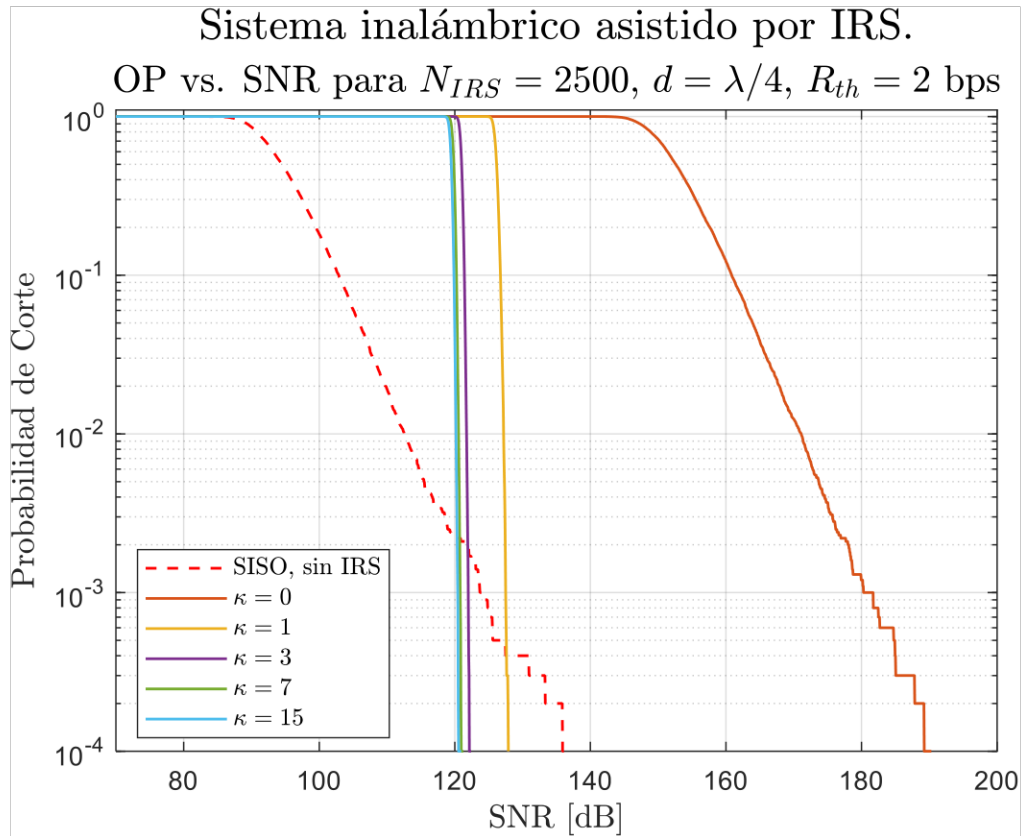


Figura 3.4. OP vs. SNR en transmisión con variación del parámetro κ de la distribución de Von Mises, $N_{IRS} = 2500$, $d = \lambda/4$ y tasa de transmisión $R_{th} = 2$ bps.

- **Caso 4: Variación de la frecuencia de operación en el sistema asistido por IRS.**

En la Figura 3.5., se analiza un sistema de comunicación inalámbrica asistido por IRS vs. un sistema tradicional SISO. Se emplean parámetros tanto fijos como variables, detallados en la Tabla 3.3. En este contexto, se compara el sistema IRS en contra de un sistema SISO operando a una frecuencia de 3 GHz.

Se evidencia que a cuando se tiene valores mayores de frecuencia se requiere un mayor valor de SNR. Además, se observa que la curva es menos prolongada, adoptando una forma casi lineal. Esto implica que se necesitan valores de SNR cercanos para obtener distintos niveles de OP y lograr su minimización. Por ejemplo, para el sistema SISO tradicional, se necesitan diferentes valores de SNR desde 98 dB a 130.8 dB para obtener la OP desde 10^0 a 10^{-4} . En contraste, para el sistema asistido por IRS con frecuencia de

operación de 6G, es decir, para 7 GHz, el valor de SNR varía de 149.7 dB a 151 dB para obtener el mismo intervalo de valores de OP, lo que entrega mayor estabilidad al sistema de comunicación inalámbrica.

