ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA

ANÁLISIS DE MODELOS DE PROPAGACIÓN PROPUESTOS PARA LA TECNOLOGÍA CELULAR 5G

TRABAJO DE TITULACIÓN PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

RICARDO FELIPE VENEGAS SANDOVAL

DIRECTORA: Dra. MARTHA CECILIA PAREDES PAREDES

Quito, septiembre 2022

AVAL

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Ricardo Felipe Venegas Sandoval, bajo mi supervisión.

Dra. MARTHA CECILIA PAREDES PAREDES
DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

DECLARACIÓN DE AUTORÍA

Yo, RICARDO FELIPE VENEGAS SANDOVAL, declaro bajo juramento que el trabajo 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.

A través de la presente declaración dejo constancia de que la Escuela Politécnica Nacional podrá hacer uso del presente trabajo según los términos estipulados en la Ley, Reglamentos y Normas vigentes.

RICARDO FELIPE VENEGAS SANDOVAL

DEDICATORIA

Todo el esfuerzo plasmado en este trabajo está dedicado a Dios y al ángel que nos cuida desde el cielo, mi papi Segundo. Y por supuesto a mi padre, Jaime Venegas, y a mi madre, Adriana Sandoval, quienes son la motivación diaria para superarme, y a mis hermanos, Daniel y Gustavo, que siempre me han apoyado y confiado en mí.

AGRADECIMIENTO

Agradezco primero a Dios ya que sin el nada es posible.

A mis padres, Adriana y Jaime, por su amor y apoyo incondicional durante todas las etapas de mi vida. Su ejemplo me ha servido de motivación para nunca rendirme y siempre dar lo mejor para cumplir mis metas. Sin ustedes nada de lo logrado sería posible.

A mis hermanos, Daniel y Gustavo, por ser los compañeros y cómplices de vida con quienes siempre puedo contar. Sepan ustedes que son parte importante de mi motivación diaria.

Al resto de mi gran familia quienes han aportado con su granito de arena desde mi nacimiento y han ayudado a construir la persona que hoy en día soy. Sus consejos y cuidados siempre están presentes en el camino que me resta por recorrer. Agradezco especialmente a mi papi Segundo que desde el cielo sé que nos cuida y bendice a todos, gracias por darme esta hermosa familia.

A mis amigos Paúl, Andrés y Stefanía quienes desde la etapa colegial me han demostrado una amistad sincera y han sido parte de muchos momentos importantes de mi vida.

A todos los amigos que la Escuela Politécnica Nacional me permitió conocer. En especial a Gustavo, Kevin, Alexis y Emilia quienes han hecho que el largo caminar dentro y fuera de la universidad sea más agradable y menos estresante.

A todos los profesores que he tenido en las distintas etapas de estudio. Los conocimientos sembrados en mí me han servido mucho y los frutos se ven reflejados con este logro. En especial, agradecer a la Dra. Cecilia Paredes por su guía, consejos y predisposición para la elaboración de este trabajo de titulación.

Para finalizar agradezco a la Escuela Politécnica Nacional por, hace 8 años, haberme abierto sus puertas para formarme como profesional. Todas las experiencias vividas en sus instalaciones quedarán grabadas en mi memoria y los conocimientos adquiridos serán aplicados de la mejor manera para dejar el nombre de mi querida EPN en alto.

ÍNDICE DE CONTENIDO

AVAL I
DECLARACIÓN DE AUTORÍA II
DEDICATORIA III
AGRADECIMIENTO IV
ÍNDICE DE CONTENIDO V
RESUMEN VIII
ABSTRACT IX
1. INTRODUCCIÓN 1
1.1. OBJETIVOS 2
1.2. ALCANCE 2
1.3. MARCO TEÓRICO 4
1.3.1. PROPAGACIÓN DE ONDAS 4
1.3.2. ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO 5
1.3.2.1. Ondas Milimétricas 6
1.3.3. CANAL INALÁMBRICO 7
1.3.3.1. Fenómenos físicos que afectan la propagación de ondas por el canal inalámbrico 8
1.3.3.2. Desvanecimiento 13
1.3.4. MODELOS DE PROPAGACIÓN CLÁSICOS 15
1.3.4.1. Modelo de Okumura 15
1.3.4.2. Modelo de Hata 16
1.3.4.3. Modelo COST 231 Hata 17
1.3.4.4. Modelo con desvanecimiento Rayleigh 17
1.3.4.5. Modelo con desvanecimiento Rician 18
1.3.4.6. Modelo con desvanecimiento Nakagami 18
1.3.5. INTRODUCCIÓN A LA TECNOLOGÍA 5G 19
1.3.5.1. Características de la tecnología 5g 20
1.3.5.2. Bandas de frecuencia para 5G 21
1.3.6. MODELOS DE PROPAGACIÓN PROPUESTOS PARA 5G 23
1.3.6.1. Modelo de desvanecimiento de 2 rayos fluctuantes (FTR) 24
1.3.6.2. Modelo de desvanecimiento con sombra $k-\mu$ 30

1.3.6.3. Modelo de desvanecimiento generalizado con múltiples componentes especulares (MWGD) y Modelo de Rayos Múltiples Fluctuantes (FMR) 34
1.3.6.4. Distribución de desvanecimiento con sombra $\alpha - k - \mu$ $(\alpha - KMS)$ 37
1.3.7. MODELO DE CANAL 5G SEGÚN EL 3GPP TR 38.901 41
1.3.7.1. Objetivos del modelado 3GPP TR 38.901 42
1.3.7.2. Escenario de Macrocelda Rural (RMa) 42
1.3.7.3. Escenario de Macrocelda Urbana (UMa) 45
1.3.7.4. Escenario de Microcelda Urbana (UMi-street canyon) 47
1.3.7.5. Escenario de Indoor-office (InH) 49
1.3.8. MODOELOS DE CANAL PARA EVALUACIONES A NIVEL DE ENLACE SEGÚN EL 3GPP TR 38.901 50
1.3.8.1. Modelos de línea de retardo en pulsación (TDL, Tapped Delay Line) 50
1.3.8.2. Modelos de líneas de retardo agrupadas (CDL, Clustered Delay Line) 53
2. METODOLOGÍA 58
2.1. SISTEMA TRANSMISOR – RECEPTOR 5G 58
2.2. IMPLEMENTACIÓN EN MATLAB DEL SISTEMA TRANSMISOR – RECEPTOR 5G 59
2.2.1. CONFIGURACIÓN DE PARÁMETROS 59
2.2.1.1. Parámetros forma de onda 60
2.2.1.2. Parámetros de la ráfaga SS 61
2.2.1.3. Parámetros del canal PDSCH 61
2.2.1.4. Parámetros del modelo de canal de propagación 62
2.2.1.5. Parámetros del estimador de canal 62
2.2.2. BUCLE DE PROCESAMIENTO 63
2.2.3. PRESENTACIÓN DE RESULTADOS 65
3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN 67
3.1. PARÁMETROS DE LAS SIMULACIONES 67
3.2. RESULTADOS PARA DISTINTOS ESQUEMAS DE MODULACIÓN 69
3.3. RESULTADOS PARA DIFERENTES ANCHOS DE BANDA 80
4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES 89
4.1. CONCLUSIONES 89
4.2. RECOMENDACIONES 90
5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS 92
ANEXOS 98
ANEXO A 98

1. FUNCIONES DEL *TOOLBOX* 5G DE MATLAB USADAS 98
1.1. nrOFDMInfo 98
1.2. nrExtractResources 99
1.3. nrEqualizeMMSE 100
1.4. nrTBS 101
1.5. nrResourceGrid 102
1.6. nrOFDMModulate 102
1.7. nrOFDMDemodulate 103
1.8. getPathFilters 104
1.9. nrPerfectTimingEstimate 104
1.10. nrTimingEstimate 104
1.11. nrPerfectChannelEstimate 105
1.12. nrChannelEstimate 106
1.13. setTransportBlock 107
1.14. nrLayerDemap 107
1.15. nrPDSCH 107
1.16. nrPDSCHDecode 108
ANEXO B 108
ORDEN DE EMPASTADO 109

RESUMEN

La tecnología 5G prioriza altas velocidades y latencias mínimas en la transmisión de datos usando un rango de frecuencias denominado banda de ondas milimétricas. Usar este rango de frecuencias supone un reto porque ningún modelo de propagación existente brinda simulaciones cercanas a la realidad por lo que para lograrlo se diseñaron nuevos modelos o se generalizaron los ya existentes.

El presente trabajo de titulación analiza los modelos de propagación propuestos para la tecnología 5G sus características y como, algunos de estos modelos, variando sus parámetros llegan a los modelos tradicionales. Adicionalmente, se escoge el modelo de canal descrito por el 3GPP (3*rd Generation Partnership Project*), el TR 38.901, para evaluar su rendimiento a través de simulaciones en un sistema de transmisión.

El primer capítulo presenta conceptos de la transmisión de ondas, un breve resumen de los modelos de propagación clásicos, una introducción a la tecnología 5G y el análisis de sus modelos de propagación.

El segundo capítulo muestra y describe el sistema de transmisión – recepción 5G para el enlace descendente PDSCH (*Pysichal Downlink Shared Channel*) implementado en MATLAB tal que permita evaluar el modelo de canal 3GPP TR 38.901, considerando dos tipos de modelos de propagación: TDL (*Tapped Delay Line*) y CDL (*Cluster Delay Line*).

Para la evaluación del rendimiento del modelo de canal, el tercer capítulo muestra los resultados en términos de *Throughput* (%) vs *Signal-to-Noise Ratio* (SNR)(dB). Adicionalmente, para este análisis se consideran parámetros que pueden afectar el rendimiento del canal, como el esquema de modulación, ancho de banda y el modelo de canal de propagación.

El cuarto capítulo presenta las conclusiones y recomendaciones, entre las que se puede indicar que el canal CDL, específicamente el perfil CDL-C, presenta un mejor rendimiento comparado al canal TDL.

PALABRAS CLAVE: 5G, modelos de canal, modelo de canal 3GPP TR 38.901, propagación, desvanecimiento, mmWave.

ABSTRACT

5G technology prioritizes high speeds and minimum latencies in data transmission using a range of frequencies called the millimeter wave band. Using this frequency range is a challenge because no existing propagation model provides simulations close to reality, so to achieve this, new models were designed or existing ones were generalized.

This degree work analyzes the propagation models proposed for 5G technology, their characteristics and how some of these models, varying their parameters, reach the traditional models. Additionally, the channel model described by the 3GPP (3rd Generation Partnership Project), the TR 38.901, is chosen to evaluate its performance through simulations in a transmission system.

The first chapter presents concepts of wave transmission, a brief summary of classical propagation models, an introduction to 5G technology and the analysis of its propagation models.

The second chapter shows and describes the 5G transmit-receive system for the PDSCH (Pysichal Downlink Shared Channel) downlink implemented in MATLAB in order to evaluate the 3GPP TR 38.901 channel model, considering two types of propagation models: TDL (Tapped Delay Line) and CDL (Cluster Delay Line).

For the evaluation of the channel model performance, the third chapter shows the results in terms of Throughput (%) vs Signal-to-Noise Ratio (SNR)(dB). Additionally, parameters that may affect the channel performance, such as modulation scheme, bandwidth and propagation channel model, are considered for this analysis.

The fourth chapter presents the conclusions and recommendations, among which it can be indicated that the CDL channel, specifically the CDL-C profile, presents a better performance compared to the TDL channel.

KEYWORDS: 5G, channel models, 3GPP TR 38.901 channel model, propagation, fading, mmWave.

1. INTRODUCCIÓN

La tecnología celular ha sufrido grandes cambios desde su aparición hasta la actualidad. Dichos cambios han afectado todos y cada uno de los aspectos de esta tecnología como lo son la arquitectura, velocidad, frecuencias de operación, etc., dando origen a las distintas generaciones de sistemas celulares que conocemos.

Actualmente, la quinta generación (5G) se encuentra en su etapa de implementación y desplegándose de a poco alrededor de todo el mundo [1], [2], [3]. Esta nueva generación tiene como objetivo proporcionar al usuario final conexiones de alta fidelidad, latencias menores a 1 ms, velocidad de datos superior a 10 Gbps y sobre todo que la red se encuentre disponible para miles de millones de dispositivos de forma simultánea. Estos requerimientos son necesarios para correr aplicaciones como la realidad virtual (VR, *Virtual Reality*), internet de las cosas (IoT, *Internet of Things*), cirugía remota con mejores resultados que los actuales, comunicaciones máquina a máquina (M2M, *Machine to Machine*), dispositivo a dispositivo (D2D, *Device to Device*), comunicación entre vehículos (V2V, *Vehicle to Vehicle*), y muchas otras aplicaciones.

Esta tecnología nace a partir de su predecesora, la tecnología 4G o LTE (*Long Term Evolution*), y sus respectivas evoluciones, LTE-A (*LTE-Advanced*) y LTE-A Pro, y de las Redes Wi-Fi Evolucionadas (EWN, *Evolution Wifi Network*).

Uno de los cambios más significativos que tiene 5G es el uso de nuevas bandas de frecuencia en el acceso radio [4]. Inicialmente 5G necesita de tres espectros de frecuencia para permitir una cobertura amplia: por debajo de 1 GHz, entre 1 y 6 GHz y por encima de los 6 GHz. En tal sentido, la GSMA (*GSM Association*) recomienda apoyar el uso de las bandas de 26 GHz, 40 GHz, 50 GHz y 66 GHz en servicios móviles para lograr velocidades de banda ancha ultra-altas previstas para 5G [4]. Estas bandas corresponden a las conocidas como bandas de ondas milimétricas (*mmWaves*). Con ello se ha intensificado el estudio sobre la forma de propagación de estas ondas en ambientes interiores y exteriores densamente poblados y con múltiples obstáculos para así lograr simular, diseñar y operar de forma correcta esta red celular. Se conoce que existen grandes diferencias con los sistemas de comunicación tradicionales existentes [5]. Siendo las principales diferencias las pérdidas de propagación y la sensibilidad al bloqueo.

Para estos estudios se usan distintos modelos de propagación que permiten la predicción de las pérdidas por propagación en el trayecto (*path loss*) entre el receptor y el emisor [6]. Esta predicción se la realiza en base a las distintas características propias del enlace como la

ubicación y altura de la radio base, la ubicación del equipo de usuario, obstáculos, clima, topografía del terreno, etc. Sin embargo, los modelos hasta el momento de 4G no han sido capaces de predecir de forma correcta dicho comportamiento por lo que ha sido necesario la creación de nuevos modelos de propagación o generalizar los ya existentes para poder realizar estos estudios [6].

El presente trabajo se enfoca en estudiar y sintetizar los aspectos más importantes de los distintos modelos de propagación propuestos para trabajar en bandas de ondas milimétricas. Para luego dar paso a la implementación de un sistema de transmisión que permita simular el canal propuesto por el 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*), el 3GPP TR 38.901 y evaluar su rendimiento en términos de *Throughput* (%) vs SNR (*Signal-to-Noise Ratio*)

1.1. OBJETIVOS

El objetivo general de este Proyecto Técnico es:

- Analizar los distintos modelos de propagación propuestos para sistemas 5G.

Los objetivos específicos del Proyecto Técnico son:

- Investigar por qué los modelos de propagación tradicionales no se pueden aplicar para sistemas de comunicación 5G, así como las características de los modelos propuestos para esta tecnología.
- Simular en MATLAB un sistema de comunicación para 5G que permita determinar el rendimiento del modelo de propagación propuesto por el 3GPP TR 38.901.
- Presentar los resultados obtenidos de las simulaciones en términos de *Troughput* vs SNR (*SIgnal Noise to Ratio*) y determinar la configuración con mejor rendimiento.

1.2. ALCANCE

En el presente trabajo de titulación se analizarán las características de los principales modelos de propagación propuestos para 5G y se realizará, con ayuda del *toolbox* de 5G de MATLAB, una simulación del rendimiento del modelo de canal de propagación propuesto por el 3GPP TR 83.901. El trabajo estará dividido en dos partes.

La primera parte se constituirá por un breve estudio sobre la propagación de ondas, en especial las ondas milimétricas, en medios inalámbricos y los problemas por los que no se pueden usar

los modelos de propagación tradicionales para 5G. Luego se dará paso a un análisis sobre las características de los modelos de propagación propuestos para 5G.

El análisis se centrará en sus características e información importante acerca de estos modelos sin profundizar en la matemática que se encuentra por detrás de los mismos. De esta forma se espera que sea más fácil asimilar por los lectores.

En la segunda fase se realizará la simulación del modelo presentado por el 3GPP TR 38.901 en MATLAB, haciendo uso de su *toolbox* de 5G. Para la simulación se contará con un sistema de transmisión-recepción, cuyo canal inalámbrico está basado en el modelo de propagación antes mencionado. La simulación presentará como resultado, las curvas de *Troughput* vs Relación Señal a Ruido (SNR, *Signal Noise to Ratio*) con la cual se podrá observar el rendimiento del canal físico compartido de enlace descendente (PDSCH, *Physical Downlink Shared Channel*) que se encarga de transmitir la información del usuario.

El presente trabajo de titulación no cuenta con un producto final demostrable.

1.3. MARCO TEÓRICO

El presente capítulo aborda los conceptos teóricos, los cuales se han dividido en tres secciones. En la primera parte se abordan conceptos generales sobre propagación de ondas, ondas milimétricas y una breve descripción de los modelos tradicionales y porque estos no se aplican a las redes 5G. Estos conceptos se deben entender para comprender de mejor forma lo concerniente a modelos de propagación para 5G.

En la segunda parte se analizan los distintos modelos de propagación propuestos para 5G, sus características principales y parámetros necesarios para adaptarse a los distintos escenarios.

Por último, se profundizará en el modelo de propagación propuesto por el 3GPP ya que la simulación se basará en dicho modelo.

1.3.1. PROPAGACIÓN DE ONDAS

La comunicación móvil se produce mediante la propagación de ondas radioeléctricas desde radio bases de pequeña y mediana potencia hasta un dispositivo móvil (terminal de usuario) para dar servicio a un área limitada [7], [8]. El área que cubre cada radio base se conoce como celda y es necesario contar con varias celdas para cubrir todo un territorio.

Dentro de cada radio base y en el terminal de usuario existe una antena encargada de irradiar y receptar ondas electromagnéticas para trasmitir la información entre ambos puntos [7], [8]. Las ondas viajan por medio de una interfaz aire también conocido como canal inalámbrico siendo este de naturaleza aleatoria y complejo. El canal inalámbrico introduce pérdidas en la señal por lo cual es necesario modelarlo y simularlo previamente para conocer los niveles de potencia que debe manejarse para tener una comunicación correcta.

Inicialmente existen tres formas en las que las ondas electromagnéticas se propagan dentro de la atmósfera terrestre: ondas terrestres u ondas de superficie, ondas espaciales (ondas directas y ondas reflejadas en el suelo) y las ondas celestes o ionosféricas [9]. En toda comunicación de radio se tienen presentes los tres modos de propagación, pero algunos se desprecian dependiendo de la frecuencia o la clase de terreno. Para frecuencias muy elevadas se usan las ondas espaciales. Para aplicaciones de alta frecuencia las ondas celestes son la mejor opción. Mientras que para frecuencias menores a 1,5 MHz las ondas terrestres se difunden de mejor manera ya que las pérdidas en el suelo aumentan mientras la frecuencia se aumenta.