Por otro lado, como la frecuencia y la longitud de onda están relacionadas de forma inversamente proporcional, es decir, a mayor frecuencia, menor longitud de onda. Esto tiene un impacto significativo en la geometría de la IRS. Cuando se calcula el ancho d de los elementos de la IRS, resulta en dimensiones más pequeñas, llevando a que estos elementos estén más próximos entre sí. Esta cercanía refuerza la correlación entre los canales, ya que dicha correlación está directamente influenciada por la disposición geométrica de los elementos en la IRS.

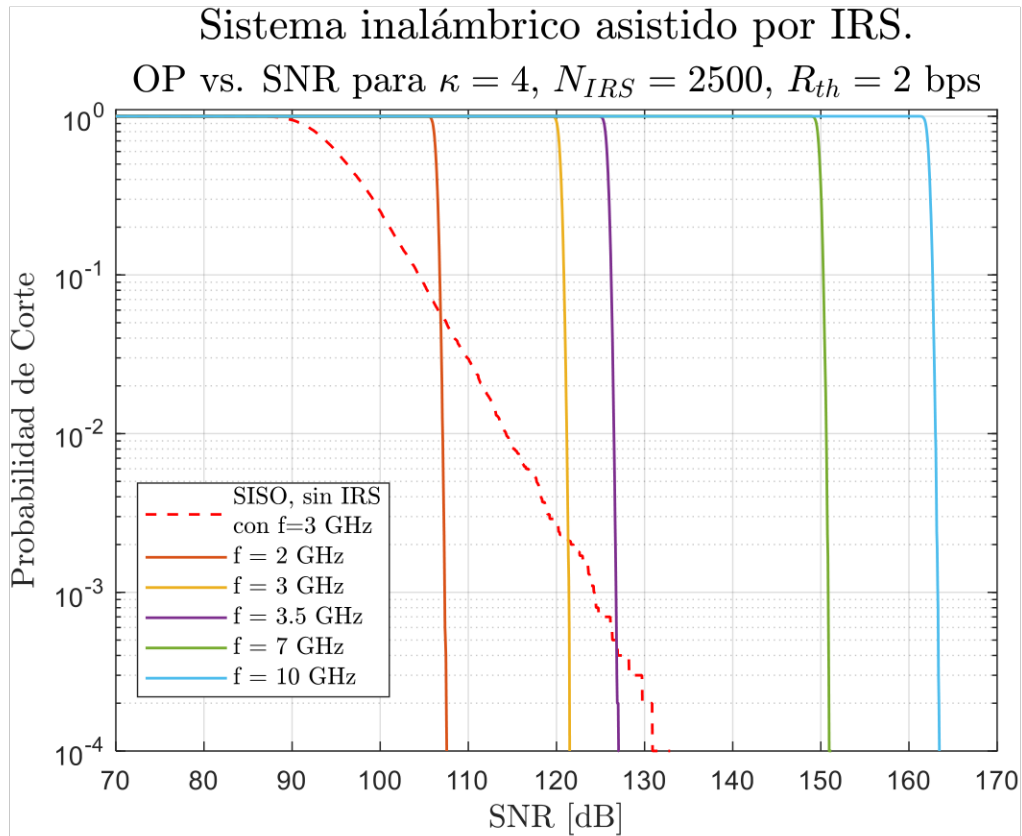


Figura 3.5. OP vs. SNR en transmisión con variación de la frecuencia de operación, $N_{IRS} = 2500$, $\kappa = 4$, $d = \lambda/4$ y tasa de transmisión $R_{th} = 2$ bps.

- **Caso 5: Variación del nivel de correlación entre canales del sistema asistido por IRS.**

En la Figura 3.6, se explora el impacto de la correlación espacial en el sistema asistido por IRS. Se utilizan una combinación de parámetros constantes y variables, que se describen en la Tabla 3.3. En el presente caso de análisis, se realiza una comparación con un sistema

SISO convencional que proporciona un punto de referencia para empezar el análisis de la IRS. Además, se considera $\kappa = 7$ para el modelamiento de errores de fase, que en base a los resultados de la Figura 3.4., muestra un gran desempeño con un direccionamiento eficiente de las señales incidentes hacia Rx.

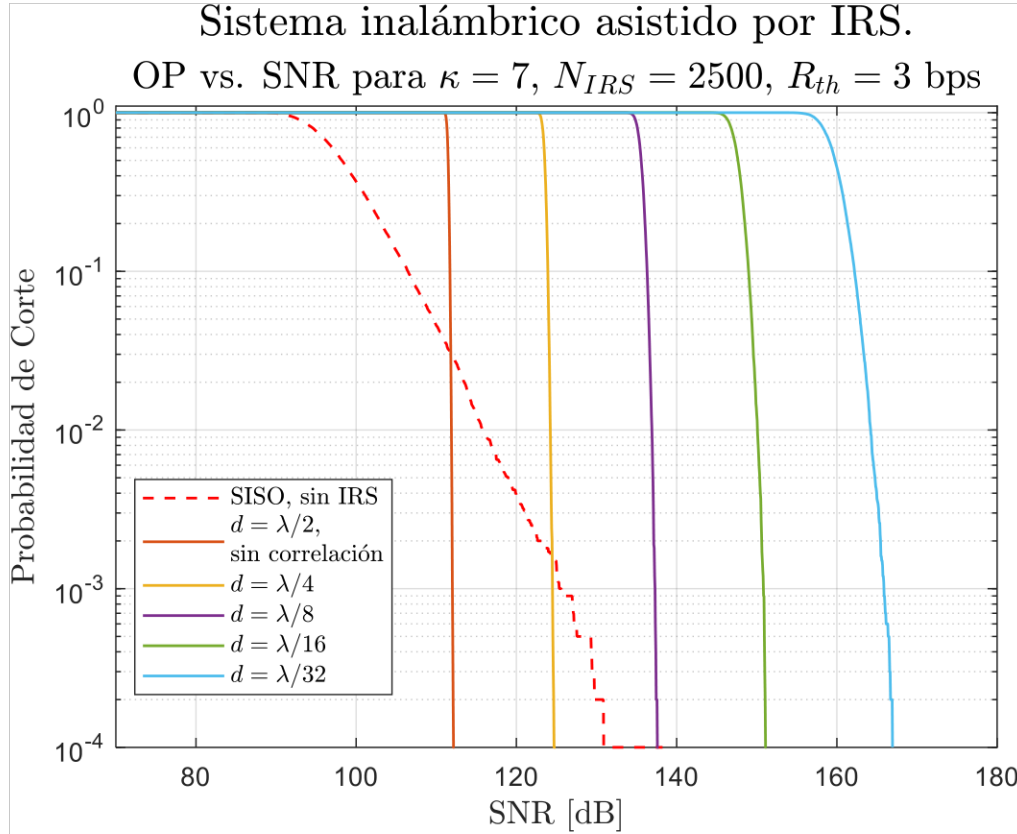


Figura 3.6. OP vs. SNR en transmisión con variación del ancho d de cada uno de los elementos de la IRS, $N_{IRS} = 2500$, $\kappa = 7$ y tasa de transmisión $R_{th} = 3$ bps.

Según la referencia [37], se establece que un ancho de elemento de IRS con $d = \lambda/2$ no presenta correlación espacial, convirtiéndolo en un canal Rayleigh i.i.d. En un sistema ideal asistido por IRS, la curva para $d = \lambda/2$ de manera preliminar exhibe mejores resultados al despreciar la correlación espacial entre canales, ofreciendo un rendimiento óptimo en simulación con un bajo valor de SNR de 112 dB para lograr una OP de 1×10^{-4} . En comparación con un caso más realista con $d = \lambda/4$, se requiere un valor de SNR de 127.5 dB. No obstante, en el diseño de sistemas inalámbricos, es crucial realizar simulaciones que proporcionen resultados óptimos y coherentes con la implementación física en la realidad. Por lo tanto, considerar los niveles de correlación espacial se vuelve fundamental para optimizar y robustecer el canal inalámbrico, asegurando una transmisión adecuada.

Por otro lado, se observa que con un mayor ancho d de los elementos de la IRS se obtiene un mejor desempeño. Al estar más separados, los elementos permiten que la señal se

refleje y redireccione adecuadamente, sin interferencias entre elementos IRS que podrían introducir fases distintas y confusiones en la dirección de la señal hacia Rx. Además, se destaca que para $d = \lambda/4$ se obtienen mejores resultados que incluso el sistema SISO tradicional para una OP de 1×10^{-3} , estableciendo este valor d como una referencia para el diseño de la geometría de la IRS. Es relevante señalar que, de manera consistente con los resultados anteriores, el uso de IRS con correlación espacial y la optimización de los valores de fase proporciona estabilidad en términos de SNR, ya que este no varía significativamente para lograr obtener diferentes valores de OP.