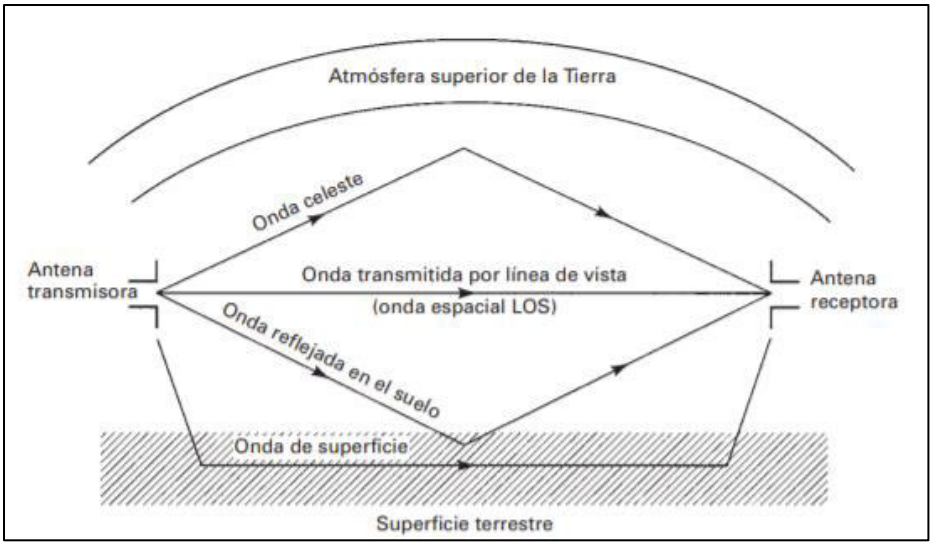


Figura 1.1: Modos normales de propagación de ondas [9].

Cada celda trabaja en un subconjunto de frecuencias diferente dentro del ancho de banda total asignado a la operadora [7], [8]. La ventaja sobre otros sistemas de comunicación inalámbricos es que las frecuencias pueden ser reutilizadas en celdas que se encuentren lo suficientemente alejadas entre sí para evitar que exista interferencia entre canales adyacentes.

En 5G, el número de celdas para cubrir una misma área que en tecnologías inferiores es mayor. Esto se debe a que la frecuencia utilizada es muy alta y por ello las ondas no podrán viajar grandes distancias ni esquivar obstáculos, este fenómeno se detallará más adelante.

1.3.2. ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO

El espectro electromagnético es un conjunto de ondas que abarcan todas las radiaciones de diferente frecuencia en las que es posible descomponer la radiación electromagnética [6], [7], [10]. Se caracteriza por la longitud de onda y la frecuencia de la onda electromagnética. No posee un límite superior ni inferior y ha sido dividido en distintas regiones. Se extiende desde ondas de menor longitud como los rayos cósmicos, pasa por la luz visible y llega hasta ondas de gran longitud como las ondas de radio. Las regiones no tienen definida una frontera de forma rígida, de hecho, el espectro electromagnético, formalmente, es infinito y continuo.

En la Figura 1.2 se observa el espectro electromagnético donde se describe los diferentes rangos y aplicaciones. Otra consideración es que, la frecuencia es inversamente proporcional a la longitud de onda, es decir a mayor frecuencia menor longitud de onda y viceversa. Pudiendo pasar de un término a otro gracias a la ecuación (1.1)

$$\lambda = \frac{C}{f}. \tag{1.1}$$

Donde: λ = longitud de onda, C = velocidad de la luz en el vacío y f = frecuencia de operación

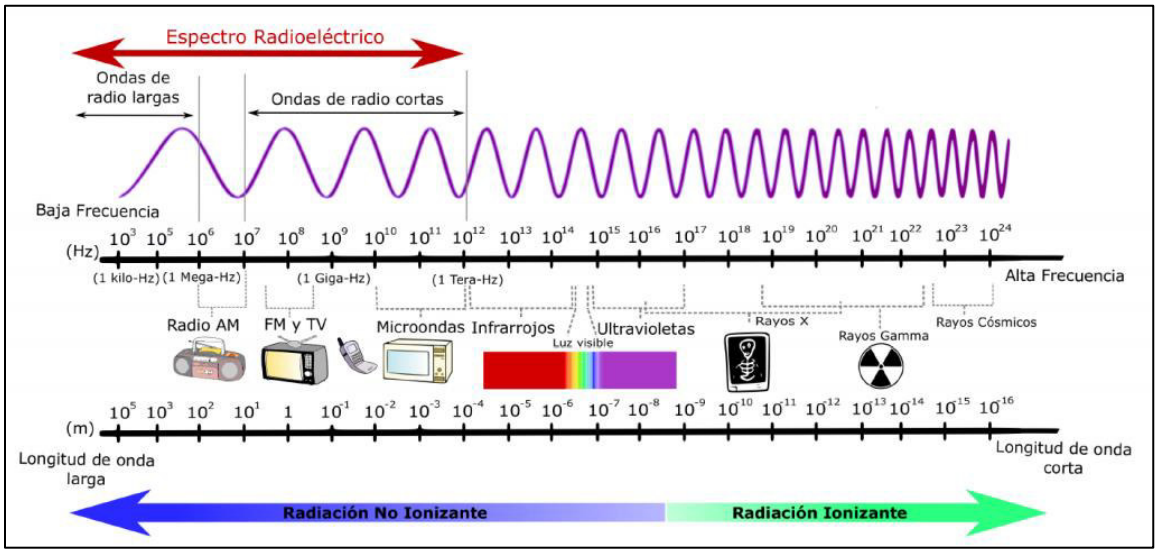


Figura 1.2: Espectro Electromagnético [11].

Es importante señalar que la longitud de onda es clave para conocer qué tan lejos puede viajar y la cantidad de datos que esta puede transportar [6], [7], [10]. Esto se debe a que para longitudes de onda altas (bajas frecuencias), la onda podrá viajar más lejos y esquivar obstáculos, pero la cantidad de información que puede transportar es limitada. Por otra parte, a longitudes de onda pequeñas (altas frecuencias), la onda puede transportar gran cantidad de información, pero le será difícil esquivar obstáculos y por ende no viajará muy lejos [10]. Un ejemplo sencillo de este fenómeno es la radio AM (longitud de onda larga) y FM (longitud de onda corta), sin tomar en cuenta sus técnicas de modulación, una emisora AM puede tener una gran cobertura a lo largo y ancho del país, pero su audio no es de muy buena calidad, por otra parte, una emisora FM cubre territorios pequeños, como una provincia, pero su calidad de audio es mayor a comparación de AM.

1.3.2.1. Ondas Milimétricas

La sección correspondiente a las ondas milimétricas es la parte del espectro denominado Extremadamente Alto (EHF) [12]. El espectro EHF va desde los 30 GHz hasta los 300 GHz, traduciéndolo a longitud de onda, con la ecuación (1.1), abarca longitudes desde 1 mm de hasta los 10 mm. Esta parte del espectro aún corresponde a ondas no ionizante, es decir a pesar de su alta frecuencia no representa peligro alguno para el ser humano [12].

Las comunicaciones en esta parte del espectro radioeléctrico poseen características de propagación especiales que se deben considerar y estudiar, como dificultades de difracción alrededor de obstáculos y una baja capacidad de penetración, además de las pérdidas por las condiciones atmosféricas [13]. Para poder modelar la propagación de este tipo de ondas se debe tomar en cuenta varios factores como el tipo de terreno, ambiente de propagación, condiciones atmosféricas, tipo de materiales de las construcciones existentes, etc.

El espectro EHF cuenta con más de 100 GHz de espectro disponible [13]. Sin embargo, el espectro específico para las comunicaciones móviles aún está en estudio por la UIT-R (*Radiocommunication Sector of the International Telecommunication Union*) los distintos organismos reguladores. Las principales propuestas de bandas de frecuencia para 5G son las siguientes:

- Banda de 24 GHz: 24.25-24.45 GHz y 25.05-25.25 GHz
- Banda LMDS: 27.5-28.35 GHz, 29.1-29.25 GHz y 31-31.3 GHz
- Banda de 39 GHz: 38.6-40 GHz
- Bandas de 37/42 GHz: 37-38.6 GHz y 42-42.5 GHz
- Bandas de 60 GHz: 57-64 GHz y 64-71 GHz
- Bandas de 70/80 GHz: 71-76 GHz, 81-86 GHz y 92-95 GHz.

De igual forma, varios estudios en diferentes frecuencias de operación de las ondas milimétricas han determinado que las bandas de 28 GHz, 38 GHz y 60 GHz son las principales candidatas para la implementación de futuras redes 5G [13].

Finalmente, las ondas milimétricas podrán transportar una gran cantidad de información, pero en distancias reducidas. Por esta razón y como se mencionó anteriormente, los sistemas 5G necesitarán un mayor número de radio bases para cubrir la misma área que tecnologías anteriores.

1.3.3. CANAL INALÁMBRICO

Al hablar de canal inalámbrico se hace referencia al interfaz aire por el cual se propagan las ondas electromagnéticas [9]. A diferencia de un medio cableado, el canal inalámbrico es de naturaleza aleatorio lo cual hace que predecirlo sea complejo.

Al trabajar en un medio inalámbrico existen fenómenos físicos que producen pérdida de potencia en la señal transmitida [9]. Estos fenómenos se los representa en dos aspectos, el desvanecimiento y la interferencia.

El desvanecimiento no es más que la variación de la intensidad de la señal en el tiempo durante su propagación por el canal inalámbrico [14]. Dentro del desvanecimiento se tienen dos tipos, desvanecimiento a pequeña escala y desvanecimiento a gran escala.

Por otra parte, la interferencia es el disturbio de una señal debido a otras señales [15]. La interferencia se puede presentar entre transmisores que se comunican con un mismo receptor, señales de un transmisor y múltiples receptores, o entre transmisores y receptores diferentes.

1.3.3.1. Fenómenos físicos que afectan la propagación de ondas por el canal inalámbrico

Una onda que se propaga en el espacio libre no tendrá pérdidas de energía, pero si será afectada por una dispersión y reducción de la densidad de su potencia [9]. Este fenómeno es conocido como atenuación y existe tanto en el vacío como en la atmósfera terrestre. Además, en la atmósfera terrestre existen partículas que absorben parte de la energía electromagnética de la onda.

Las propiedades ópticas también tienen incidencia dentro de las ondas electromagnéticas como la refracción, reflexión, difracción e interferencia [9]. De forma básica se puede definir la refracción como la flexión de la onda; la reflexión como el rebote de la onda sobre una superficie; la difracción como una dispersión de la onda; y la interferencia describe los disturbios desde otras fuentes de radio frecuencia [9], [10], [15]. A continuación, se presentan detalladamente los diferentes fenómenos que afectan la propagación de ondas en el canal inalámbrico.

a) Atenuación

A medida que una onda se aleja de su fuente, el campo electromagnético que la fuente irradia es dispersado [9]. En otras palabras, las ondas se alejan cada vez más entre sí entonces la cantidad de ondas por unidad de área va a disminuir. La potencia irradiada no se pierde ni se disipa a medida que la onda se aleja, si no que la onda se extiende o dispersa sobre un área mayor produciendo que la densidad de potencia disminuya. Siendo esta reducción equivalente a una pérdida de potencia y es conocida comúnmente como atenuación.

b) Absorción

Los átomos y moléculas de sustancias gaseosas, líquidas y sólidas que conforman la atmósfera terrestre pueden absorber las ondas electromagnéticas produciendo una pérdida de potencia [9]. Cuando esta energía es absorbida se perderá y no habrá forma de recuperarla causando una atenuación en la intensidad del voltaje y campo magnético, y a su vez una reducción en la densidad de potencia [9].

La absorción en la atmósfera depende siempre de la frecuencia, siendo esta irrelevante a frecuencias menores de unos 10 GHz [9]. Además, no dependerá de la distancia entre el frente de onda y la fuente de radiación, sino más bien de la distancia total en que la onda se propaga a través del canal inalámbrico.

La lluvia intensa, neblina densa u otros fenómenos atmosféricos producen mayor absorción que una condición atmosférica normal [9]. La Figura 1.3 muestra la absorción debido al oxígeno y el vapor de agua a frecuencias superiores a los 10 GHz.

De igual forma, se presentará absorción cuando una onda atraviesa algún material como el vidrio, agua, madera, plásticos, etc [15]. En este caso la pérdida de potencia dependerá de la frecuencia y del coeficiente de absorción propio de cada material. Para las ondas de frecuencia alta los materiales que producen mayor absorción son el metal y el agua. En la Tabla 1.1 se indican las tasas de absorción (aproximada) según cada material [15] en una transmisión inalámbrica que opera en la banda de frecuencia de 2.4 GHz.

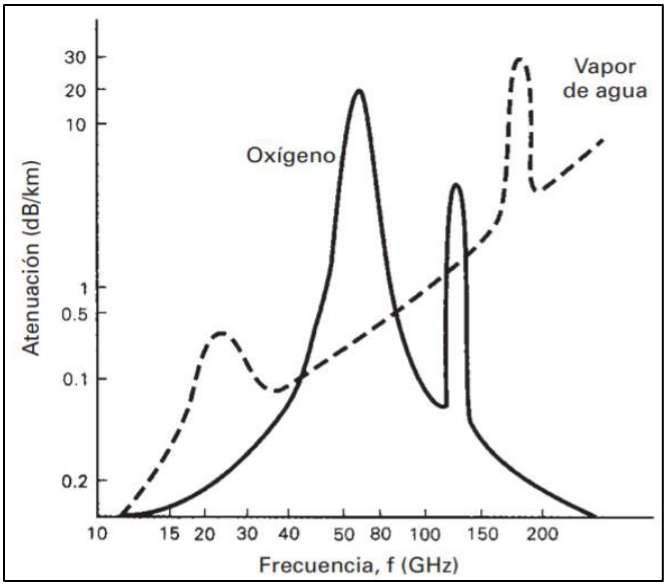


Figura 1.3: Absorción atmosférica de las ondas electromagnéticas [9].

Tabla 1.1: Tasas de absorción por material común.

Material	Tasa de absorción
Cartón de yeso/ Panel de yeso	3 – 5 dB
Pared de vidrio y marco de metal	6 dB
Puerta de metal	6 – 10 dB
Ventana	3 dB
Pared de concreto	6 – 15 dB
Pared de ladrillo	4 – 6 dB

c) Refracción

La refracción hace referencia al cambio de dirección de una onda debido al paso de un medio a otro de mayor o menor densidad [9]. Además de afectar a la dirección de propagación también la velocidad se ve afectada debido a que esta es inversamente proporcional a la densidad del medio [9].

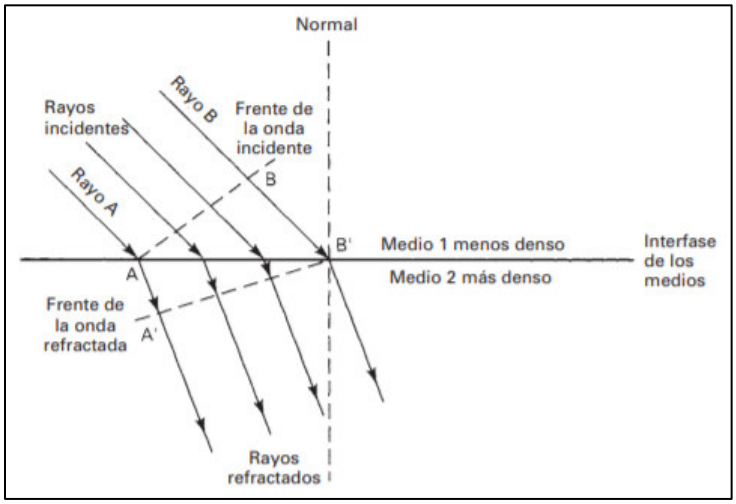


Figura 1.4: Refracción en una frontera plana entre dos medios [9].

En la Figura 1.4 se presenta la refracción entre dos medios con distinta densidad siendo el medio 1 menos denso que el medio 2, por lo que $v_1 > v_2$, siendo v_1 la velocidad en el medio 1 y v_2 la velocidad en el medio 2. En conclusión, siempre que un rayo va de un medio menos denso a uno más denso la onda se dobla hacia la normal. Al revés, si el rayo pasa de un medio más denso a uno menos denso la onda se dobla alejándose de la normal.

d) Reflexión

La reflexión se produce cuando una onda electromagnética llega al límite entre dos medios con distintas propiedades y choca en su frontera [15]. En esta acción parte o toda la potencia de la onda no penetrará el segundo material. Las ondas que no penetren al nuevo material serán reflejadas.

La Figura 1.5 representa la reflexión de una onda en la frontera entre dos medios [9]. Se puede observar que todas las ondas permanecen en el medio 1 por lo que las velocidades de las ondas incidentes y reflejadas serán iguales y de igual forma el ángulo de incidencia y de reflexión poseen el mismo valor. Lo que cambia es la intensidad del campo del voltaje siendo menor el reflejado que el incidente. Cuando las ondas chocan con un dieléctrico perfecto (medio 2), una parte de la energía de la onda incidente se transferirá al medio 2 y el restante se refleja en el medio 1. Cuando el medio 2 es un conductor perfecto toda la energía de la onda incidente se reflejará en el medio 1 y no existirá pérdida de energía. La cantidad de energía que se refleja, transmite y absorbe va a depender del material y de la frecuencia de operación.

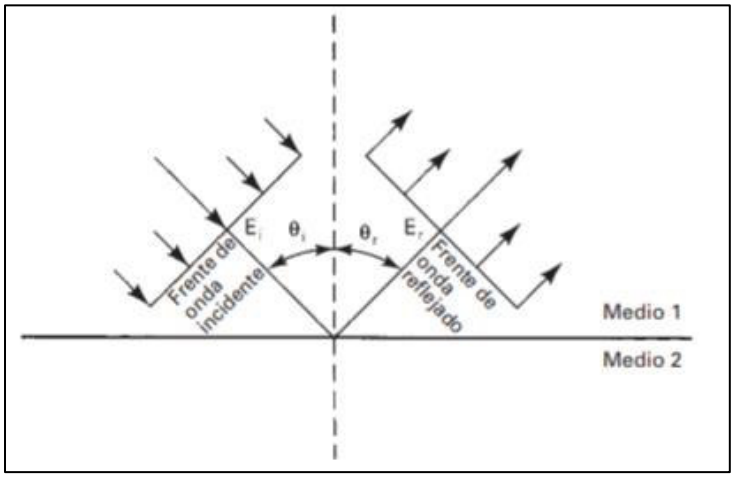


Figura 1.5: Reflexión electromagnética en una frontera plana entre dos medios [9].

e) Difracción

Según Tomasi [9], la difracción se define como la modulación o redistribución de la energía dentro de un frente de onda, al pasar cerca de la orilla de un objeto opaco[9]. Este fenómeno permitirá que las ondas se propaguen en torno a esquinas. La difracción solo será posible cuando el tamaño del obstáculo es similar a la longitud de onda, si no es el caso se producirán fenómenos como la refracción o la reflexión. En la Figura 1.6 se puede observar el fenómeno de la difracción en distintos casos de apertura del obstáculo y de longitud de onda incidente.

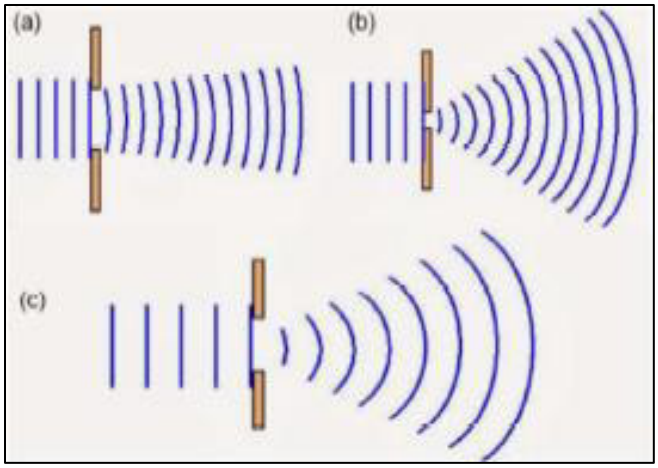


Figura 1.6: Difracción (a) Grandes aperturas, poca difracción (b) Pequeñas aperturas, mucha difracción (c) Longitudes de ondas grandes, mucha difracción [15].

Para comprender mejor la difracción se puede consultar el Principio de Huygens que provee de un modelo para este comportamiento. De forma rápida este principio establece que todo punto sobre determinado frente de onda esférico se puede considerar como una fuente puntual secundaria de ondas electromagnéticas, desde la cual se irradian y se alejan otras ondas secundarias [9].

f) Interferencia

Este fenómeno se presenta cuando dos o más ondas electromagnéticas, con similares características, se propagan en el mismo medio de forma simultánea [15]. La señal no deseada puede provenir de distintas fuentes como transmisores que trabajan a la misma frecuencia o de dispositivos como microondas, sensores, etc.

La Figura 1.7 muestra de forma sencilla los dos casos de interferencia que existen, destructiva y constructiva. La interferencia destructiva se da cuando las señales tienen amplitud similar y fase distinta, entonces las señales se eliminarán y no llegará nada al receptor. En el caso de la interferencia constructiva, las señales se combinarán y la señal resultante no podrá ser entendida por el receptor.

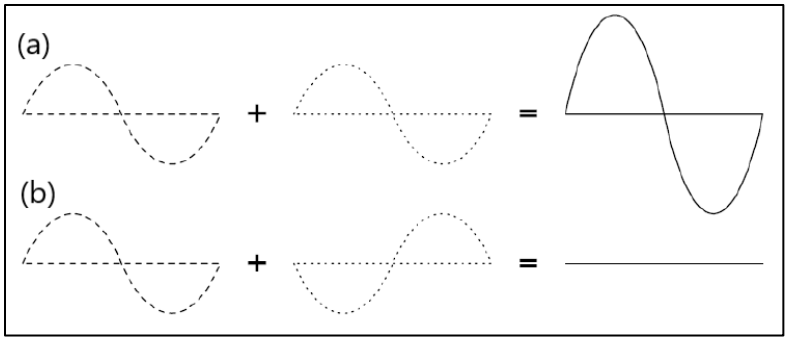


Figura 1.7: Interferencia (a) Constructiva (b) Destructiva [10].

1.3.3.2. Desvanecimiento

El desvanecimiento representa la variación de la amplitud de una señal en tiempo y frecuencia [16]. La razón principal que produce desvanecimiento es la interferencia de dos o más versiones de una señal transmitida, producidas por los fenómenos descritos en la sección anterior, que llegan al receptor en tiempos diferentes. Estas señales se concentran en la antena receptora y producen una señal que varía en amplitud y fase. La variación dependerá de la intensidad, ancho de banda de transmisión y tiempo de propagación [17].

Existen dos tipos de desvanecimiento, desvanecimiento a gran escala y desvanecimiento a pequeña escala. En la Figura 1.8 se puede observar la clasificación completa del desvanecimiento. Ambos tipos de desvanecimiento se pueden estimar mediante los distintos modelos de propagación.

a) Desvanecimiento a gran escala

Este tipo de desvanecimiento aparece cuando el equipo de usuario recorre grandes distancias, del tamaño de una celda celular [16]. La consecuencia de este tipo de desvanecimiento serán variaciones lentas en la señal.

El desvanecimiento a gran escala es causado por las pérdidas de potencia de la señal por la trayectoria (*Path Loss*) en función de la distancia y la sombra (*Shadowing*) de objetos grandes en el trayecto como edificios, estaciones terrenas, vegetación, entre otras [18].

Las pérdidas por trayecto son causadas por la atenuación de la potencia radiada por la antena transmisora debido a la distancia entre el transmisor y receptor [18]. Por otro lado, el sombreado es un desvanecimiento lento determinado por la variación de la pérdida de trayectoria media entre el transmisor y receptor en localizaciones fijas.

b) Desvanecimiento a pequeña escala

Se trata de variaciones rápidas de los niveles de la señal producidos por la interferencia constructiva y destructiva originadas por el multitrayecto (*multi-path*) de la señal cuando el receptor se desplaza en distancias o tiempos cortos [16].

El desvanecimiento a pequeña escala puede dividirse en variaciones en el tiempo y en frecuencia [18]. Dependiendo de las variaciones en frecuencia se tiene desvanecimiento selectivo en frecuencia o desvanecimiento plano. Por otro lado, dependiendo de la variación en el tiempo en un canal debido a la velocidad del móvil (efecto Doppler) se tiene un desvanecimiento rápido o desvanecimiento lento.

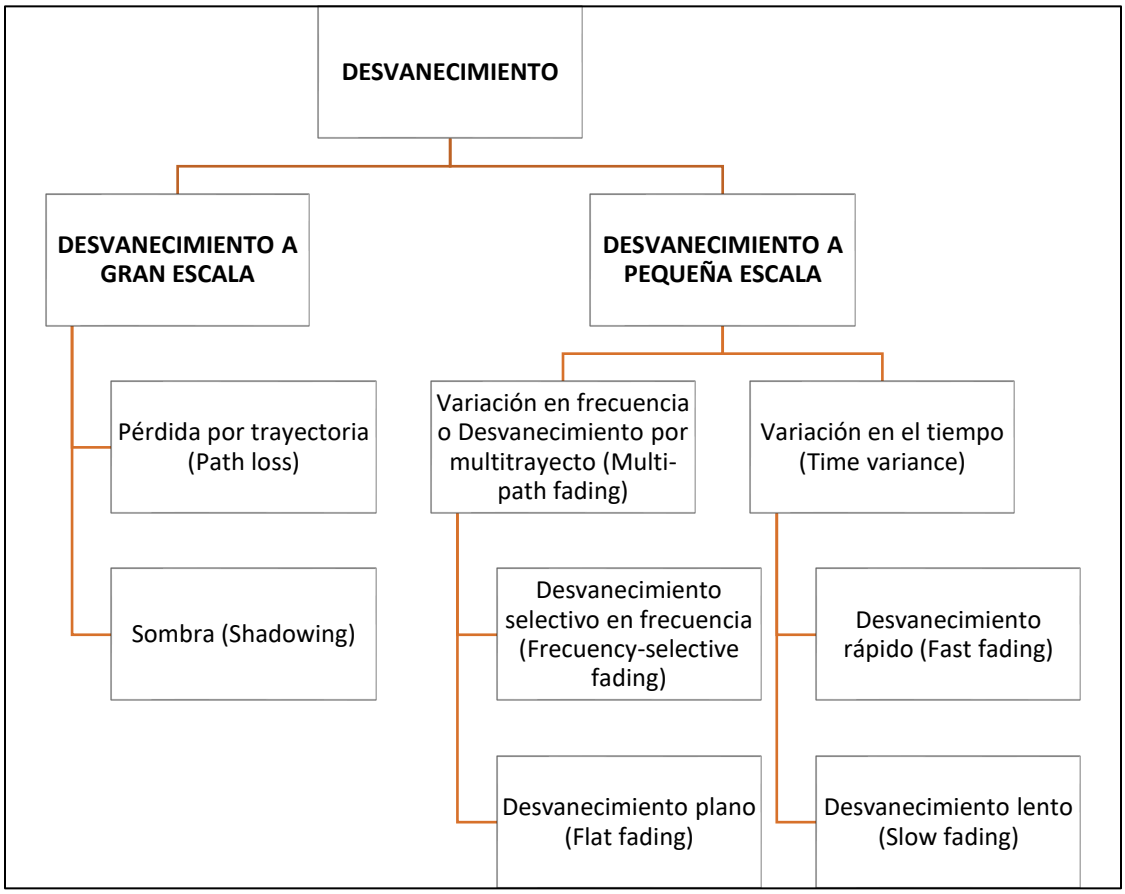


Figura 1.8: Tipos de desvanecimiento.

El desvanecimiento a pequeña escala produce en la señal los siguientes tres efectos principales [16]:

- Cambios rápidos en la potencia de la señal en trayectos pequeños o intervalos de tiempo cortos.
- Modulación en frecuencia aleatoria causadas por las variaciones Doppler en las diferentes señales por multitrayecto.
- Dispersión en el tiempo (Ecos) producido por retrasos en la propagación de las distintas versiones de la señal por múltiples trayectos.

1.3.4. MODELOS DE PROPAGACIÓN CLÁSICOS

Los modelos de propagación son un conjunto de expresiones matemáticas, algoritmos y diagramas cuyo fin es dimensionar las redes de comunicaciones inalámbricas y "predecir" las pérdidas de potencia de la señal [19]. Los modelos de propagación tradicionales basan las pérdidas en tres fenómenos: reflexión, difracción y dispersión.

Los modelos de propagación pueden clasificarse en modelos de propagación a gran escala y modelos de propagación a pequeña escala. Otra clasificación que puede tener es como modelos teóricos, empíricos y semiempíricos.

Entre los modelos más importantes que han sido aplicados en redes Wi-Fi, tecnología 4G y anteriores, se tienen los siguientes:

1.3.4.1. Modelo de Okumura

El modelo de Okumura proporciona un método empírico para el cálculo de las pérdidas de propagación en macroceldas urbanas de gran tamaño [6], [20]. Realizando ciertas variaciones en sus condiciones, este modelo es uno de los más precisos debido a que permite evaluar el *Path Loss* en función de las características del entorno de propagación. Este modelo es empleado en sistemas que cuenten con los siguientes requerimientos [6]:

- Banda de frecuencia: 150 MHz a 1920 MHz.
- Altura de las antenas: 30 a 200 m. en el trasmisor y 1 a 10 m. en recepción.
- Radio de cobertura: 1 a 100 Km.

En la ecuación (1.2) se muestra la forma de calcular el *Path Loss* en el modelo Okumura [20]:

$$PL_{OK}(d)[dB] = PL_F + A_{MU}(f,d) - G_{rx} - G_{tx} + G_{AREA}, \quad (1.2)$$

dónde PL_F es el *Path Loss* en el espacio libre; $A_{MU}(f,d)$ es el factor medio de atenuación a la frecuencia f; G_{rx} y G_{tx} es la ganancia de la antena en recepción y transmisión respectivamente; y G_{AREA} es la ganancia del entorno de propagación en el área específica.

Los valores de A_{MU} y G_{AREA} se obtienen de las gráficas que se encuentran en el artículo original, [20]. Dichas gráficas se obtuvieron de forma empírica a partir de mediciones reales.

1.3.4.2. Modelo de Hata

El modelo se obtuvo como resultado del desarrollo de expresiones numéricas de las curvas de propagación normalizadas del modelo de Okumura [6], [21]. El modelo Hata considera parámetros como:

- Frecuencia de portadora entre los 150 MHz y 1500 MHz
- Altura de las antenas de transmisión entre 30 m y 200 m
- Altura de las antenas de recepción entre 1 m y 10 m
- Distancia entre las antenas cuyo valor está entre 1 a 20 Km
- Pérdidas por obstáculos (difracción)

El modelo Hata considera tres tipos de escenario para determinar las pérdidas de propagación [6]:

1. Ambiente Urbano

$$PL_{HATA,U}(d)[dB] = 69.55 + 26.16\log(f_c) + (44.9 - 6.55\log(h_{tx}))\log(d) - 13.82\log(h_{tx}) - A(h_{rx}). \quad (1.3)$$

Dónde d es la separación entre las antenas; f_c es la frecuencia de portadora; h_{tx} es la altura de la antena transmisora; h_{rx} es la altura de la antena receptora; $A(h_{rx})$ es un factor de corrección en dB para diferentes tamaños de cobertura, se obtiene con las ecuaciones (1.4) y (1.5) y depende de la frecuencia de portadora y el tamaño de la ciudad [6].

- Factor de corrección para ciudades grandes:

$$A(h_{rx}) = \begin{cases} 8.29(\log(1.54h_{rx}))^2 - 1.1 & si\ 150\ MHz \leq\ f_c \leq 200\ MHz \\ 3.2(\log(11.75h_{rx}))^2 - 4.97 & si\ 200\ MHz \leq\ f_c \leq 1500\ MHz \end{cases} \quad (1.4)$$

- Factor de corrección para ciudades pequeñas y medianas:

$$A(h_{rx}) = [1.1\log(f_c) - 0.7]h_{rx} - [1.56\log(f_c) - 0.8] \quad (1.5)$$

2. Ambiente suburbano

$$PL_{HATA,SU}(d)[dB] = PL_{HATA,U}(d) - 2\left(\log\left(\frac{f_c}{28}\right)\right)^2 - 5.4 \quad (1.6)$$

3. Ambiente rural-libre

$$PL_{HATA,O}(d)[dB] = PL_{HATA,U}(d) - 4.78(\log(f_c))^2 + 18.33\log(f_c) - 40.97 \quad (1.7)$$

1.3.4.3. Modelo COST 231 Hata

Este modelo de propagación amplía el modelo Hata para ambientes urbanos y se basa en el modelo Okumura. El fin de este modelo es cubrir un rango más amplio de frecuencias, de 1500 MHz a 2000 MHz, y distancias entre el transmisor y receptor de hasta 20 Km [6], [15].

La ecuación (1.8) muestra las pérdidas del modelo Cost 231 Hata [15]:

$$PL_{COST}[dB] = 46.3 + 33.9\log(f_{MHz}) - 13.82\log(h_t) - A(h_r) + (44.9 - 6.55\log(h_t))\log(d_{Km}) + C_m[dB], \quad (1.8)$$

dónde, $A(h_r)$ es el factor de correlación visto en el modelo Hata; h_t es la altura de la antena de transmisión; f_c es la frecuencia de portadora; y C_m es el factor de correlación, su valor es 0 dB cuando se tiene ciudades medianas en áreas suburbanas o 3 dB en ciudades grandes.

1.3.4.4. Modelo con desvanecimiento Rayleigh

Se trata de un modelo de propagación con desvanecimiento a pequeña escala, estadístico, encargado de describir el efecto del ambiente en una señal siguiendo una distribución Rayleigh [15]. Se lo aplica en ambientes que no tienen línea de vista (NLOS, *Non Line Of Sight*) entre el transmisor y receptor.

La señal que recibe la antena receptora sufre variaciones rápidas debido a la interferencia constructiva y destructiva de las distintas componentes del multitrayecto. En la ecuación (1.9) se muestra la función de densidad de probabilidad (PDF, *Probability Density Function*) de Rayleigh [15]:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2}\exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & 0 \le r \le \infty \\ 0 & r < 0 \end{cases}, \quad (1.9)$$

dónde σ es el valor rms del voltaje de la señal recibida antes de la detección de la envolvente; la expresión $\frac{r^2}{2}$ es la potencia instantánea de la señal; y σ^2 se trata de la potencia promedio en tiempo de la señal en recepción.

1.3.4.5. Modelo con desvanecimiento Rician

El modelo con desvanecimiento Rician se encarga de describir la señal de llegada al receptor por los distintos caminos debido al multitrayecto [15], es decir con desvanecimiento a pequeña escala, pero se diferencia de Rayleigh ya que va a existir una componente de la señal que predominará sobre las demás denominada onda especular. La onda especular viajará por una línea de vista (LOS, *Line Of Sight*) entre receptor y transmisor.

El modelo se basa en la distribución Rician cuya PDF se muestra a continuación [15]:

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right) & A \geq 0, r \leq 0 \\ 0 & r < 0 \end{cases}, \quad (1.10)$$

dónde, A representa la amplitud pico de la señal dominante; r es la amplitud de la envolvente de la señal que llega al receptor; $I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right)$ es la función de Bessel de primer tipo y orden cero; la expresión $\frac{r^2}{2}$ es la potencia instantánea de la señal; y σ es la desviación estándar de la potencia de la señal.

1.3.4.6. Modelo con desvanecimiento Nakagami

Se puede decir que es un modelo generalizado de los dos desvanecimientos vistos anteriormente [15]. Toma a la señal como una suma de vectores cuya fase y amplitud son aleatorias. La potencia de la señal va a seguir una distribución gamma dependiente del parámetro m, permitiendo ajustar la degradación de la señal y su rango de cobertura.

Este modelo proporciona ajustes a las medidas empíricas tomadas en distintos entornos [15]. En la ecuación (1.11) se puede observar la distribución de probabilidad de la amplitud de la envolvente:

$$f_z(z; m) = \left\{ \frac{2m^m z^{2m-1}}{\Gamma(m) {P_r}^m} \exp\left(-\frac{mz^2}{P_r}\right) \quad m \geq \frac{1}{2}, x > 0 \right\}, \quad (1.11)$$

dónde, $\Gamma(x)$ es la función gamma de Euler produciendo distintos casos. Cuando $m = 1$ la distribución de Nakagami coincidirá con la de Rayleigh. Si $m = \frac{(K+1)^2}{2K+1} > 1$ la distribución Nakagami se aproximará a la distribución Rician. Si tenemos $m < 1$ La distribución de Nakagami no corresponderá a ninguna de las dos distribuciones, Rayleigh y Rician, y representa un canal con un rendimiento menor al de Rayleigh. Por último, si $m = \frac{1}{2}$ la distribución de Nakagami va a corresponder a una distribución Gaussiana unilateral.

1.3.5. INTRODUCCIÓN A LA TECNOLOGÍA 5G

La tecnología 5G se trata de un ecosistema creado con la intensión de una integración total y masiva de dispositivos conectados a Internet [1]. El fin de esta conexión es que todas las aplicaciones que se podrán desarrollar gracias al 5G, en especial el IoT (*Internet Of Things*), se despliegue a gran escala.

La tecnología 5G se construye con una arquitectura más inteligente, en comparación a las tecnologías predecesoras [1]. La arquitectura se compone de la parte radio (interfaz de aire) denominada *New Radio* (NR) y el núcleo (*Core*). El NR se compone por un nuevo rango de frecuencias denominado *mmWave*. Por su parte, el *core* es muy diferente al *core* de 4G, conocido como LTE (*Long Term Evolution*), ya que se usa niveles de virtualización para disminuir componentes y brindar mayores prestaciones de acceso a la tecnología.

La interfaz radio 5G tiene igual composición que LTE, es decir, se define por canales lógicos, de transporte y físicos [22]. Los canales físicos junto con los mecanismos de acceso múltiple, la modulación y la codificación de canal conforman la denominada capa física que brinda servicios a capas superiores donde están los otros dos tipos de canales.

Los canales físicos de 5G se mantienen iguales que en LTE. Para el enlace descendente (*Down Link*) se tienen los canales [22]:

- Canal físico compartido descendente (PDSCH, *Physical Donwlink Shared Channel*),
- Canal físico común de control descendente (PDCCH, *Physical Downlink Control Channel*),
- Canal de difusión descendente (PBCH, *Physical Broadcast Channel*),

para el enlace ascendente se tienen los canales:

- Canal físico de acceso aleatorio (PRACH, *Physical Random Access Channel*),

- Canal físico compartido ascendente (PUSCH, *Physical Uplink Shared Channel*),
- Canal físico común de control ascendente (PUCCH, *Physical Uplink Control Channel*).

Dentro de estos canales se tiene señales de referencia que de igual manera son mantenidas desde LTE. Estas señales son [22]:

- Señales de referencia (RS, *Reference Signals*)
- Señales de sincronización primaria y secundaria (PSS, *Primary Sync Signals*; SSS, *Secondary Sync Signals*)

Adicionalmente, en 5G se establece una señal de seguimiento de fase (PT-SS, *Phase Tracking Sync Signal*) útil en caso de que se presenten errores de fase en el canal PDSCH que no estén contenidos en la señal de demodulación DM-RS (*Demodulation Reference Signals*) [22].