3.4 Análisis de AC vs. SNR

En esta sección, se analizará la tasa media de datos alcanzable. Para esto, se propone el sistema SISO tradicional sin la tecnología IRS para efectos de comparación. La IRS estará conformada por 400 elementos y trabajará a una frecuencia de 3 GHz.

Se considerará los parámetros los parámetros de la Tabla 3.4. para el análisis, obteniendo así la siguiente gráfica:

Tabla 3.4. Parámetros fijos y variantes en las simulaciones para la métrica de desempeño AC.

Error Fase	Correlación y Ancho del Elemento IRS	Número de elementos IRS y frecuencia de operación	Modelo Path Loss
Error Fijo $\kappa = 7$	Variar d $d = \frac{\lambda}{2}, \frac{\lambda}{4}, \frac{\lambda}{8}, \frac{\lambda}{32}$	Fijar elementos IRS $N_{HV} = 20$ Frecuencia $F_c = 3 \text{ GHz}$	Canal Rayleigh $\beta_{-1} = NLoS$ $\beta_{-2} = LoS$ $\beta_{-3} = LoS$

- **Caso 1: Variación del nivel de correlación entre canales del sistema asistido por IRS para analizar la AC.**

En la Figura 3.7 se presentan las curvas de desempeño de la métrica de AC respecto a la SNR. La capacidad media es esencial para comprender el valor promedio de la capacidad, sirviendo como punto de referencia para evitar que la tasa de transmisión exceda la capacidad y cause interrupciones en la comunicación. En este análisis, se modifica la geometría de la IRS al variar el ancho de sus elementos, lo que impacta en los niveles de correlación. Se ha configurado el parámetro $\kappa = 7$, optimizando los errores de fase según lo discutido en la Figura 3.4. Además, se incluyen casos de referencia como el sistema

SISO tradicional y el caso crítico, donde no hay correlación ($d = \lambda/2$), es decir, un canal i.i.d Rayleigh.

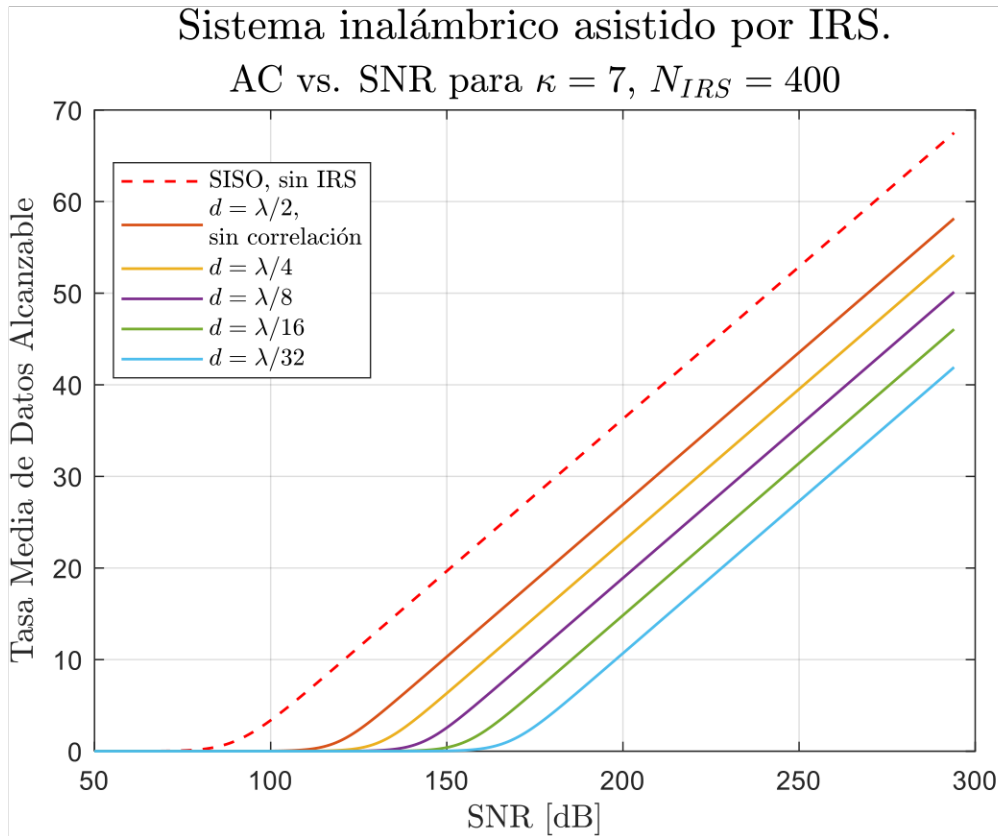


Figura 3.7. AC vs. SNR en transmisión con variación del ancho d de cada uno de los elementos de la IRS, $N_{IRS} = 400$, y $\kappa = 7$.