1.3.5.1. Características de la tecnología 5G

La tecnología 5G presenta varias características de operación que le permiten cumplir con los requerimientos anteriormente expuestos. Dentro de éstas características se tiene [23]:

- **Eficiencia espectral:** La tecnología 5G usa de MIMO (*Multiple Input – Multiple Output*) y FD-MIMO (*Full Dimension* – MIMO) para lograr cubrir áreas más grandes y con mayor capacidad.
- **Densificación:** El acceso radio a la red se mejora gracias a la construcción de celdas pequeñas. Se añaden nuevos conceptos como los planos de control y datos, un nuevo sistema de arquitectura se requiere para poder tener redes ultra densas.
- **Espectro:** Los sistemas operan en canales más grandes de ancho de banda teniendo un equilibrio entre la eficiencia espectral y la eficiencia energética. 5G opera en nuevos escenarios de licenciamiento, como las bandas libres o con licencias compartidas, entre ellas las bandas SHF y EHF.
- **SDN/NFV (*Software – Defined Networking* / *Network Functions Virtualization*):** Esto ayuda a lograr la masificación y densificación de la conectividad. Gestionar la red por software en vez de hardware permitirá tener escalabilidad y optimizar los recursos de la red. También es importante mejorar la tecnología de acceso por radio (RAT, *Radio Access Technology*) para permitir funcionalidades distribuidas de L1/L2/L3.
- **Conectividad masiva:** Al mejorar la RAT (*Radio Access Technology*) la red podrá avanzar hasta la capa física L1 aliviando así el *stack* de protocolos para soportar una conectividad masiva.

Al cumplir las características mencionadas la tecnología 5G puede lograr un sin número de característica de funcionamiento para el usuario, las principales se describen a continuación [24]:

- 5G proporciona una alta resolución para usuarios y conformación bidireccional de gran ancho de banda
- Interfaces de facturación avanzadas más atractivas y eficaces
- Proporciona herramientas de supervisión de suscriptores para tener acciones más rápidas
- 5G proporciona una transmisión de datos en Gigabit que permite aproximadamente 65000 conexiones simultáneas
- Ofrece una puerta de enlace de clase trasportadora con una consistencia incomparable
- La tecnología 5G permite velocidades de conectividad superiores a 1Gbps
- 5G es compatible con las VPN (*Virtual Private Network*)

1.3.5.2. Bandas de frecuencia para 5G

Como se viene mencionando en las secciones previas, uno de los principales cambios para lograr que la tecnología 5G cumpla todos los nuevos requerimientos de usuario es el uso de un nuevo rango de frecuencias dentro del espectro electromagnético [25]. La tecnología LTE usa las bandas bajas de frecuencia superalta (SHF, *Super High Frequency*). En 5G se usa las frecuencias altas de SHF e incluso se usa el espectro EHF (*Extremely High Frequency*). Es decir, frecuencias que irán desde menos de 1 GHz hasta 100 GHz usando las propiedades de cada banda. Por ejemplo, el uso de las bandas menores a 1 GHz será en casos que se requiera una amplia cobertura, mientras las bandas altas, superiores a 24 GHz, se usarán cuando requieran de un rendimiento extremadamente alto con un ancho de banda muy grande.

A inicios del 2018, el 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) publicó el TR 38.104 [22] que trata de la especificación para 5G NR (*New Radio*). En la sección 5.2 de esta especificación se puede observar la lista de bandas de operación de *New Radio* [22]. Según el *Release 15* de la especificación técnica, las bandas de operación se dividen en dos grandes rangos de frecuencia (FR, *Frequency Range*) definidos como FR1, conocida como sub-6 GHz, y FR2, correspondiente a *mmWaves*, como se puede ver en la Tabla 1.2. En las Tablas 1.3 y 1.4 observan las bandas de frecuencia para cada FR y el modo de duplexación que se emplea en cada banda.

Las bandas de operación cuentan con dos tipos de duplexación: FDD (*Frequency Division Duplex*) y TDD (*Time Division Duplex*). También existen bandas que son suplementarias ya sea

para el enlace descendente (SDL, *Supplementary Down Link*) o para el enlace ascendente (SUL, *Supplementary Up Link*) [22].

Tabla 1.2: Definición de frecuencias y rangos para *New Radio* [22].

Designación del rango de frecuencia	Rango de frecuencia correspondiente
FR1	450 MHz – 6000 MHz
FR2	24250 MHz – 52600 MHz

Tabla 1.3: Bandas de operación NR en FR1 [22].

Banda de operación de E-UTRA	Banda de operación *Uplink* (UL) Estación base (BS) recibe Equipo de usuario (UE) transmite	Banda de operación *downlink* (DL) Estación base (BS) transmite Equipo de usuario (UE) recibe	Modo de Duplexación
	$F_{UL_low} – F_{UL_high}$	$F_{DL_low} – F_{DL_high}$	
n1	1920 MHz – 1980 MHz	2110 MHz – 2170 MHz	FDD
n2	1850 MHz – 1910 MHz	1930 MHz – 1990 MHz	FDD
n3	1710 MHz – 1785 MHz	1805 MHz – 1880 MHz	FDD
n5	824 MHz – 849 MHz	869 MHz – 894 MHz	FDD
n7	2500 MHz – 2570 MHz	2620 MHz – 2690 MHz	FDD
n8	880 MHz – 915 MHz	925 MHz – 960 MHz	FDD
n20	832 MHz – 862 MHz	791 MHz – 821 MHz	FDD
n28	703 MHz – 748 MHz	758 MHz – 803 MHz	FDD
n38	2570 MHz – 2620 MHz	2570 MHz – 2620 MHz	TDD
n41	2496 MHz – 2690 MHz	2496 MHz – 2690 MHz	TDD
n50	1432 MHz – 1517 MHz	1432 MHz – 1517 MHz	TDD
n51	1427 MHz – 1432 MHz	1427 MHz – 1432 MHz	TDD
n66	1710 MHz – 1780 MHz	2110 MHz – 2200 MHz	FDD
n70	1695 MHz – 1710 MHz	1995 MHz – 2020 MHz	FDD
n71	663 MHz – 698 MHz	617 MHz – 652 MHz	FDD
n74	1427 MHz – 1470 MHz	1475 MHz – 1518 MHz	FDD
n75	N/A	1432 MHz – 1517 MHz	SDL
n76	N/A	1427 MHz – 1432 MHz	SDL
n77	3300 MHz – 4200 MHz	3300 MHz – 4200 MHz	TDD
n78	3300 MHz – 3800 MHz	3300 MHz – 3800 MHz	TDD

n79	4400 MHz – 5000 MHz	4400 MHz – 5000 MHz	TDD
n80	1710 MHz – 1785 MHz	N/A	SUL
n81	880 MHz – 915 MHz	N/A	SUL
n82	832 MHz – 862 MHz	N/A	SUL
n83	703 MHz – 748 MHz	N/A	SUL
n84	1920 MHz – 1980 MHz	N/A	SUL

Tabla 1.4: Bandas de operación NR en FR2 [22].

Número de banda	*Uplink*	*Downlink*	Modo de duplexación
n257	26.5 GHz – 29.5 GHz	26.5 GHz – 29.5 GHz	TDD
n258	24.25 GHz – 27.5 GHz	24.25 GHz – 27.5 GHz	TDD
n259	N/A	N/A	TDD
n260	37 GHz – 40 GHz	37 GHz – 40 GHz	TDD

Como se puede observar en las tablas NR introduce una nueva notación para las bandas, comenzando esta con una “n”. Por ejemplo, la banda 20 se denomina n20 mientras en LTE se denominaba B20.

1.3.6. MODELOS DE PROPAGACIÓN PROPUESTOS PARA 5G

Recientemente, las estadísticas de desvanecimiento a pequeña escala, obtenidas mediante una campaña de medición en exteriores a 28 GHz muestran que el desvanecimiento Rician es más adecuado que Rayleigh en distintos entornos, incluso en entornos NLOS (*Non Line of Sight*) [26]. Sin embargo, si se mira de forma profunda los resultados se puede concluir que los modelos de desvanecimiento tradicionales no logran modelar de forma precisa las fluctuaciones aleatorias sufridas por la señal transmitida con tecnología 5G.

Para evaluar de forma adecuada el desempeño de un sistema 5G, se necesitan modelos de propagación en los que sea posible tener línea de vista y bloqueos en un amplio rango de bandas de frecuencia y distintos escenarios de aplicación [6].

Muchas organizaciones de investigación y consorcios han llevado a cabo una gran cantidad de campañas de mediciones para caracterizar estadísticamente un modelo de canal adecuado para comunicaciones 5G, los resultados obtenidos son las siguientes dos características [25]:

1) **Dispersión especular dominante:** los esquemas de transmisión que se utilizan en las comunicaciones 5G son altamente directivas, por ejemplo, onda milimétrica o MIMO masivo, que a menudo hacen que el entorno de propagación esté dominado por ondas especulares (ondas con línea de vista u ondas dominantes). Además, los reflejos de objetos aleatorios pueden hacer que múltiples componentes especulares dominantes tengan una potencia significativamente mayor que las ondas difusas.
2) **Agrupación de las ondas dispersas:** el modelo de desvanecimiento de Rayleigh supone que los dispersores puntuales están distribuidos de manera uniforme y homogénea. Bajo tales suposiciones, se cumple el teorema del límite central (CLT). Sin embargo, si hay una correlación distinta de cero entre los grupos de ondas dispersas, o existe una correlación distinta de cero entre los componentes en fase y cuadratura, o el número de componentes no es lo suficientemente grande, entonces el CLT puede no ser aplicado.

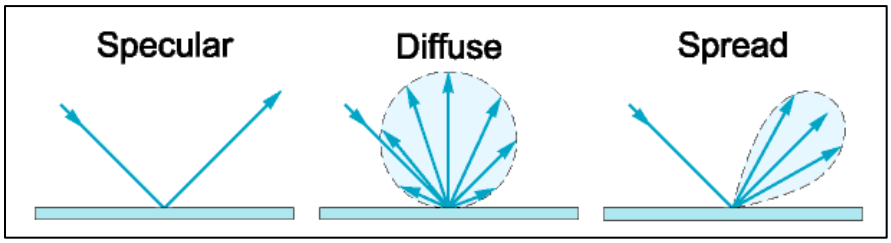


Figura 1.9: Reflexión especular dominante, difusa y dispersa (agrupada) en una superficie.

A continuación, se realiza un análisis de algunos de los modelos de propagación de ondas milimétricas que han sido presentados ante los organismos competentes.

1.3.6.1. Modelo de desvanecimiento de 2 rayos fluctuantes (FTR)

Es un modelo de canal estadístico que consta de dos componentes especulares (dominantes) fluctuantes con fases aleatorias más un componente difuso (rayos difusos) [26]. El modelo FTR surge como una generalización del modelo de desvanecimiento de dos ondas con potencia difusa (TWDP) propuesto por Durgin, Rappaport y De Wolf [27].

La característica de este modelo extendido es que las principales funciones de probabilidad, función de densidad de probabilidad (PDF), función de distribución acumulativa empírica (CDF) y la función generadora de momentos (MGF), pueden ser expresadas en forma cerrada [28]. A demás el modelo proporciona un ajuste mejor que el desvanecimiento Rician para las mediciones

de desvanecimiento a pequeña escala de los canales de ondas milimétricas exteriores a una frecuencia de 28 GHz.

El modelo FTR generaliza el modelo TWDP ya que permite que los rayos con línea de vista que tienen una amplitud constante fluctúen de forma aleatoria [26]. Se incluye una fuente adicional de aleatoriedad permitiendo una mejor caracterización de las variaciones que sufre la señal radio. Sorprendentemente estas consideraciones no representan una mayor complejidad matemática, más bien facilita una caracterización estadística más simple que el modelo TWDP.

Usar el modelo FTR tiene ciertas ventajas que se pueden resumir de la siguiente forma [26]:

1. A pesar de ser más general que el modelo TWDP original, sus principales funciones de probabilidad (CDF, PDF y MGF) se dan en forma cerrada,
2. La distribución de desvanecimiento FTR es inherentemente bimodal, pero también incluye modelos clásicos de desvanecimiento unimodal como Rician o Rayleigh como casos especiales,
3. La distribución del desvanecimiento FTR proporciona un ajuste mucho mejor que el desvanecimiento de Rician a las mediciones de campo de 28 GHz

a) Modelo físico de canal

Las fluctuaciones a pequeña escala de un canal inalámbrico se modelan mediante un conjunto de N ondas dominantes a las que se agregan otras ondas de propagación difusas [26]. Por lo tanto, el voltaje de banda base complejo de un canal inalámbrico que experimenta desvanecimiento por multitrayecto se puede expresar como:

$$V_r = \sum_{n=1}^{N} V_n \exp(j\phi_n) + X + jY, \tag{1.12}$$

donde V_n representa el componente especular n-ésimo que se asume tiene una amplitud constante V_n y una fase aleatoria distribuida uniformemente ϕ_n. Debido a que las distancias recorridas por las ondas de propagación son típicamente de mayor magnitud que sus longitudes de onda, las variables de fase aleatorias pueden considerarse estadísticamente independientes. Por otro lado, $X + jY$ es una variable aleatoria gaussiana compleja que representa el componente difuso de la señal recibida debido a la recepción combinada de numerosas ondas dispersas débiles.

El modelo general presentado en (1.12) incluye modelos estadísticos de canales inalámbricos muy importantes como casos particulares [26]. Así, cuando $N = 0$, es decir, no hay componentes

especulares presentes, se obtiene el modelo de desvanecimiento de Rayleigh, mientras que para $N = 1$, un solo componente especular, se tiene el modelo de desvanecimiento de Rician. Cuando se tienen dos componentes especulares, $N = 2$, generalmente se denomina modelo de desvanecimiento de dos ondas con potencia difusa.

Se considera el sombreado como cualquier fluctuación de amplitud en las ondas especulares (por ejemplo, debido al sombreado por objetos o cuerpos humanos, variaciones de condición de propagación o dispersores de movimiento rápido) que tiene lugar durante el período de tiempo de interés [26]. Por lo tanto, considerando las amplitudes de los componentes especulares a ser modulados por una variable aleatoria Nakagami-m con medias unitarias al cuadrado, se puede escribir:

$$V_r = \sum_{n=1}^{N} \sqrt{\zeta} V_n \exp(j\phi_n) + X + jY, \tag{1.13}$$

donde ζ es una variable aleatoria distribuida Gamma de media unitaria con PDF

$$f_{\zeta}(u) = \frac{m^m u^{m-1}}{\Gamma(m)} e^{-mu}. \tag{1.14}$$

b) Caracterización estadística del modelo de desvanecimiento FTR

Se considera un valor de $N = 2$ con el fin de indicar la presencia de dos componentes especulares con fase aleatoria para los que su amplitud presenta una fluctuación aleatoria [26]. Por lo tanto, se considera que la señal recibida en banda base compleja se puede escribir como:

$$V_r = \sqrt{\zeta} V_1 \exp(j\phi_1) + \sqrt{\zeta} V_2 \exp(j\phi_2) + X + jY. \tag{1.14}$$

Este modelo puede ser expresado convenientemente en términos de los parámetros K y Δ, definidos como:

$$K = \frac{V_1^2 + V_2^2}{2\sigma^2}, \tag{1.15}$$

$$\Delta = \frac{2V_1 V_2}{V_1^2 + V_2^2}. \tag{1.16}$$

El parámetro K representa la relación entre la potencia media de los componentes dominantes y la potencia del multitrayecto difuso restante [26]. Por otro lado, Δ es un parámetro que va de 0 a 1 que expresa la similitud de las potencias de las componentes especulares recibidas: cuando

las magnitudes de ambos componentes especulares son iguales $\Delta = 1$, mientras que en ausencia de un segundo componente ($V_1 = 0$ o $V_2 = 0$), $\Delta = 0$. Tenga en cuenta que $\Delta = 0$ produce el desvanecimiento de Rician.

La caracterización estática de la SNR instantánea, aquí denominada γ, es crucial para el análisis y diseño de los sistemas de comunicaciones inalámbricos, ya que muchas métricas de rendimiento en las comunicaciones inalámbricas son una función de la SNR [26]. La SNR promedio $\bar{\gamma}$ recibida después de transmitir un símbolo con densidad de energía E sometido a un canal de desvanecimiento multitrayecto como el descrito en (1.14) será [26]:

$$\bar{\gamma} = \left(\frac{E_b}{N_0}\right) 2\sigma^2(1+K). \tag{1.17}$$

i. Cálculo de la Función Generadora de Momentos (MGF)

La función generadora de momentos es única y permite determinar de forma completa la distribución que posee una variable aleatoria [29]. Es importante la expresión de la MGF para saber que tipo de distribución sigue el modelo de canal y de acuerdo a esta generalizar los modelos de propagación establecidos para las tecnologías predecesoras a 5G.

La MGF de γ, para el modelo de desvanecimiento FTR, puede obtenerse de forma cerrada [26].

$$M_\gamma(s) = \frac{m^m(1+K)(1+K-\bar{\gamma}s)^{m-1}}{\left(\sqrt{\mathcal{R}(m,k,\Delta;s)}\right)} \times P_{m-1}\left(\frac{m(1+K)-(m+K)\bar{\gamma}s}{\sqrt{\mathcal{R}(m,k,\Delta;s)}}\right), \tag{1.18}$$

dónde $\mathcal{R}(m,k,\Delta;s)$ es un polinomio en s y $P_\mu(\cdot)$ es la función de Legendre del primer tipo de grado μ, que se puede calcular como:

$$P_\mu(z) = {}_2F_1\left(-\mu,\mu+1;1;\frac{1-z}{2}\right), \tag{1.19}$$

dado que $|1-z| < 2$, donde ${}_2F_1(\cdot)$ es la función hipergeométrica de Gauss.

El modelo de desvanecimiento FTR presentado es muy adecuado para recrear las condiciones de propagación en una amplia variedad de escenarios inalámbricos, que van desde los más favorables hasta desvanecimientos peores que los de Rayleigh [30]. También incluye muchos modelos estadísticos importantes de desvanecimiento conocidos como casos particulares, es decir, TWDP, Rician sombreado, Rician, Rayleigh, Gaussiano unilateral, Nakagamim y Nakagami-q (Hoyt). La conexión entre el modelo de desvanecimiento FTR y los casos especiales

incluidos en él se puede validar fácilmente utilizando las definiciones anteriores de m, k, Δ, y se indica formalmente en la Tabla 1.5.

Tabla 1.5: Conexión entre el desvanecimiento FTR y otros modelos de desvanecimiento en la literatura. Los parámetros del desvanecimiento FTR están subrayados para evitar confusiones con los casos especiales [30].