Las curvas de desempeño AC vs. SNR muestran que a mayor valor de SNR, la capacidad media alcanzable aumenta de forma exponencial en valores bajos de la AC hasta 5bps, luego se desempeña de manera prácticamente lineal, con una variación promedio de 0.3322. Esto implica que por cada aumento de 10 dB en la SNR, la AC aumenta en 3.322 bps, lo cual no es mucha ganancia para aumentar la tasa de bits. Por otro lado, para este escenario, con una frecuencia de operación de 3 GHz y longitud de onda de 0.1m, entre menos angostos son los elementos de la IRS, necesita mayor valor de SNR para aumentar la tasa media de datos alcanzable. Adicionalmente, los puntos de inflexión en las curvas de desempeño son 78.4 dB, 109.5 dB, 123.25 dB, 136.1 dB, 148.4 dB y 159.05 dB para el caso SISO tradicional, caso sin correlación y casos con $d = \lambda/4$, $d = \lambda/8$, $d = \lambda/16$ y $d = \lambda/32$ respectivamente. Por tanto, el caso SISO tradicional necesita un menor valor de SNR para obtener una tasa de datos promedio más alta, así teniendo más holgura para cumplir que $R_{th} \leq C$, evitando cortes en la comunicación.

Es importante asegurar un valor de capacidad de canal apropiado, por lo que en este caso el caso SISO tradicional y el sistema sin correlación muestran un mejor desempeño. Para el sistema asistido con IRS es vital utilizar técnicas de endurecimiento de canal para mostrar mejores resultados y poder superar en métricas de SNR y AC a los casos convencionales. Cabe mencionar que tanto el caso SISO tradicional como el sistema con i.i.d Rayleigh son casos ideales que en implementación física no se presentan, por lo que tener una base de diseño en dichos casos es inapropiado para obtener un sistema de comunicaciones inalámbricas asistido con IRS óptimo en la práctica.

4 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1 Conclusiones

- Se concluye que la incorporación de un mayor número de elementos de la IRS es una estrategia fundamental para optimizar el control de la propagación de la señal. Este enfoque proporciona una evidente flexibilidad que permite afrontar y contrarrestar de manera efectiva los problemas presentes del desvanecimiento y los errores de fase. Es así, que no solo se consigue mejorar la calidad de la señal recibida, sino que también contribuye de manera significativa a la estabilidad y fiabilidad del sistema de comunicación inalámbrica asistido por IRS. Con este planteamiento, se refuerza la importancia de considerar cuidadosamente el diseño e implementación de las IRS como tecnologías que permitan optimizar el rendimiento de los sistemas de comunicaciones inalámbricos para las futuras generaciones móviles como 6G.
- Resulta esencial concluir que, en las comunicaciones asistidas por IRS, el modelo de atenuación Rayleigh i.i.d. puede no ser la elección más adecuada debido a la correlación espacial inherente en los canales. La comprensión de las propiedades del canal es un aspecto crucial para un diseño eficiente de sistemas de comunicación basados en IRS. En este contexto, el modelo propuesto con inclusión de correlación y errores de fase proporciona una herramienta valiosa para analizar y optimizar el rendimiento de dichos sistemas, contribuyendo a un despliegue más efectivo de las tecnologías IRS en aplicaciones prácticas.
- A partir del análisis de las curvas de desempeño, se puede concluir que al emplear IRS con un número elevado de elementos reflectivos, como $N_{IRS} = 2500$, se logra un rendimiento óptimo que supera al de un sistema SISO tradicional. Esto sugiere que a medida que se aumenta el número de elementos en la IRS, se obtienen mejores resultados en términos de la métrica OP, lo que se traduce en una reducida probabilidad de corte en la comunicación.
- La configuración precisa de la geometría en la IRS se posiciona como un factor crítico para determinar el grado de correlación entre los canales en un sistema de comunicación. Se ha observado que en situaciones específicas, como aquellas en las que la separación entre los elementos reflectantes es igual a $d = \lambda/2$, se obtiene un canal Rayleigh i.i.d. Este hallazgo resalta la importancia de la geometría en la

formación de las IRS, subrayando su impacto crucial en las características esenciales del canal de comunicación.