CANAL	PARÁMETROS DESVANECIMIENTO FTR
One-sided Gaussian	a) $\underline{\Delta}= 0, \underline{K} \to \infty, \underline{m} = 0.5$ b) $\underline{\Delta}= 1, \underline{K} \to \infty, \underline{m} = 1$
Rayleigh	a) $\underline{\Delta}= 0, \underline{K} \to \infty, \underline{m} = 1$ b) $\underline{\Delta}= 0, \underline{K} \to 0, \forall \underline{m}$
Nakagami-q (Hoyt)	a) $\underline{\Delta}= 0, \underline{K} = \frac{1-q^2}{2q^2}, \underline{m} = 0.5$ b) $\forall\{\Delta, K\}, con\ q = \sqrt{\frac{1+K(1-\Delta)}{1+K(1+\Delta)}}, \underline{m} = 1$
Nakagami-m	$\underline{\Delta}= 0, \underline{K} \to \infty, \underline{m} = m$
Rician	$\underline{\Delta}= 0, \underline{K} = K, \underline{m} \to \infty$
Rician shadowed	$\underline{\Delta}= 0, \underline{K} = K, \underline{m} \to m$
TWDP	$\underline{\Delta}= \Delta, \underline{K} = K, \underline{m} \to \infty$
Two-Wave	$\underline{\Delta}= \Delta, \underline{K} \to \infty, \underline{m} \to \infty$
Fluctuating Two-Wave	$\underline{\Delta}= \Delta, \underline{K} \to \infty, \underline{m} = m$

ii. Cálculo de la Función de Densidad de Probabilidad (PDF) y Función de Distribución Acumulativa Empírica (CDF)

Las expresiones de forma cerrada para la PDF y CDF de la envolvente de potencia para el modelo de desvanecimiento FTR se describen en (1.20) y (1.21) respectivamente.

$$f_\gamma(x) = \frac{1}{2^{m-1}} \frac{1+K}{\bar{\gamma}} \left(\frac{m}{\sqrt{(m+K)^2 - K^2\Delta^2}} \right)^m \sum_{q=0}^{[\frac{m-1}{2}]} (-1)^q C_q^{m-1} \left(\frac{m+K}{\sqrt{(m+K)^2 - K^2\Delta^2}} \right)^{m-1-2q} \times \Phi_2^{(4)}$$

$$\left(1+2q-m, m-q-\frac{1}{2}, m-q-\frac{1}{2}, \quad 1-m; 1; -\frac{m(1+K)}{(m+K)\bar{\gamma}}x, -\frac{m(1+K)}{\big(m+K(1+\Delta)\big)\bar{\gamma}}x,\right.$$

$$-\frac{m(1+K)}{\big(m+K(1-\Delta)\big)\bar{\gamma}}x,-\frac{1+K}{\bar{\gamma}}x\Bigg), \tag{1.20}$$

$$F_\gamma(x)=\frac{1}{2^{m-1}}\frac{1+K}{\bar{\gamma}}\left(\frac{m}{\sqrt{(m+K)^2-K^2\Delta^2}}\right)^m\sum_{q=0}^{[\frac{m-1}{2}]}(-1)^q C_q^{m-1}\left(\frac{m+K}{\sqrt{(m+K)^2-K^2\Delta^2}}\right)^{m-1-2q}\times\Phi_2^{(4)}$$

$$\left(1+2q-m,m-q-\frac{1}{2},m-q-\frac{1}{2},\qquad 1-m;2;-\frac{m(1+K)}{(m+K)\bar{\gamma}}x,-\frac{m(1+K)}{\big(m+K(1+\Delta)\big)\bar{\gamma}}x,\right.$$

$$\left.-\frac{m(1+K)}{\big(m+K(1-\Delta)\big)\bar{\gamma}}x,-\frac{1+K}{\bar{\gamma}}x\right). \tag{1.21}$$

c) Validación empírica

A continuación, se mostrará la idoneidad del modelo de desvanecimiento FTR para modelar el desvanecimiento a pequeña escala en enlaces inalámbricos *mmWave*. Para la validación del modelo se usa los resultados presentados en [28] en el contexto del modelado de desvanecimiento a pequeña escala de comunicaciones exteriores *mmWave* en la banda de 28 GHz.

Los autores hacen uso de una versión modificada del estadístico de Kolmogorov-Smirnov (KS) para definir el factor de error ϵ que cuantifica la bondad de ajuste entre las CDF empíricas y teóricas, indicadas por $\hat{F}_r(\cdot)$ y $F_r(\cdot)$ respectivamente, es decir [30]:

$$\epsilon \triangleq max_x\left|\log_{10}\hat{F}_r(x)-\log_{10}F_r(x)\right|. \tag{1.22}$$

En las Figuras 1.11 y 1.12 se compara, respectivamente, el conjunto de medidas correspondientes a los escenarios de polarización cruzada LOS y NLOS descritos en [28]. Según lo expuesto en [30], los valores de K que proporcionan el mejor ajuste a la distribución de Rician son $K=4.04$ y $K=4.78$ respectivamente. Tales valores de K producen un valor de factor de error de $\epsilon=0.3302$ y $\epsilon=0.3571$. Ahora, usando el modelo de desvanecimiento FTR, con los siguientes parámetros: $FTR_{LOSS}=(K=80,\Delta=0.5873,m=2)$ y $FTR_{NLOSS}=(K=32.7,\Delta=0.8331,m=10)$. Se debe tomar en cuenta que el parámetro m juega un papel clave en la bondad del ajuste, ya que permite que la CDF modifique su concavidad y convexidad para ajustar mejor los datos empíricos. Haciendo uso de estos parámetros, el valor del factor de error obtenido por el ajuste FTR es $\epsilon_{LOSS}^{FTR}=0.2246$ y $\epsilon_{NLOSS}^{FTR}=0.2681$ por lo que se logra una mejora notable al utilizar el modelo de desvanecimiento FTR con respecto al modelo de Rician.

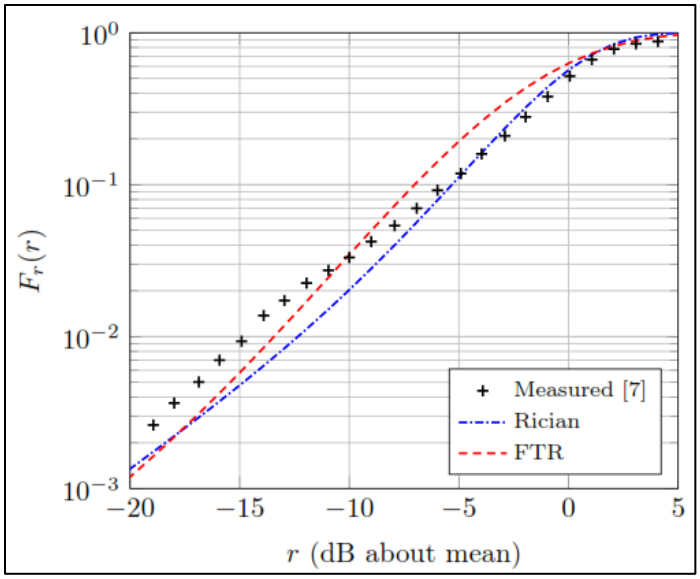


Figura 1.11: CDF empírica vs teórica de la amplitud de la señal recibida por escenario LOS. Los parámetros evaluados son $K_{RICE} = 4.04$ y $K_{FTR} = 80$, $\Delta = 0.5873$, $m = 2$ [26].

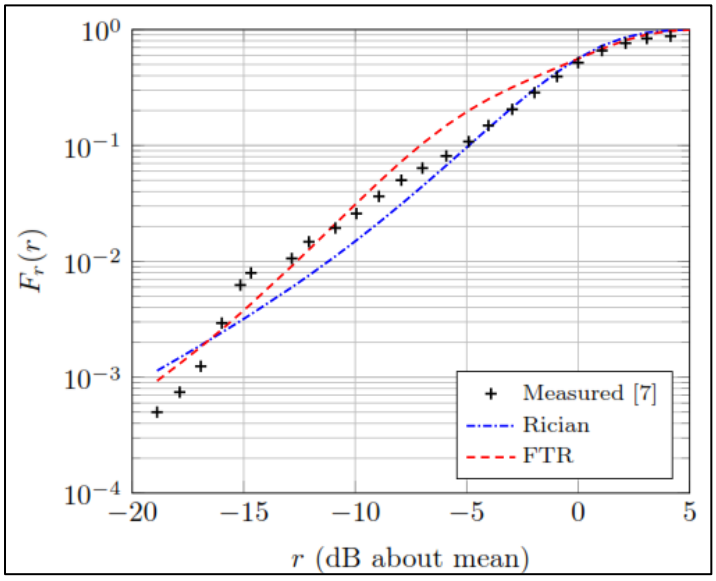


Figura 1.12: CDF empírica vs teórica de la amplitud de la señal recibida por escenario NLOS. Los parámetros evaluados son $K_{RICE} = 4.78$ y $K_{FTR} = 32.7$, $\Delta = 0.8331$, $m = 10$ [26].

1.3.6.2. Modelo de desvanecimiento con sombra $k - \mu$

Es un modelo generalizado del canal de desvanecimiento $k - \mu$ en el que el componente de línea de visión (LOS) está sujeto a sombras [31]. Esta distribución de desvanecimiento tiene una interpretación física clara y buenas propiedades analíticas, además unifica algunas distribuciones de desvanecimiento clásicas como casos particulares, por ejemplo, Gauss unilateral, Rayleigh,

Nakagami-m, Rician y $k-\mu$. De hecho, el ajuste de la distribución con sombra $k-\mu$ a los datos experimentales es mejor que el logrado por las distribuciones clásicas antes mencionadas. Las tres caracterizaciones estadísticas básicas, es decir, función de densidad de probabilidad, función de distribución acumulativa y función generadora de momento se obtienen de forma cerrada.

Dado que la distribución $k-\mu$ incluye la distribución de Rician como un caso particular, se puede obtener una generalización natural de la distribución $k-\mu$ mediante un modelo de desvanecimiento de sombra LOS con el mismo esquema de multitrayectoria/sombreado utilizado en el modelo sombreado de Rician [31]. El nuevo modelo se llama Modelo de desvanecimiento con sombra $k-\mu$ o Distribución Sombreada $k-\mu$ por analogía con la Distribución Sombreada de Rician. Esta nueva distribución tiene tres propiedades principales:

1. Está motivado por un modelo físico subyacente claro,
2. Proporciona una unificación notable de modelos de desvanecimiento populares, es decir, Gaussiano unilateral, Rayleigh, Nakagami-m, Rician y Sombreado de Rician, y
3. Tiene buenas propiedades analíticas, es decir, su PDF, CDF y MGF se obtienen en forma cerrada, y los estadísticos de la suma y distribuciones máximas se pueden expresar en forma cerrada.

a) Modelo físico del canal

El modelo de desvanecimiento con sombra $k-\mu$ se basa en una generalización del modelo físico correspondiente a la distribución $k-\mu$ [31]. Para ello, se considera una señal estructurada en grupos de ondas que se propagan en un entorno no homogéneo. Dentro de cada grupo, se asume que las ondas multitrayecto tienen ondas dispersas con idéntica potencia y componente dominante con cierta potencia arbitraria. Aunque las ondas dispersas intragrupos tienen fases aleatorias y tiempos de demora similares, las extensiones de tiempo de demora entre grupos se consideran relativamente grandes. El modelo de desvanecimiento con sombra $k-\mu$ asume que los componentes dominantes de todos los grupos pueden fluctuar aleatoriamente debido al sombreado.

A partir del modelo físico para la distribución sombreada $k-\mu$, la potencia de la señal W puede expresarse en términos de las componentes en fase y en cuadratura de la señal de desvanecimiento de la siguiente forma [31]:

$$W = \sum_{i=1}^{n} (X_i + \xi p_i)^2 + (Y_i + \xi q_i)^2, \tag{1.23}$$

donde n es un número natural; X_i y Y_i son procesos gaussianos mutuamente independientes con $E[X_i] = E[Y_i] = 0$ y $E[X_i^2] = E[Y_i^2] = \sigma^2$, respectivamente; p_i y q_i son números reales; y ξ es una variable aleatoria de Nakagami-m con parámetros de configuración m y $E[\xi^2] = 1$.

La ecuación (1.23) puede interpretarse de la siguiente forma [31]. Cada grupo de trayectorias múltiples se modela mediante un término de la suma; por lo tanto, n es el número de clústeres de múltiples rutas. Los componentes dispersos del i-ésimo grupo están representados por la variable aleatoria gaussiana compleja circularmente simétrica $X_i + jY_i$. Para cada grupo, la potencia total de los componentes dispersos es $2\sigma^2$. El componente dominante del i-ésimo grupo es una variable aleatoria compleja dada por $\xi p_i + j\xi q_i$; por lo tanto, su potencia viene dada por $p_i^2 + q_i^2$. Todos los componentes dominantes están sujetos a la misma fluctuación de sombreado común, que está representada por la amplitud aleatoria ξ de potencia normalizada.

b) Estadísticas fundamentales

El modelo representado en (1.23) implica que la probabilidad condicional de la potencia de la señal W dada la amplitud de sombreado ξ sigue una distribución $k - \mu$ con el PDF [31]:

$$f_{W|\xi}(w;\xi) = \frac{1}{2\sigma^2}\left(\frac{w}{\xi^2 d^2}\right)^{\frac{n-1}{2}} e^{-\frac{w+d^2}{2\sigma^2}} I_{n-1}\left(\frac{\xi d}{\sigma^2}\sqrt{w}\right), \tag{1.24}$$

donde $d^2 = \sum_{i=1}^{n} p_i^2 + q_i^2$ representa la potencia media de los componentes dominantes, y $I_v(\cdot)$ es la función de Bessel modificada de primer tipo. El número natural de conglomerados n se reemplaza en (1.37) por la extensión real no negativa μ, lo que da como resultado una distribución más general y flexible.

i. Cálculo de la Función de Densidad de Probabilidad (PDF)

En muchos análisis prácticos, la variable aleatoria γ que representa la SNR instantánea se utiliza para modelar el canal de desvanecimiento [31]. Sea γ una variable aleatoria sombreada $k - \mu$ con media $\bar{\gamma}$ y parámetros de conformación no negativos reales k, μ y m. El PDF de las distribuciones sombreadas $k - \mu$ se obtiene de la siguiente forma:

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{\mu^\mu m^m (1+k)^\mu}{\Gamma(\mu)\bar{\gamma}(\mu k + m)^m}\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)^{\mu-1} \times e^{-\frac{\mu(1+k)\gamma}{\bar{\gamma}}} {}_1F_1\left(m, \mu; \frac{\mu^2 k(1+k)}{uk+m}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \tag{1.25}$$

dónde ${}_1F_1(\cdot)$ es la función hipergeométrica confluente.

Se puede comprobar que el PDF de la ecuación (1.25) es el PDF del desvanecimiento sombreado de Rician cuando $\mu = 1$ [31].

ii. Función Generadora de Momentos (MGF)

Sea $\gamma \sim S_{k\mu}(\bar{\gamma}; k; \mu; m)$; entonces, la MGF viene dada por [31]:

$$M_\gamma(s) \triangleq E[e^{\gamma s}] = \frac{(-\mu)^\mu m^m (1+k)^\mu}{\bar{\gamma}^\mu (\mu k + m)^m} \frac{\left(s - \frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}}\right)^{m-\mu}}{\left(s - \frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \frac{m}{\mu k + m}\right)^m}. \quad (1.26)$$

iii. Función de Distribución Acumulativa Empírica (CDF)

Sea $\gamma \sim S_{k\mu}(\bar{\gamma}; k; \mu; m)$; entonces, su CDF viene dada por [31]:

$$F_\gamma(\gamma) = \frac{\mu^{\mu-1} m^m (1+k)^\mu}{\Gamma(\mu)(\mu k + m)^m} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}}\right)^\mu \gamma^\mu \times \Phi_2\left(\mu - m, m; \mu + 1; -\frac{\mu(1+k)\gamma}{\bar{\gamma}}, -\frac{\mu(1+k)}{\bar{\gamma}} \frac{m\gamma}{\mu k + m}\right). \quad (1.27)$$

Las estadísticas fundamentales presentadas en *i, ii* y *iii* proporcionan una unificación de una variedad de distribuciones de desvanecimiento importantes [31]. La Tabla 1.6 refleja los valores específicos de los parámetros que nos permiten obtener las distribuciones de desvanecimiento tradicionales a partir de los tres parámetros de conformación de la distribución sombreada $k - \mu$.

Tabla 1.6: Distribuciones comunes de desvanecimiento derivadas de la distribución sombreada $k - \mu$ [31].

CANAL	PARÁMETROS DESVANECIMIENTO SOMBREADO $k - \mu$
One-sided Gaussian	$\underline{\mu} = 0.5, \underline{k} \to 0, \underline{m} \to \infty$
Rayleigh	$\underline{\mu} = 1, \underline{k} \to 0, \underline{m} \to \infty$
Nakagami-m, con parámetro de conformación m	$\underline{\mu} = m, \underline{k} \to 0, \underline{m} \to \infty$
Rician, con parámetro de conformación K	$\underline{\mu} = 1, \underline{k} = K, \underline{m} \to \infty$

$k-\mu$, con parámetro de conformación k y μ	$\underline{\mu}=\mu, \underline{k}=k, \underline{m}\to\infty$
Rician sombreado, con parámetro de conformación K y m	$\underline{\mu}=1, \underline{k}=K, \underline{m}=m$

c) Análisis de sistemas de comunicación inalámbricos

La distribución sombreada $k-\mu$ se muestra como una herramienta útil para modelar y analizar sistemas de comunicación inalámbrica en ondas milimétricas [31]. El autor demostró que el modelo de desvanecimiento sombreado $k-\mu$ es una generalización natural del modelo $k-\mu$, que unifica una variedad de modelos de desvanecimiento populares. Dado que el modelo de desvanecimiento sombreado $k-\mu$ tiene un parámetro adicional m con respecto al modelo $k-\mu$, que está físicamente relacionado con el sombreado, el ajuste de los datos experimentales al modelo sombreado $k-\mu$ debe ser tan bueno o mejor que el ajuste al modelo $k-\mu$. La misma afirmación es aplicable al modelo sombreado de Rician debido a que el modelo sombreado $k-\mu$ tiene un parámetro de configuración adicional μ con respecto al modelo sombreado de Rician.

Tanto el modelo $k-\mu$ como el modelo sombreado de Rician han demostrado ser muy útiles para modelar escenarios de desvanecimiento tan diversos como comunicaciones por radio móvil, comunicaciones LMS y UAC [31]. Por lo tanto, el modelo sombreado $k-\mu$, que abarca estos dos modelos, representa una herramienta muy general para caracterizar los canales de desvanecimiento.

1.3.6.3. Modelo de desvanecimiento generalizado con múltiples componentes especulares (MWGD) y Modelo de Rayos Múltiples Fluctuantes (FMR)

El canal inalámbrico en las comunicaciones 5G a menudo puede estar dominado por un número finito de componentes especulares, en las que la suposición Gaussiana convencional puede no aplicarse a las ondas dispersas difusas y los dispersores puntuales pueden estar distribuidos de manera no homogénea [25]. Estos atributos físicos se incorporaron en los modelos de desvanecimiento de última generación, como el modelo FTR y el modelo de desvanecimiento sombreado $k-\mu$. Desafortunadamente, gran parte de los modelos presentados impone suposiciones arbitrarias sobre los parámetros del canal para logra la tractabilidad teórica, lo que limita su aplicación para representar su amplia gama de entornos de propagación.

Los modelo MWGD y FMR permiten un gran número arbitrario de componentes especulares y asume un modelo de dispersión difusa generalizada [25]. De esta forma, incorpora múltiples componentes especulares con ondas dispersas difusas agrupadas alcanzando una tractabilidad analítica. Estos modelos son una extensión natural del modelo *Two Wave with Diffuse Power* (TWDP) y Modelo de Dos Rayos Fluctuantes (FTR), respectivamente. Para el modelo MWGD se asume un número arbitrario N de componentes especulares, se relaja el supuesto de Gauss sobre el componente difuso y se asume que la magnitud del componente difuso sigue la distribución de Nakagami-m.

a) Modelo de señal

Los modelos consideran un canal inalámbrico en el que la señal recibida se representa como una suma de N componentes especulares dominantes y una onda difusa dispersa cuya magnitud sigue la distribución de Nakagami-m con el parámetro de forma m y el parámetro de dispersión Ω como se expresa a continuación [25]:

$$MWGD\ model: \begin{cases} \tilde{V} = Re^{j\phi} = \sum_{i=1}^{N} V_i e^{j\phi_i} + \tilde{V}_{dif}, \tilde{V}_{dif} = V_d e^{j\phi_d} \\ f_{V_d}(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m x^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} x^2\right) \end{cases}. \quad (1.28)$$

En (1.28) se puede observar que se extiende el número de ondas especulares de $N = 2$ a N arbitrario.