- En entornos con diversas tecnologías, la estimación precisa del CSI, por parte de la estación base se plantea como un desafío considerable. Sin embargo, la tecnología IRS muestra una notable resistencia ante el conocimiento limitado del CSI de los nodos del sistema propuesto. Esta característica se refleja en métricas como la OP, donde se observa un desempeño muy similar para valores de $\kappa = 3, 7, 15$. Este hallazgo facilita el diseño de redes de próxima generación al ofrecer una alternativa robusta en entornos donde la estimación precisa del canal resulta desafiante.
- En entornos particulares, en los que el enlace directo entre Tx-Rx es sin obstrucciones, es decir LoS, se observó que el uso de IRS es limitado ya que la componente dominante LoS supera ampliamente a las NLoS que conforman el sistema con IRS. Este escenario se ha examinado detalladamente en la Figura 3.3., sorprendentemente, los resultados obtenidos indicaron que, incluso prescindiendo del uso de IRS, se lograron condiciones óptimas en términos de desempeño del canal. Este hallazgo sugiere que, en ciertos contextos específicos, la implementación de IRS puede no aportar beneficios significativos, y es crucial evaluar detenidamente la idoneidad de su aplicación según las características específicas del entorno de comunicación inalámbrica.

4.2 Recomendaciones

- La investigación destaca la importancia de considerar la correlación espacial en las comunicaciones asistidas por IRS, ya que el desvanecimiento del canal siempre está espacialmente correlacionado. Esta recomendación enfatiza la necesidad de un modelo de canal que capture las características únicas de la tecnología IRS, lo que permite una evaluación más realista del rendimiento de IRS.
- Se recomienda la integración de IRS en futuros sistemas de comunicación inalámbrica, ya que la tecnología IRS tiene el potencial de mejorar el canal de capa física inalámbrica y mejorar el rendimiento de la comunicación en las futuras generaciones móviles como 6G. Principalmente se enfatiza en la necesidad de un modelo de canal físicamente factible que refleje con precisión el comportamiento de la tecnología IRS.

- Para futuras investigaciones, se recomienda abordar la integración de IRS con sistemas MIMO. La transición de configuraciones de SISO a entornos con múltiples antenas es una tendencia prevalente en escenarios prácticos actuales. Además, se debe considerar conjuntamente la capacidad de reflexión de las IRS y las ventajas proporcionadas por las configuraciones MIMO permitiría una modelización más precisa y aplicable a las condiciones reales de despliegue. Este enfoque no solo se adapta mejor a las arquitecturas modernas de comunicación inalámbrica, sino que también proporciona una perspectiva más completa y eficiente para el diseño y la mejora de redes inalámbricas emergentes.

5 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] W. Jiang, B. Han, M. A. Habibi, y H. D. Schotten, «The Road Towards 6G: A Comprehensive Survey», *IEEE Open J. Commun. Soc.*, vol. 2, pp. 334-366, 2021, doi: 10.1109/OJCOMS.2021.3057679.
- [2] U. Gustavsson et al., «Implementation Challenges and Opportunities in Beyond-5G and 6G Communication», *IEEE J. Microw.*, vol. 1, n.o 1, pp. 86-100, ene. 2021, doi: 10.1109/JMW.2020.3034648.
- [3] M. H. Alsharif, A. H. Kelechi, M. A. Albreem, S. A. Chaudhry, M. S. Zia, y S. Kim, «Sixth Generation (6G) Wireless Networks: Vision, Research Activities, Challenges and Potential Solutions», *Symmetry*, vol. 12, n.o 4, Art. n.o 4, abr. 2020, doi: 10.3390/sym12040676.
- [4] W. Long, R. Chen, M. Moretti, W. Zhang, y J. Li, «A Promising Technology for 6G Wireless Networks: Intelligent Reflecting Surface», *J. Commun. Inf. Netw.*, vol. 6, n.o 1, pp. 1-16, mar. 2021, doi: 10.23919/JCIN.2021.9387701.
- [5] M. Attaran, «The impact of 5G on the evolution of intelligent automation and industry digitization», *J. Ambient Intell. Humaniz. Comput.*, vol. 14, n.o 5, pp. 5977-5993, may 2023, doi: 10.1007/s12652-020-02521-x.
- [6] P. Porambage y M. Liyanage, «Evolution of Mobile Networks», en *Security and Privacy Vision in 6G: A Comprehensive Guide*, IEEE, 2023, pp. 1-14. doi: 10.1002/9781119875437.ch1.
- [7] A. I. Salameh y M. El Tarhuni, «From 5G to 6G—Challenges, Technologies, and Applications», *Future Internet*, vol. 14, n.o 4, Art. n.o 4, abr. 2022, doi: 10.3390/fi14040117.
- [8] J. Agrawal, R. Patel, D. P. Mor, y D. P. Dubey, «Evolution of Mobile Communication Network: from 1G to 4G».
- [9] V. W. S. Wong, R. Schober, D. W. K. Ng, y L.-C. Wang, *Key Technologies for 5G Wireless Systems*. Cambridge University Press, 2017.
- [10] ITU-R M.2370-0, «IMT Traffic Estimates for the Years 2020 to 2030», ITU Publ., 2015, [En línea]. Disponible en: https://www.itu.int/dms_pub/itu-r/opb/rep/R-REP-M.2370-2015-PDF-E.pdf
- [11] W. Saad, M. Bennis, y M. Chen, «A Vision of 6G Wireless Systems: Applications, Trends, Technologies, and Open Research Problems», *IEEE Netw.*, vol. 34, n.o 3, pp. 134-142, may 2020, doi: 10.1109/MNET.001.1900287.
- [12] G. Berardinelli, N. H. Mahmood, I. Rodriguez, y P. Mogensen, «Beyond 5G Wireless IRT for Industry 4.0: Design Principles and Spectrum Aspects», en *2018 IEEE*

- Globecom Workshops (GC Wkshps), dic. 2018, pp. 1-6. doi: 10.1109/GLOCOMW.2018.8644245.
- [13] Y.-C. Liang et al., «Reconfigurable intelligent surfaces for smart wireless environments: channel estimation, system design and applications in 6G networks», *Sci. China Inf. Sci.*, vol. 64, n.o 10, pp. 1-21, jul. 2021, doi: 10.1007/s11432-020-3261-5.
- [14] Z. Zhang et al., «6G Wireless Networks: Vision, Requirements, Architecture, and Key Technologies», *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 14, n.o 3, pp. 28-41, sep. 2019, doi: 10.1109/MVT.2019.2921208.
- [15] Y. Liu et al., «Reconfigurable Intelligent Surfaces: Principles and Opportunities», *IEEE Commun. Surv. Tutor.*, vol. 23, n.o 3, pp. 1546-1577, 2021, doi: 10.1109/COMST.2021.3077737.
- [16] L. Zhang, Y.-C. Liang, y D. Niyato, «6G Visions: Mobile ultra-broadband, super internet-of-things, and artificial intelligence», *China Commun.*, vol. 16, n.o 8, pp. 1-14, ago. 2019, doi: 10.23919/JCC.2019.08.001.
- [17] X. Fu, R. Peng, G. Liu, J. Wang, W. Yuan, y M. Kadoch, «Channel Modeling for RIS-Assisted 6G Communications», *Electronics*, vol. 11, n.o 19, Art. n.o 19, ene. 2022, doi: 10.3390/electronics11192977.
- [18] M. K. Simon y M.-S. Alouini, *Digital communication over fading channels: a unified approach to performance analysis*. en *Wiley series in telecommunications and signal processing*. New York: John Wiley & Sons, 2000.
- [19] S. Popa, N. Draghiciu, y R. Reiz, «Fading Types in Wireless Communications Systems».
- [20] S. S. Haykin y M. Moher, *Modern wireless communications*. Pearson Education India, 2011.
- [21] Y. S. Cho, J. Kim, W. Y. Yang, y C. G. Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. John Wiley & Sons, 2010.
- [22] D. Sharma y R. K. Singh, «A Review on Fading & Roadmap to its Realization», vol. 3, n.o 1.
- [23] 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).» Accedido: 31 de diciembre de 2023. [En línea]. Disponible en: https://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.814
- [24] P. M. C. Nathan, *Wireless Communications*. PHI Learning Pvt. Ltd., 2008.
- [25] W. C. Y. Lee, «Estimate of channel capacity in Rayleigh fading environment», *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 39, n.o 3, pp. 187-189, ago. 1990, doi: 10.1109/25.130999.