Para el modelo FMR se considera una variante del modelo MWGD introduciendo una fluctuación aleatoria ξ en los componentes especulares [25]. A continuación, se muestra el modelo:

$$FMR\ model: \tilde{V} = \sum_{i=1}^{N} \sqrt{\xi}\, V_i e^{j\phi_i} + \tilde{V}_{dif},\ f_{\xi}(u) = \frac{m_s^{m_s} u^{m_s-1}}{\Gamma(m_s)} e^{-m_s u}, \quad (1.29)$$

donde ξ es una variable aleatoria Gamma (*Gamma RV*) con parámetro de escala m_s, y la envolvente $V_d = \|\tilde{V}_{dif}\|$ del componente difuso sigue la distribución de Nakagami-m. El modelo FMR será equivalente al modelo MWGD cuando $m_s \to \infty$. Similar al modelo MWGD, el modelo FMR extiende el modelo FTR a un número arbitrario de componentes especulares.

b) Expresiones estadísticas en forma cerrada

La distribución de la SNR γ recibida se expresa de la siguiente forma [25]:

$$\gamma = \frac{E_b}{N_0} R^2 = \gamma_0 R^2,\ \bar{\gamma} = \mathbb{E}[\gamma] = \gamma_0\left(\sum_{i=1}^{N} V_i^2 + \Omega\right), \tag{1.30}$$

donde E_b es la energía del símbolo de transmisión, N_0 es la densidad espectral de potencia de ruido, $\gamma_0 = \frac{E_b}{N_0}$ y denota la SNR media recibida.

i. Función de Densidad de Probabilidad (PDF) y Función de Distribución Acumulativa Empírica (CDF)

Considerando la fase uniformemente distribuida sobre $[0, 2\pi]$ tanto para el modelo MWGD como para el modelo FMR [25]. Entonces la PDF y la CDF de la envolvente de la señal recibida R para el modelo MWGD están dadas respectivamente por:

$$f_R(r) = r\int_0^{\infty} {}_1F_1\left(m; 1; -\frac{\Omega}{4m}v^2\right)\prod_{i=1}^{N} J_0(V_i v)\cdot v J_0(rv)dv \overset{(a_1)}{=} \frac{2m}{\Omega}\cdot r$$
$$\cdot \sum_{k=0}^{m-1}\binom{m-1}{k}(-1)^k \Psi_2\left(k+1; [1]_{N+1}; \underline{\alpha}(r)\right)\ para\ m \epsilon \mathbb{Z}^+, \tag{1.31}$$

$$F_R(t) = t\int_0^{\infty} {}_1F_1\left(m; 1; -\frac{\Omega}{4m}v^2\right)\prod_{i=1}^{N} J_0(V_i v)\cdot J_1(tv)dv \overset{(a_2)}{=} \frac{m}{\Omega}\cdot t^2$$
$$\cdot \sum_{k=0}^{m-1}\binom{m-1}{k}(-1)^k \Psi_2\left(k\ 1; [1]_N, 2; \underline{\alpha}(t)\right)\ para\ m \epsilon \mathbb{Z}^+, \tag{1.32}$$

dónde $\mathbb{Z}^+$ representa el conjunto de enteros positivos, la igualdad (a_1) y (a_2) se cumple si el parámetro m toma valores enteros positivos, $J_n(x)$ es la función de Bessel de primera clase de n-ésimo orden, $\Psi_2(a; b_1, \dots, b_n; x_1, \dots, x_n)$ es la serie hipergeométrica confluente de n variables.

Dado el valor entero positivo de m, la PDF y la CDF de la SNR γ recibida para el modelo MWGD están dadas respectivamente por [25]:

$$\begin{aligned} f_\gamma(x) &= \frac{m}{\Omega\gamma_0}\sum_{k=0}^{m-1}\binom{m-1}{k}(-1)^k \Psi_2\left(k+1; [1]_{N+1}; \frac{V_1^2 m}{\Omega}, \dots, \frac{V_N^2 m}{\Omega}, \frac{xm}{\Omega\gamma_0}\right), \\ F_\gamma(x) &= \frac{m}{\Omega\gamma_0}\cdot t\cdot\sum_{k=0}^{m-1}\binom{m-1}{k}(-1)^k \Psi_2\left(k+1; [1]_N, 2; \frac{V_1^2 m}{\Omega}, \dots, \frac{V_N^2 m}{\Omega}, \frac{xm}{\Omega\gamma_0}\right). \end{aligned} \tag{1.33}$$

Considerando el modelo de desvanecimiento FMR como se indica en (1.29) [25]. Las correspondientes PDF y CDF de la envolvente de la señal recibida R vienen dadas respectivamente por:

$$f_R(r) = r\int_0^\infty {}_1F_1\left(m;1;-\frac{\Omega}{4m}v^2\right)\Psi_2\left(m_s;[1]_N;\underline{\beta}(v)\right)\cdot vJ_0(rv)dv,$$
$$F_R(t) = t\int_0^\infty {}_1F_1\left(m;1;-\frac{\Omega}{4m}v^2\right)\Psi_2\left(m_s;[1]_N;\underline{\beta}(v)\right)\cdot J_1(vt)dv. \quad (1.34)$$

ii. Función Generadora de Momentos (MFG)

La MFG de la SNR se define de la siguiente manera [25]:

$$M_\gamma(s) = \frac{1}{(1+s\overline{\gamma})}\cdot\sum_{n=0}^{\infty} C_n\left(\frac{s\overline{\gamma}}{1+s\overline{\gamma}}\right)^n. \quad (1.35)$$

1.3.6.4. Distribución de desvanecimiento con sombra $\alpha-k-\mu$ ($\alpha-KMS$)

La distribución $\alpha-KMS$ es una generalización natural de las distribuciones versátiles $\alpha-k-\mu$ y $\alpha-\eta-\mu$ [32]. Este modelo unifica un amplio conjunto de distribuciones de desvanecimiento, ya que incluye las distribuciones $\alpha-k-\mu$, $\alpha-\eta-\mu$, $\alpha-\mu$, Weibull, $k-\mu$ sombreado, sombreado de Rician, $k-\mu$ y $\eta-\mu$ como casos especiales, junto con modelos clásicos como Rice, Nakagami-m, Hoyt, Rayleigh y Gaussiano unilateral.

Las distribuciones $\alpha-\eta-\mu$ y $\alpha-k-\mu$ surgieron como generalización de las distribuciones $k-\mu$ y $\eta-\mu$ igualmente populares y versátiles [32]. Pero, a pesar de su versatilidad para ampliar la gama de condiciones de propagación que pueden modelar, su aplicabilidad para fines de análisis de rendimiento se ve obstaculizada por la forma complicada de sus principales funciones de probabilidad.

La consideración de los efectos de la propagación del canal, como la no linealidad del medio de propagación y la fluctuación de los componentes especulares dominantes, se han abordado por separado [32]. Para llenar este vacío se formula el modelo de desvanecimiento sombreado $\alpha-k-\mu$ como una generalización natural del modelo de desvanecimiento sombreado $k-\mu$, y hereda sus principales características clave:

1. Incluye como casos especiales los modelos de desvanecimiento $\alpha-k-\mu$ y $\alpha-\eta-\mu$
2. Incluye como casos especiales prácticamente todos los modelos clásicos (Nakagami, Hoyt, Rice, $k-\mu$, $\eta-\mu$, Weibull, $\alpha-\mu$, Rician sombreado)
3. Para valores enteros de μ y m, el modelo $\alpha-KMS$ puede expresarse como una mezcla finita de distribuciones $\alpha-\mu$, lo que implica que el análisis de rendimiento sobre $\alpha-KMS$ sean tan manejables como el caso de $\alpha-\mu$.

a) Modelo físico

Los modelos físicos de las distribuciones de desvanecimiento $\alpha-\mu$, $\alpha-k-\mu$ y $\alpha-\eta-\mu$ se formulan aplicando una transformación de potencia sobre la envolvente de la señal recibida, de manera similar a como la distribución de Weibull se deriva del modelo de Rayleigh [32]. Usando dicho enfoque, la envolvente de la señal recibida R en un entorno de desvanecimiento $\alpha-KMS$ viene dada por

$$R^{\alpha}=\sum_{i=1}^{\mu}(X_i+\xi p_i)^2+\sum_{i=1}^{\mu}(Y_i+\xi q_i)^2, \tag{1.36}$$

donde $\alpha>0$ es un número real que caracteriza la no linealidad del medio de propagación. El modelo $\alpha-KMS$ está completamente definido por el conjunto de parámetros $\alpha-\mu-m$ y $k=\sum_i^{\mu}(p_i^2+q_i^2)/(2\sigma^2)$.

b) Caracterización estadística

Sea γ un RV que caracteriza la SNR instantánea bajo un desvanecimiento $\alpha-\mu$, con media $\overline{\gamma}=\mathbb{E}[\gamma]$ y parámetros de forma real α y μ [32]. Entonces, la PDF de γ viene dada por

$$f_{\alpha\mu}(\overline{\gamma};\alpha,\mu;\gamma)=\frac{\alpha}{2\Gamma(\mu)}D^{\mu\alpha/2}\gamma^{\mu\alpha/2-1}e^{-\gamma^{\alpha}D\alpha/2}, \tag{1.37}$$

siendo $D=\frac{\Gamma\left(\mu+\frac{2}{\alpha}\right)}{\overline{\gamma}\Gamma(\mu)}$, y $\Gamma(\cdot)$ la función gamma.

i. Función de Densidad de Probabilidad (PDF)

Sea γ un RV real que caracteriza la SNR instantánea bajo un desvanecimiento $\alpha-KMS$, con $\overline{\gamma}=\mathbb{E}[\gamma]$ y parámetros de forma real no negativos $\alpha-k-\mu$ y m, es decir, $\gamma\sim A_{kms}(\overline{\gamma};\alpha,k,\mu,m)$ [32]. Entonces, su PDF viene dado por

$$f_{\gamma}(\gamma)=\frac{m^m\alpha}{2c^{\mu}\Gamma(\mu)(\mu k+m)^m\overline{\gamma}}\left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma}}\right)^{\frac{\alpha\mu}{2}-1}\exp\left(-\frac{1}{c}\left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma}}\right)^{\frac{\alpha}{2}}\right)\times\ {}_1F_1\left(m,\mu;\frac{\mu k}{c(\mu k+m)}\left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma}}\right)^{\frac{\alpha}{2}}\right), \tag{1.38}$$

donde ${}_1F_1(\cdot)$ es la función hipergeométrica confluente y

$$c=\left(\frac{(\mu k+m)^m\Gamma(\mu)}{m^m\Gamma\left(\mu+\frac{2}{\alpha}\right)\ {}_2F_1\left(m,\mu+\frac{2}{\alpha};\mu;\frac{\mu k}{\mu k+m}\right)}\right)^{\alpha/2}, \tag{1.37}$$

donde ${}_2F_1(\cdot)$ denota la función hipergeométrica de Gauss.

ii. Función de Distribución Acumulativa (CDF)

Sea γ un RV real que caracteriza la SNR instantánea bajo un desvanecimiento $\alpha - KMS$, con $\overline{\gamma} = \mathbb{E}[\gamma]$ y parámetros de forma real no negativos $\alpha - k - \mu$ y m, es decir, $\gamma \sim A_{kms}(\overline{\gamma}; \alpha, k, \mu, m)$ [32]. Entonces, su CDF viene dado por

$$F_\gamma(\gamma) = \frac{m^m \alpha}{\mu c^\mu \Gamma(\mu)(\mu k + m)^m} \left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma}}\right)^{\alpha\mu/2} \times \Phi_2\left(\mu - m, m, \mu + 1; -\frac{1}{c}\left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma}}\right)^{\frac{\alpha}{2}}, -\left(\frac{\gamma}{\overline{\gamma}}\right)^{\frac{\alpha}{2}} \frac{m}{c(\mu k + m)}\right), \quad (1.38)$$

donde Φ_2 es la función hipergeométrica bivariada confluente.

iii. Función Generadora de Momentos (MGF)

Sea γ un RV real que caracteriza la SNR instantánea bajo un desvanecimiento $\alpha - KMS$, con $\overline{\gamma} = \mathbb{E}[\gamma]$ y parámetros de forma real no negativos $\alpha - k - \mu$ y m, es decir, $\gamma \sim A_{kms}(\overline{\gamma}; \alpha, k, \mu, m)$ [32]. Entonces, el n-ésimo momento de la SNR viene dado por

$$\mathbb{E}[\gamma^n] = \overline{\gamma}^n \frac{m^m \Gamma\left(\mu + n\frac{2}{\alpha}\right) c^{\frac{2n}{\alpha}}}{\Gamma(\mu)(\mu k + m)^m} \, {}_2F_1\left(m, \mu + n\frac{2}{\alpha}; \mu; \frac{\mu k}{\mu k + m}\right). \quad (1.39)$$

Las conexiones entre la distribución $\alpha - KMS$ y otros modelos de desvanecimiento populares se resumen en la Tabla 1.7 [32].

Tabla 1.7: Conexiones entre el modelo de desvanecimiento $\alpha - KMS$ y otros modelos en la literatura [32].

CANAL	PARÁMETROS DESVANECIMIENTO $\alpha - KMS$
One-sided Normal	$\underline{\alpha} = 2, \underline{k} = 0, \underline{\mu} = 1/2, \forall \underline{m}$
Rayleigh	$\underline{\alpha} = 2, \underline{k} = 0, \underline{\mu} = 1, \forall \underline{m}$
Nakagami-m	$\underline{\alpha} = 2, \underline{k} = 0, \underline{\mu} = m, \forall \underline{m}$
Hoyt	$\underline{\alpha} = 2, \underline{k} = (1 - q^2)/(2q^2)$, $\underline{\mu} = 1, \underline{m} = 1/2$
$\eta - \mu$	$\underline{\alpha} = 2, \underline{k} = (1 - \eta)/(2\eta), \underline{\mu} = 2\mu, \underline{m} = \mu$

Rice	$\underline{\alpha} = 2, \underline{k} = K, \underline{\mu} = 1, \underline{m} \to \infty$
$k - \mu$	$\underline{\alpha} = 2, \underline{k} = k, \underline{\mu} = \mu, \underline{m} \to \infty$
Rician sombreado	$\underline{\alpha} = 2, \underline{k} = K, \underline{\mu} = 1, \underline{m} = m$
$k - \mu$ sombreado	$\underline{\alpha} = 2, \underline{k} = k, \underline{\mu} = \mu, \underline{m} = m$
Weibull	$\underline{\alpha} = \alpha, \underline{k} = 0, \underline{\mu} = 1, \forall \underline{m}$
$\alpha - \mu$	$\underline{\alpha} = \alpha, \underline{k} = 0, \underline{\mu} = \mu, \forall \underline{m}$
$\alpha - k - \mu$	$\underline{\alpha} = \alpha, \underline{k} = k, \underline{\mu} = \mu, \underline{m} \to \infty$
$\alpha - \eta - \mu$	$\underline{\alpha} = \alpha, \underline{k} = (1 - \eta)/(2\eta), \underline{\mu} = 2\mu, \underline{m} = \mu$

c) Análisis de desempeño

Para el análisis del desempeño del modelo los autores hacen uso de la probabilidad de interrupción (OP, *Outage Probability*) [32]. El OP se define como la probabilidad de que la SNR instantánea caiga por debajo de un valor umbral predefinido γ_{th}, es decir, $P_{out} \triangleq \{\gamma < \gamma_{th}\}$. Por lo tanto, el OP bajo el desvanecimiento $\alpha - KMS$ se puede obtener directamente evaluando la CDF de la SNR en (1.38) como $P_{out} = F_{\gamma}(\gamma_{th})$.

En el régimen de alta SNR, es decir, $\overline{\gamma} \to \infty$, la función $\Phi_2(\cdot)$ en (1.38) tiende a uno, por lo que el OP asintótico se puede aproximar como [32]:

$$P_{out}|_{\overline{\gamma}\Uparrow} \approx \frac{m^m}{\mu c^{\mu} \Gamma(\mu)(\mu k + m)^m} \left(\frac{\gamma_{th}}{\overline{\gamma}}\right)^{\frac{\alpha\mu}{2}}. \tag{1.40}$$

Las expresiones exactas y aproximadas para el OP se calculan evaluando (1.38) y (1.40), respectivamente [32]. En la Figura 1.13 se observa que el OP mejora a medida que aumenta α, y que los valores de OP asintóticos son ajustados para $\overline{\gamma}/\gamma_{th}$ suficientemente grandes.

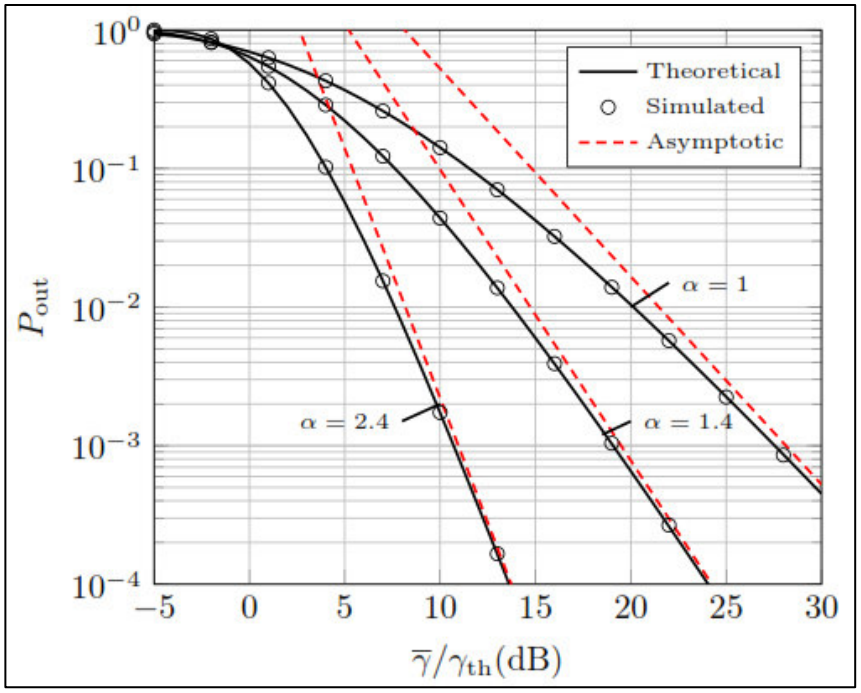


Figura 1.13: Probabilidad de interrupción vs $\overline{\gamma}$ normalizada para el desvanecimiento $\alpha - KMS$ con $k = 3.1$, $\mu = 3$, $m = 2$ y diferentes valores de α [32].

1.3.7. MODELO DE CANAL 5G SEGÚN EL 3GPP TR 38.901

El 3GPP aprobó, en noviembre de 2015, el "Estudio sobre el modelo de canal para el espectro de frecuencias por encima de 6 GHz" (*Study on channel model for frequency spectrum above 6 GHz*) [33]. El estudio incluye información ya existente sobre frecuencias altas, entre esta información está la asignación de espectro, escenarios de interés, mediciones, etc. además de incluir un modelo de canal para frecuencias menores o iguales a 100 GHz. En marzo de 2017, los modelos de canal son documentados en el informe técnico TR 38.901. Este nuevo modelo de canal se alinea en gran medida a los modelos de canal anteriores usados para frecuencias menores a 6 GHz. Este modelo admite comparaciones entre las bandas de frecuencia que van de 0.5 GHz a 100 GHz. Los modelos propuestos en el TR 38.901 pueden ser aplicados en todo el rango de 0.5 GHz a 100 GHz, a excepción de aquellos que explícitamente mencionen lo contrario.

El modelo de canal es aplicable para simulaciones de sistema y simulaciones a nivel de enlace en las siguientes condiciones [33]:

- Para simulaciones de nivel de sistema, soporta escenarios de microcélulas urbanas, macrocélula urbana, oficina interior, macrocélula rural y fábrica interior.

- El ancho de banda es compatible hasta el 10% de la frecuencia central, pero no más grande que 2 GHz.
- Se admite la movilidad de un extremo del enlace o de ambos extremos del enlace.
- Para el modelo estocástico, la coherencia espacial está respaldada por la correlación de LSP (*Large Scale Parameters*) y SSP (*Small Scale Parameters*), así como el estado LOS/NLOS.
- El soporte para arreglos grandes se basa en la suposición de campo lejano y un canal estacionario sobre el tamaño del arreglo.

1.3.7.1. Objetivos del modelado 3GPP TR 38.901

Los requisitos para el modelado de canales son los siguientes [33]:

- Se debe considerar la complejidad en términos de descripción, coeficientes de canal de generación, complejidad de desarrollo y tiempo de simulación.
- Soporte de rango de frecuencias de hasta 100 GHz.
- Tener cuidado con los aspectos de propagación de *mmWave*, como el bloqueo y la atenuación de la atmósfera.
- El modelo debe ser coherente en espacio, tiempo y frecuencia.
- Admite anchos de banda de canales grandes (hasta un 10% de la frecuencia de la portadora).
- Acomodar la movilidad UT (*User Terminal*).
- Velocidad móvil hasta 500 km/h.
- Desarrollar una metodología considerando que las extensiones del modelo a D2D y V2V puedan desarrollarse en el futuro.
- Admite grandes conjuntos de antenas.

1.3.7.2. Escenario de Macrocelda Rural (RMa)

En este escenario la altura del transmisor debe ser igual o mayor a 35m [33]. Es importante para predecir el comportamiento de la intensidad de la señal que llega al UT en áreas rurales. Este escenario se enfoca en una amplia y continua cobertura**.** Una de las características claves de este escenario es que posee una extensa cobertura libre de obstáculos permitiendo vehículos de alta velocidad. Por otra parte, el escenario tendrá limitaciones de ruido o interferencia. En la Tabla 1.8 se detallan características del escenario RMa.

Tabla 1.8: Parámetros de evaluación para RMa [33].

Parámetro	RMa
Frecuencia portadora	Máximo 7 GHz
Altura de BS (*Base Station*) h_{BS}	35m
Diseño	Grilla hexagonal, 19 Macro sitios, 3 sectores por sitio, ISD (*Inter Site Distance*) = 1732m o 5000m
Altura del UT h_{UT}	1.5m
Distribución de UT	Uniforme
Indoor/Outdoor	50% *Indoor* y 50% en automóvil
LOS/NLOS	LOS y NLOS
Distancia mínima BS-UT (2 dimensiones)	35m

i. Path loss para RMa LOS

El modelo consta de dos secciones, ecuaciones (1.41) y (1.42), separadas por una distancia de punto de corte (d_{BP}) en el que la atenuación de la pendiente aumenta más allá de la d_{BP} [33].

$$PL_{RMa-LOs1}(dB) = 20\log_{10}\left(40\pi \cdot d_{3D} \cdot \frac{f_c}{3}\right) + \min(0.03h^{1.72}, 10) \cdot \log_{10}(d_{3D}) - \min(0.044\, h^{1.72}, 14.77) + 0.002\log_{10}(h)\, d_{3D};\ \sigma_{SF} = 4\ dB. \quad (1.41)$$

$$PL_{RMa-LOs2}(dB) = PL_{RMa-LOS1}(d_{BP}) + 40\log_{10}\left(\frac{d_{3D}}{d_{BP}}\right);\ \sigma_{SF} = 6\ dB. \quad (1.42)$$

$$PL_{RMa-LOS}(dB) = \begin{cases} PL_{RMa-LOS1}, & 10m \le d_{2D} < d_{BP} \\ PL_{RMa-LOS2}, & d_{BP} \le d_{2D} \le 10\ km \end{cases}. \quad (1.43)$$

Donde f_c: frecuencia central en GHz; d_{3D}: distancia de separación tridimensional entra la BS y el UT en metros; h: altura promedio del edificio en metros; σ_{SF} es la desviación estándar del desvanecimiento con sombra y d_{BP}: distancia de punto de corte bidimensional a lo largo de la tierra plana.

La distancia d_{BP} se define en la siguiente expresión [33], donde c es la velocidad de propagación en el espacio libre $\left(3 \times 10^8 \frac{m}{s}\right)$:

$$d_{BP} = 2\pi \cdot h_{BS}.h_{UT}.\frac{f_c}{c}. \tag{1.44}$$

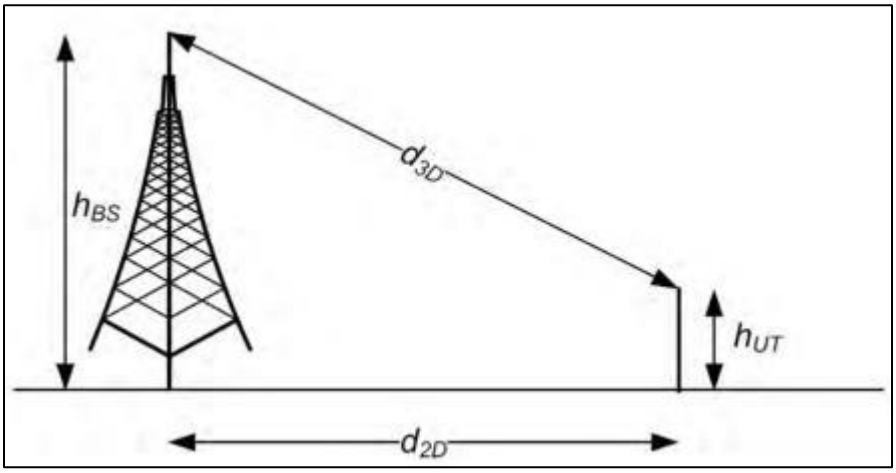


Figura 1.14: Definición de d_{2D} y d_{3D} para UTs *outdoor* [33].

ii. Path loss para RMa NLOS

El modelo de PL se muestra en la ecuación (1.45), que a su vez depende de la ecuación (1.46) [33].

$$PL_{RMa-NLOS}(dB) = \max(PL_{RMa-LOS}, PL'_{RMa-NLOS}), \tag{1.45}$$

$$\begin{aligned} PL'_{RMa-NLOS} = {} & 161.04 \\ & - 7.1\log_{10}(W) + 7.5\log_{10}(h) \\ & - \left(24.37 - 3.7\left(\frac{h}{h_{BS}}\right)^2\right)\log_{10}(h_{BS}) + (43.42 - 3.1\log_{10}(h_{BS}))(\log_{10}(d_{3D}) - 3) \\ & + 20\log_{10}(f_c) - (3.2(\log_{10}(11.75h_{UT}))^2 - 4.97);\ \sigma_{SF} = 8\ dB \end{aligned} \tag{1.46}$$

Donde:

W: ancho promedio de las calles en metros.

Tabla 1.9: Rango de aplicabilidad y valores predeterminados para LOS y NLOS del escenario RMa [6].

Rangos de aplicación y valores por defecto para RMa con LOS
$10\ m \leq\ d_{2D} \leq d_{BP}\ (PL_{RMa-LOs1})$;
$d_{BP} \leq d_{2P} \leq 10000\ m\ (PL_{RMa-LOS2})$;
$h_{BS} = 35\ m$; $h_{UT} = 1.5\ m$; $W = 20\ m$; $h = 5\ m$
Rangos de aplicación: $5\ m \leq h \leq 50\ m$; $5\ m \leq W \leq 50\ m$;
$10\ m \leq h_{BS} \leq 150\ m$; $1\ m \leq h_{UT} \leq 10\ m$;
$0.5\ GHz \leq f_c \leq f_H$; $f_H = 30\ GHz$
Rangos de aplicación y valores por defecto para RMa con LOS
$10\ m \leq\ d_{2D} \leq 5000\ m$;
$h_{BS} = 35\ m$; $\leq h_{UT} = 1.5\ m$; $W = 20\ m$; $h = 5\ m$
Rangos de aplicación: $5\ m \leq h \leq 50\ m$; $5\ m \leq W \leq 50\ m$;
$10\ m \leq h_{BS} \leq 150\ m$; $1\ m \leq h_{UT} \leq 10\ m$;
$0.5\ GHz \leq f_c \leq f_H$; $f_H = 30\ GHz$

1.3.7.3. Escenario de Macrocelda Urbana (UMa)

En este escenario la radio base (BS) está situada en la azotea de un edificio y tendrá visibilidad plena de los usuarios [33]. La mayor parte de la señal llega a los usuarios por medio de difracción y la ruta principal de la señal para propagarse es por encima de los edificios. Es un escenario similar al escenario UMi, por ello se aplican enfoques similares para su aplicación. Los detalles para el escenario de Macrocelda urbana se detallan en la Tabla 1.10.

Tabla 1.10: Parámetros de evaluación para UMa [33].

Parámetros		**UMa**
Diseño de celda		Grilla hexagonal, 19 micro sitios, 3 sectores por sitio (ISD=500 m)
Altura de antena BS h_{BS}		25 m
Ubicación del UT	*Outdoor/Indoor*	*Outdoor* e *Indoor*
	LOS/NLOS	LOS y NLOS
	Altura h_{UT}	Igual que 3D-UMi según TR 36.873
Radio *indoor* UT		80%

Movilidad UT (solo plano horizontal)	3 km/h
Distancia mínima BS – UT (2D)	35 m
Distribución de UT (horizontal)	Uniforme

i. Path loss para UMa LOS

De forma similar al modelo de *path loss* para RMa, este escenario cuenta con dos partes diferenciadas por la distancia de punto de corte denominada d'_{BP} [33].

$$PL_{UMa-LOS1}(dB) = 28.0 + 22\log_{10}(d_{3D}) + 20\log_{10}(f_c). \quad (1.47)$$

$$PL_{UMa-LOS2}(dB) = 28.0 + 40\log_{10}(d_{3D}) + 20\log_{10}(f_c) - 9\log_{10}((d'_{BP})^2 + (h_{BS} - h_{UT})^2). \quad (1.48)$$

$$PL_{UMa-LOS} = \begin{cases} PL_{UMa-LOS1}, & 10\ m \le d_{2D} \le d'_{BP} \\ PL_{UMa-LOS2}, & d'_{BP} \le d_{2D} \le 5\ km \end{cases};\ \sigma_{SF} = 4\ dB \quad (1.49)$$

La distancia de punto de corte es función de la altura del UT, la altura de la BS y la frecuencia central [33], está dada por:

$$d'_{BP} = 4 \cdot h'_{BS} \cdot h'_{UT} \cdot \frac{f_c}{c}. \quad (1.50)$$

$$h'_{BS} = h_{BS} - h_E, \quad (1.51)$$

$$h'_{UT} = h_{UT} - h_E, \quad (1.52)$$

donde h_E depende del enlace BS – UT. Este valor, en enlaces LOS, se considera igual a uno.

ii. Path loss para UMa NLOS

El modelo de PL se muestra en la ecuación (1.53), que a su vez depende de la ecuación (1.54) [33].

$$PL_{UMa-NLOS} = \max(PL_{UMa-LOS}, PL'_{UMa-NLOS});\ \sigma_{SF} = 6\ dB. \quad (1.53)$$

$$PL'_{UMa-NLOS} = 13.54 + 39.08\log_{10}(d_{3D}) + 20\log_{10}(f_c) - 0.6(h_{UT} - 1.5). \quad (1.54)$$

Tabla 1.10: Rango de aplicabilidad y valores predeterminados para LOS y NLOS del escenario UMa [6].

Rangos de aplicación y valores por defecto para UMa con LOS
$10\ m \leq\ d_{2D} \leq d'_{BP}\ (PL_{UMa-LOS1})$; $d'_{BP} \leq d_{2P} \leq 5000\ m\ (PL_{UMa-LOS2})$; $h_{BS} = 25\ m$; $1.5\ m \leq h_{UT} \leq 22.5\ m$
Rangos de aplicación y valores por defecto para UMa con LOS
$10\ m \leq\ d_{2D} \leq 5000\ m$; $h_{BS} = 25\ m$; $1.5\ m \leq h_{UT} \leq 22.5\ m$;

1.3.7.4. Escenario de Microcelda Urbana (UMi-*street canyon*)

Se desarrolla en áreas en las que la calle está rodeada de edificios a ambos lados [33]. Este escenario se presenta cuando cuadras o manzanas densas con edificaciones muy altas son separadas por calles. Este entorno afecta la recepción de las ondas que viajan por el canal inalámbrico. Los detalles para el escenario UMi-*street canyon* se muestran en la Tabla 1.11.

Tabla 1.11: Parámetros de evaluación para UMi-street canyon [33].

Parámetros		UMa
Diseño de celda		Grilla hexagonal, 19 micro sitios, 3 sectores por sitio (ISD=200 m)
Altura de antena BS h_{BS}		10 m
Ubicación del UT	*Outdoor/Indoor*	*Outdoor* e *Indoor*
	LOS/NLOS	LOS y NLOS
	Altura h_{UT}	Igual que 3D-UMi según TR 36.873
Radio *indoor* UT		80%
Movilidad UT (solo plano horizontal)		3 km/h
Distancia mínima BS – UT (2D)		10 m
Distribución de UT (horizontal)		Uniforme

i. Path loss para UMi LOS

Similar a los otros dos escenarios vistos, el escenario UMi LOS consta de dos secciones dependientes del punto de corte y la distancia d_{2D} [33].

$$PL_{UMi-LOS1}(dB) = 32.4 + 21\log_{10}(d_{3D}) + 20\log_{10}(f_c), \quad (1.55)$$

$$PL_{UMi-LOS2}(dB) = 32.4 + 40\log_{10}(d_{3D}) + 20\log_{10}(f_c) - 9.5\log_{10}((d'_{BP})^2 + (h_{BS} - h_{UT})^2). \quad (1.56)$$

$$PL_{UMi-LOS} = \begin{cases} PL_{UMi-LOS1}, & 10\ m \le d_{2D} \le d'_{BP} \\ PL_{UMi-LOS2}, & d'_{BP} \le d_{2D} \le 5\ km \end{cases};\ \sigma_{SF} = 4\ dB \quad (1.57)$$

En el caso de frecuencias *mmWave*, se discute el uso de un punto de corte debido a que no existen suficientes mediciones para corroborarlo [6]. Sin embargo, diversas simulaciones de *ray tracing* muestran que el efecto se produce.

ii. Path loss para UMi NLOS

El modelo de PL se muestra en la ecuación (1.58), que a su vez depende de la ecuación (1.59) [33].

$$PL_{UMi-NLOS} = \max(PL_{UMi-LOS}, PL'_{UMi-NLOS});\ \sigma_{SF} = 7.82\ dB. \quad (1.58)$$

$$PL'_{UMi-NLOS} = 22.4 + 35.3\log_{10}(d_{3D}) + 21.3\log_{10}(f_c) - 0.3(h_{UT} - 1.5). \quad (1.59)$$

En este escenario se usa un ajuste matemático que corrige las deficiencias del modelo para definir el modelo LOS como límite inferior del modelo NLOS [33].

Tabla 1.12: Rango de aplicabilidad y valores predeterminados para LOS y NLOS del escenario UMi [6].

Rangos de aplicación y valores por defecto para UMi con LOS
$10\ m \le\ d_{2D} \le d'_{BP}\ (PL_{UMi-LOs1})$; $d'_{BP} \le d_{2P} \le 5000\ m\ (PL_{UMi-LOS2})$; $h_{BS} = 10\ m$; $1.5\ m \le h_{UT} \le 22.5\ m$;
Rangos de aplicación y valores por defecto para UMi con LOS
$10\ m \le\ d_{2D} \le 5000\ m$; $h_{BS} = 10\ m$; $1.5\ m \le h_{UT} \le 22.5\ m$;

1.3.7.5. Escenario de *Indoor-office* (InH)

Este escenario abarca oficinas abiertas y cerradas, corredores dentro de las oficinas, escaleras, entre otros [33]. En un ambiente típico de oficina las paredes que dividen las áreas se componen de distintos materiales como yeso, hormigón, vidrio, metal, etc. Estos materiales producirán distintos fenómenos en durante la propagación de las ondas causando una degradación de la señal. En este entorno los puntos de acceso (AP) generalmente se ubican a una altura de 3 m en techos o paredes. La densidad de estos AP varía dependiendo de la banda de frecuencia y la potencia de transmisión. Los detalles para este escenario se muestran en la Tabla 1.13.

Tabla 1.13: Parámetros de evaluación para *indoor-office* [33].

Parámetros		***Indoor-office***
Diseño	Tamaño de habitación (W x L x H)	120 m x 50 m x 3 m
	ISD	20 m
Altura de antena BS h_{BS}		3 m en el techo
Ubicación del UT	LOS/NLOS	LOS y NLOS
	Altura h_{UT}	1 m
Radio *indoor* UT		80%
Movilidad UT (solo plano horizontal)		3 km/h
Distancia mínima BS – UT (2D)		0 m
Distribución de UT (horizontal)		Uniforme

i. Path loss para InH LOS

El modelo para el escenario InH-LOS propuesto por el 3GPP TR 38.901 se expresa en la ecuación (1.60) y es válido hasta los 100 m [33].

$$PL_{InH-LOS} = 32.4 + 17.3\log_{10}(d_{3D}) + 20\log_{10}(f_c)\,;\ \sigma_{SF} = 3\ dB \tag{1.60}$$

ii. Path loss para InH NLOS

La ecuación que define el PL NLOS para el escenario InH se presenta en (1.61) y depende de la ecuación (1.62) [33].

$$PL_{InH-NLOS} = \max(PL_{InH-LOS}, PL'_{InH-NLOS});\ \sigma_{SF} = 8.03\ dB. \tag{1.61}$$

$$PL'_{InH-NLOS} = 17.30 + 38.3\log_{10}(d_{3D}) + 24.9\log_{10}(f_c). \tag{1.62}$$

Tabla 1.14: Rango de aplicabilidad y valores predeterminados para LOS y NLOS del escenario InH [6].

Rangos de aplicación y valores por defecto para InH con LOS
$1\,m \leq\ d_{3D} \leq 100\,m$; $h_{BS} = 3\,m$; $h_{UT} = 1\,m$; $ISD = 20\,m$
Rangos de aplicación y valores por defecto para InH con LOS
$1\,m \leq\ d_{3D} \leq 86\,m$; $h_{BS} = 3\,m$; $h_{UT} = 1\,m$; $ISD = 20\,m$

1.3.8. MODELOS DE CANAL PARA EVALUACIONES A NIVEL DE ENLACE SEGÚN EL 3GPP TR 38.901

El 3GPP en su informe técnico incluye dos modelos útiles para modelar a nivel de enlace dentro de las frecuencias comprendidas entre 0,5 y 100 GHz [34]. El propósito de estos modelos es ayudar a modelar a nivel de enlace para con ello lograr evaluar el rendimiento de la capa física. Los modelos propuestos son abordados a continuación individualmente.

1.3.8.1. Modelos de línea de retardo en pulsación (TDL, *Tapped Delay Line*)

Los modelos TDL son usados principalmente para evaluaciones sencillas, por ejemplo, simulaciones no MIMO [1]. Se encuentran definidas para todo el rango de frecuencias entre 0,5 GHz y 100 GHz y un ancho de banda máximo de 2 GHz.

Este modelo de canal presenta cinco perfiles o modelos diferentes que dependen del escenario o entorno en el cual se lo desea aplicar [34]. Para escenarios en los que no se tiene línea de vista (NLOS), los modelos existentes son: TDL-A, TDL-B y TDL-C. Por su parte, para escenarios con línea de vista (LOS), los modelos asociados son: TDL-D y TDL-E. Los parámetros para cada uno de estos modelos se detallan en las tablas siguientes.