- [26] J. D. V. Sánchez, «Secure performance of 5G and beyond networks under generalized fading conditions», pp. 17-23, 2021.
- [27] «Add white Gaussian noise to signal - MATLAB awgn - MathWorks América Latina». Accedido: 30 de noviembre de 2023. [En línea]. Disponible en: <https://la.mathworks.com/help/comm/ref/awgn.html>
- [28] A. W. Doerry, «Noise and Noise Figure for Radar Receivers.», SAND2016-9649, 1562649, sep. 2016. doi: 10.2172/1562649.
- [29] J. Price y T. Goble, «10 - Signals and noise», en Telecommunications Engineer's Reference Book, F. Mazda, Ed., Butterworth-Heinemann, 1993, pp. 10-1. doi: 10.1016/B978-0-7506-1162-6.50016-2.
- [30] L. Yang, Y. Yang, D. B. da Costa, y I. Trigui, «Outage Probability and Capacity Scaling Law of Multiple RIS-Aided Networks», IEEE Wirel. Commun. Lett., vol. 10, n.o 2, pp. 256-260, feb. 2021, doi: 10.1109/LWC.2020.3026712.
- [31] F. Yilmaz, «On the Relationships Between Average Channel Capacity, Average Bit Error Rate, Outage Probability, and Outage Capacity Over Additive White Gaussian Noise Channels», IEEE Trans. Commun., vol. 68, n.o 5, pp. 2763-2776, may 2020, doi: 10.1109/TCOMM.2020.2972328.
- [32] J. D. V. Sánchez, D. P. M. Osorio, F. J. López-Martínez, M. C. P. Paredes, y L. F. Urquiza-Aguiar, «On The Secrecy Performance Over N-Wave With Diffuse Power Fading Channel», IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 69, n.o 12, pp. 15137-15148, dic. 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.3035544.
- [33] E. Basar, M. Di Renzo, J. De Rosny, M. Debbah, M.-S. Alouini, y R. Zhang, «Wireless Communications Through Reconfigurable Intelligent Surfaces», IEEE Access, vol. 7, pp. 116753-116773, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2935192.
- [34] C. Liaskos, S. Nie, A. Tsioliaridou, A. Pitsillides, S. Ioannidis, y I. Akyildiz, «A New Wireless Communication Paradigm through Software-Controlled Metasurfaces», IEEE Commun. Mag., vol. 56, n.o 9, pp. 162-169, sep. 2018, doi: 10.1109/MCOM.2018.1700659.
- [35] V. Tapio, I. Hemadeh, A. Mourad, A. Shojaeifard, y M. Juntti, «Survey on reconfigurable intelligent surfaces below 10 GHz», EURASIP J. Wirel. Commun. Netw., vol. 2021, n.o 1, p. 175, sep. 2021, doi: 10.1186/s13638-021-02048-5.
- [36] S. Jangsher, M. Al-Jarrah, A. Al-Dweik, E. Alsusa, y M.-S. Alouini, «BER Reduction Using Partial-Elements Selection in IRS-UAV Communications With Imperfect Phase Compensation», IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 59, n.o 1, pp. 623-633, feb. 2023, doi: 10.1109/TAES.2022.3188590.

- [37]E. Björnson y L. Sanguinetti, «Rayleigh Fading Modeling and Channel Hardening for Reconfigurable Intelligent Surfaces», IEEE Wirel. Commun. Lett., vol. 10, n.o 4, pp. 830-834, abr. 2021, doi: 10.1109/LWC.2020.3046107.
- [38]Ö. Özdoğan, E. Björnson, y E. G. Larsson, «Intelligent Reflecting Surfaces: Physics, Propagation, and Pathloss Modeling», IEEE Wirel. Commun. Lett., vol. 9, n.o 5, pp. 581-585, may 2020, doi: 10.1109/LWC.2019.2960779.

6 ANEXOS

ANEXO I. Script principal y secundarios que permitieron el estudio la simulación de comunicaciones inalámbricas asistidas por superficies inteligentes reconfigurables asumiendo correlación en los elementos reflexivos y errores de fase (Anexo digital).