La respuesta impulso del canal modelado con TDL se la define como [34]:

$$H(t,\tau) = \sum_{i=0}^{n} a_i(t)\delta(\tau - \tau_i), \tag{1.63}$$

dónde, $a_i(t)$ se refiere a la amplitud del retraso τ_i para el i-ésimo toque. Cada uno de los perfiles que se tiene para NLOS son definidos por 23 toques, exceptuando el TDL-C que consta de 24. Los perfiles de LOS, TDL-D y TDL-E, se componen de 13 y 14 toques, respectivamente.

Cada uno de los modelos TDL puede ser escalado en retardo, siguiendo el procedimiento descrito en la sección 7.7.3 de [1]. Con esto se logra una dispersión de retardo RMS (*Root Mean* Square) deseada.

Tabla 1.15 Parámetros modelo TDL-A [1].

TAP #	NORMALIZED DELAY	POWER IN [DB]	FADING DISTRIBUTION
1	0.0000	-13.4	Rayleigh
2	0.3819	0	Rayleigh
3	0.4025	-2.2	Rayleigh
4	0.5868	-4	Rayleigh
5	0.4610	-6	Rayleigh
6	0.5375	-8.2	Rayleigh
7	0.6708	-9.9	Rayleigh
8	0.5750	-10.5	Rayleigh
9	0.7618	-7.5	Rayleigh
10	1.5375	-15.9	Rayleigh
11	1.8978	-6.6	Rayleigh
12	2.2242	-16.7	Rayleigh
13	2.1718	-12.4	Rayleigh
14	2.4942	-15.2	Rayleigh
15	2.5119	-10.8	Rayleigh
16	3.0582	-11.3	Rayleigh
17	4.0810	-12.7	Rayleigh
18	4.4579	-16.2	Rayleigh
19	4.5695	-18.3	Rayleigh
20	4.7966	-18.9	Rayleigh
21	5.0066	-16.6	Rayleigh
22	5.3043	-19.9	Rayleigh
23	9.6586	-29.7	Rayleigh

Tabla 1.16 Parámetros modelo TDL-B [1].

TAP #	NORMALIZED DELAY	POWER IN [DB]	FADING DISTRIBUTION
1	0.0000	0	Rayleigh
2	0.1072	-2.2	Rayleigh
3	0.2155	-4	Rayleigh
4	0.2095	-3.2	Rayleigh
5	0.2870	-9.8	Rayleigh
6	0.2986	-1.2	Rayleigh
7	0.3752	-3.4	Rayleigh
8	0.5055	-5.2	Rayleigh

9	0.3681	-7.6	Rayleigh
10	0.3697	-3	Rayleigh
11	0.5700	-8.9	Rayleigh
12	0.5283	-9	Rayleigh
13	1.1021	-4.8	Rayleigh
14	1.2756	-5.7	Rayleigh
15	1.5474	-7.5	Rayleigh
16	1.7842	-1.9	Rayleigh
17	2.0169	-7.6	Rayleigh
18	2.8294	-12.2	Rayleigh
19	3.0219	-9.8	Rayleigh
20	3.6187	-11.4	Rayleigh
21	4.1067	-14.9	Rayleigh
22	4.2790	-9.2	Rayleigh
23	4.7834	-11.3	Rayleigh

Tabla 1.17 Parámetros modelo TDL-C [1].

TAP #	NORMALIZED DELAY	POWER IN [DB]	FADING DISTRIBUTION
1	0	-4.4	Rayleigh
2	0.2099	-1.2	Rayleigh
3	0.2219	-3.5	Rayleigh
4	0.2329	-5.2	Rayleigh
5	0.2176	-2.5	Rayleigh
6	0.6366	0	Rayleigh
7	0.6448	-2.2	Rayleigh
8	0.6560	-3.9	Rayleigh
9	0.6584	-7.4	Rayleigh
10	0.7935	-7.1	Rayleigh
11	0.8213	-10.7	Rayleigh
12	0.9336	-11.1	Rayleigh
13	1.2285	-5.1	Rayleigh
14	1.3083	-6.8	Rayleigh
15	2.1704	-8.7	Rayleigh
16	2.7105	-13.2	Rayleigh
17	4.2589	-13.9	Rayleigh
18	4.6003	-13.9	Rayleigh
19	5.4902	-15.8	Rayleigh
20	5.6077	-17.1	Rayleigh
21	6.3065	-16	Rayleigh
22	6.6374	-15.7	Rayleigh
23	7.0427	-21.6	Rayleigh
24	8.6523	-22.8	Rayleigh

Tabla 1.18 Parámetros modelo TDL-D [1].

TAP #	NORMALIZED DELAY	POWER IN [DB]	FADING DISTRIBUTION
1	0	-0.2	LOS path
	0	-13.5	Rayleigh
2	0.035	-18.8	Rayleigh
3	0.612	-21	Rayleigh
4	1.363	-22.8	Rayleigh
5	1.405	-17.9	Rayleigh
6	1.804	-20.1	Rayleigh
7	2.596	-21.9	Rayleigh
8	1.775	-22.9	Rayleigh
9	4.042	-27.8	Rayleigh
10	7.937	-23.6	Rayleigh
11	9.424	-24.8	Rayleigh
12	9.708	-30.0	Rayleigh
13	12.525	-27.7	Rayleigh
Nota: La primera derivación sigue una distribución de Rice con un factor K de K_1=13.3 dB y una potencia media de 0 dB.			

Tabla 1.19 Parámetros modelo TDL-E [1].

TAP #	NORMALIZED DELAY	POWER IN [DB]	FADING DISTRIBUTION
1	0	-0.03	LOS path
	0	-22.03	Rayleigh
2	0.5133	-15.8	Rayleigh
3	0.5440	-18.1	Rayleigh
4	0.5630	-19.8	Rayleigh
5	0.5440	-22.9	Rayleigh
6	0.7112	-22.4	Rayleigh
7	1.9092	-18.6	Rayleigh
8	1.9293	-20.8	Rayleigh
9	1.9589	-22.6	Rayleigh
10	2.6426	-22.3	Rayleigh
11	3.7136	-25.6	Rayleigh
12	5.4524	-20.2	Rayleigh
13	12.0034	-29.8	Rayleigh
14	20.6519	-29.2	Rayleigh
Nota: La primera derivación sigue una distribución de Rice con un factor K de K_1=22 dB y una potencia media de 0 dB.			

1.3.8.2. Modelos de líneas de retardo agrupadas (CDL, *Clustered Delay Line*)

Los modelos CDL son definidos para todo el rango de frecuencias comprendido entre 0,5 GHz y 100 GHz teniendo el canal un ancho de banda máximo de 2 GHz [1]. Estos modelos pueden ser

implementados de dos formas: generando coeficientes o como una extensión de los modelos TDL gracias al uso de un filtro espacial lo que les permite ser útiles para canales 3D [34].

Existen desarrollados tres modelos CDL: CDL-A, CDL-B y CDL-C, que representan tres perfiles de canal diferentes en un escenario NLOS [1]. Mientras que para escenarios con línea de vista (LOS) se tienen dos modelos: CDL-D y CDL-E. Los parámetros de cada uno de los modelos se describen en las tablas que se detallan más adelante.

Cada clúster de los distintos modelos se encuentra ligado a un valor de Ángulo de Acimut de Salida (AOD, *Azimuth angle Of Departure*), Ángulo de Acimut de Llegada (AOA, *Azimuth angle Of Arrival*), Ángulo de Cenital de Salida (ZOD, *Zenith angle Of Departure*) y Ángulo Cenital de Llegada (ZOA, *Zenith angle Of Arrival*) [1]. Estos ángulos pueden ser escalados para que el modelo logre una dispersión de ángulo deseado siguiendo un procedimiento determinado por el 3GPP.

De igual forma, cada modelo puede ser escalado en retardo para conseguir que el modelo tenga una dispersión de retardo RMS deseado [1]. El procedimiento para dicho escalamiento es detallado en el reporte del 3GPP.

Tabla 1.20 Parámetros modelo CDL-A [1].

CLUSTER #	NORMALIZED DELAY	POWER IN [DB]	AOD [°]	AOA [°]	ZOD [°]	ZOA [°]
1	0.0000	-13.4	-178.1	51.3	50.2	125.4
2	0.3819	0	-4.2	-152.7	93.2	91.3
3	0.4025	-2.2	-4.2	-152.7	93.2	91.3
4	0.5868	-4	-4.2	-152.7	93.2	91.3
5	0.4610	-6	90.2	76.6	122	94
6	0.5375	-8.2	90.2	76.6	122	94
7	0.6708	-9.9	90.2	76.6	122	94
8	0.5750	-10.5	121.5	-1.8	150.2	47.1
9	0.7618	-7.5	-81.7	-41.9	55.2	56
10	1.5375	-15.9	158.4	94.2	26.4	30.1
11	1.8978	-6.6	-83	51.9	126.4	58.8
12	2.2242	-16.7	134.8	-115.9	171.6	26
13	2.1718	-12.4	-153	26.6	151.4	49.2
14	2.4942	-15.2	-172	76.6	157.2	143.1
15	2.5119	-10.8	-129.9	-7	47.2	117.4
16	3.0582	-11.3	-136	-23	40.4	122.7
17	4.0810	-12.7	165.4	-47.2	43.3	123.2
18	4.4579	-16.2	148.4	110.4	161.8	32.6
19	4.5695	-18.3	132.7	144.5	10.8	27.2
20	4.7966	-18.9	-118.6	155.3	16.7	15.2
21	5.0066	-16.6	-154.1	102	171.7	146

22	5.3043	-19.9	126.5	-151.8	22.7	150.7
23	9.6586	-29.7	-56.2	55.2	144.9	156.1
Per-Cluster Parameters						
Parameter	c_{ASD} in [°]	c_{ASA} in [°]	c_{ZSD} in [°]	c_{ZSA} in [°]	XPR in [dB]	
Value	5	11	3	3	10	

c_{ASD} = La dispersión de azimut del ángulo de salida en forma de clúster (RMS).

c_{ASA} = La dispersión del azimut del ángulo de llegada.

c_{ZSD} = La dispersión de zenit del ángulo de salida en forma de clúster (RMS).

c_{ZSA} = La dispersión del zenit del ángulo de llegada.

XPR = La relación de potencia de polarización cruzada.

Tabla 1.21 Parámetros modelo CDL-B [1].

CLUSTER #	NORMALIZED DELAY	POWER IN [DB]	AOD [°]	AOA [°]	ZOD [°]	ZOA [°]
1	0.0000	0	9.3	-173.3	105.8	78.9
2	0.1072	-2.2	9.3	-173.3	105.8	78.9
3	0.2155	-4	9.3	-173.3	105.8	78.9
4	0.2095	-3.2	-34.1	125.5	115.3	63.3
5	0.2870	-9.8	-65.4	-88.0	119.3	59.9
6	0.2986	-1.2	-11.4	155.1	103.2	67.5
7	0.3752	-3.4	-11.4	155.1	103.2	67.5
8	0.5055	-5.2	-11.4	155.1	103.2	67.5
9	0.3681	-7.6	-67.2	-89.8	118.2	82.6
10	0.3697	-3	52.5	132.1	102.0	66.3
11	0.5700	-8.9	-72	-83.6	100.4	61.6
12	0.5283	-9	74.3	95.3	98.3	58.0
13	1.1021	-4.8	-52.2	103.7	103.4	78.2
14	1.2756	-5.7	-50.5	-87.8	102.5	82.0
15	1.5474	-7.5	61.4	-92.5	101.4	62.4
16	1.7842	-1.9	30.6	-139.1	103.0	78.0
17	2.0169	-7.6	-72.5	-90.6	100.0	60.9
18	2.8294	-12.2	-90.6	58.6	115.2	82.9
19	3.0219	-9.8	-77.6	-79.0	100.5	60.8
20	3.6187	-11.4	-82.6	65.8	119.6	57.3
21	4.1067	-14.9	-103.6	52.7	118.7	59.9
22	4.2790	-9.2	75.6	88.7	117.8	60.1
23	4.7834	-11.3	-77.6	-60.4	115.7	62.3
Per-Cluster Parameters						
Parameter	c_{ASD} in [°]	c_{ASA} in [°]	c_{ZSD} in [°]	c_{ZSA} in [°]	XPR in [dB]	
Value	10	22	3	7	8	

Tabla 1.22 Parámetros modelo CDL-C [1].

CLUSTER #	NORMALIZED DELAY	POWER IN [DB]	AOD [°]	AOA [°]	ZOD [°]	ZOA [°]
1	0	-4.4	-46.6	-101	97.2	87.6
2	0.2099	-1.2	-22.8	120	98.6	72.1
3	0.2219	-3.5	-22.8	120	98.6	72.1
4	0.2329	-5.2	-22.8	120	98.6	72.1
5	0.2176	-2.5	-40.7	-127.5	100.6	70.1
6	0.6366	0	0.3	170.4	99.2	75.3
7	0.6448	-2.2	0.3	170.4	99.2	75.3
8	0.6560	-3.9	0.3	170.4	99.2	75.3
9	0.6584	-7.4	73.1	55.4	105.2	67.4
10	0.7935	-7.1	-64.5	66.5	95.3	63.8
11	0.8213	-10.7	80.2	-48.1	106.1	71.4
12	0.9336	-11.1	-97.1	46.9	93.5	60.5
13	1.2285	-5.1	-55.3	68.1	103.7	90.6
14	1.3083	-6.8	-64.3	-68.7	104.2	60.1
15	2.1704	-8.7	-78.5	81.5	93.0	61.0
16	2.7105	-13.2	102.7	30.7	104.2	100.7
17	4.2589	-13.9	99.2	-16.4	94.9	62.3
18	4.6003	-13.9	88.8	3.8	93.1	66.7
19	5.4902	-15.8	-101.9	-13.7	92.2	52.9
20	5.6077	-17.1	92.2	9.7	106.7	61.8
21	6.3065	-16	93.3	5.6	93.0	51.9
22	6.6374	-15.7	106.6	0.7	92.9	61.7
23	7.0427	-21.6	119.5	-21.9	105.2	58
24	8.6523	-22.8	-123.8	33.6	107.8	57
Per-Cluster Parameters						
Parameter	c_{ASD} in [°]	c_{ASA} in [°]	c_{ZSD} in [°]	c_{ZSA} in [°]	XPR in [dB]	
Value	2	15	3	7	7	

Tabla 1.18 Parámetros modelo CDL-D [1].

CLUSTER #	Cluster PAS	Normalized Delay	Power in [dB]	AOD [°]	AOA [°]	ZOD [°]	ZOA [°]
1	Specular(LOS path)	0	-0.2	0	-180	98.5	81.5
	Laplacian	0	-13.5	0	-180	98.5	81.5
2	Laplacian	0.035	-18.8	89.2	89.2	85.5	86.9
3	Laplacian	0.612	-21	89.2	89.2	85.5	86.9
4	Laplacian	1.363	-22.8	89.2	89.2	85.5	86.9
5	Laplacian	1.405	-17.9	13	163	97.5	79.4
6	Laplacian	1.804	-20.1	13	163	97.5	79.4
7	Laplacian	2.596	-21.9	13	163	97.5	79.4
8	Laplacian	1.775	-22.9	34.6	-137	98.5	78.2
9	Laplacian	4.042	-27.8	-64.5	74.5	88.4	73.6

10	Laplacian	7.937	-23.6	-32.9	127.7	91.3	78.3
11	Laplacian	9.424	-24.8	52.6	-119.6	103.8	87
12	Laplacian	9.708	-30.0	-132.1	-9.1	80.3	70.6
13	Laplacian	12.525	-27.7	77.2	-83.8	86.5	72.9
Per-Cluster Parameters							
Parameter	c_{ASD} in [°]	c_{ASA} in [°]	c_{ZSD} in [°]	c_{ZSA} in [°]		XPR in [dB]	
Value	5	8	3	3		11	

Tabla 1.19 Parámetros modelo CDL-E [1].

CLUSTER #	Cluster PAS	Normalized Delay	Power in [dB]	AOD [°]	AOA [°]	ZOD [°]	ZOA [°]
1	Specular (LOS path)	0.000	-0.03	0	-180	99.6	80.4
	Laplacian	0.000	-22.03	0	-180	99.6	80.4
2	Laplacian	0.5133	-15.8	57.5	18.2	104.2	80.4
3	Laplacian	0.5440	-18.1	57.5	18.2	104.2	80.4
4	Laplacian	0.5630	-19.8	57.5	18.2	104.2	80.4
5	Laplacian	0.5440	-22.9	-20.1	101.8	99.4	80.8
6	Laplacian	0.7112	-22.4	16.2	112.9	100.8	86.3
7	Laplacian	1.9092	-18.6	9.3	-155.5	98.8	82.7
8	Laplacian	1.9293	-20.8	9.3	-155.5	98.8	82.7
9	Laplacian	1.9589	-22.6	9.3	-155.5	98.8	82.7
10	Laplacian	2.6426	-22.3	19	-143.3	100.8	82.9
11	Laplacian	3.7136	-25.6	32.7	-94.7	96.4	88
12	Laplacian	5.4524	-20.2	0.5	147	98.9	81
13	Laplacian	12.0034	-29.8	55.9	-36.2	95.6	88.6
14	Laplacian	20.6419	-29.2	57.6	-26	104.6	78.3
Per-Cluster Parameters							
Parameter	c_{ASD} in [°]	c_{ASA} in [°]	c_{ZSD} in [°]	c_{ZSA} in [°]		XPR in [dB]	
Value	5	11	3	7		8	

2. METODOLOGÍA

En el capítulo 2 se describe la implementación realizada en MATLAB (versión R2021b), con ayuda del *toolbox* 5G, de un sistema transmisor-receptor 5G con un canal modelado según las especificaciones del 3GPP TR 38.901.

Para empezar, se definen las características del sistema transmisor – receptor 5G y se presenta el diagrama de bloques que lo conforman.

A continuación, se presenta la implementación del sistema transmisor – receptor 5G en MATLAB. Primero se presentan los parámetros configurados y necesarios para que la sección denominada bucle de procesamiento funcione, los parámetros son agrupados de acuerdo a características comunes en segmentos de código donde cada uno de estos parámetros puede ser configurado acorde a lo que define el estándar 5G. A continuación, se explica el bucle de procesamiento dentro del cual se representan los bloques del sistema transmisor – receptor 5G mediante distintas funciones del *toolbox* 5G (ANEXO 1). Para finalizar, se describe el proceso para la presentación de los resultados de la transmisión por el sistema implementado.

2.1. SISTEMA TRANSMISOR – RECEPTOR 5G

El sistema transmisor-receptor 5G considera una transmisión de mensajes de usuario en el enlace descendente usando el canal físico PDSCH (*Physical Downlink Shared Channel*). En la parte del transmisor se incluyen señales de referencia para la demodulación PDSCH y señales de referencia para el seguimiento de fase PDSCH enviadas por el canal DL-SCH (*Down Link-Shared Channel*).

El transmisor y receptor se conectan por medio de un canal inalámbrico que sigue las especificaciones del 3GPP TR 38.901 [1].

Se considerarán dos escenarios a implementar, el primer escenario usa el modelo de canal TDL (línea de retardo en pulsación), con todos sus perfiles, y el segundo escenario, el modelo de canal CDL (línea de retardo en clúster), con todos sus perfiles, ambos modelos definidos en el 3GPP TR 38.901.

La señal que se transmite se genera a partir de los bloques que se describen en la Figura 2.1, donde se observa que el transmisor está formado por un bloque generador de señal, un codificador de canal con código LDPC (*Low-Density Parity-Check Codes*), un modulador que

permite diferentes esquemas de codificación y un bloque de tecnología de acceso CP-OFDM (*Cyclic Prefix – Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). En recepción se tienen los inversos de estas funciones y se adiciona un bloque estimador de canal.

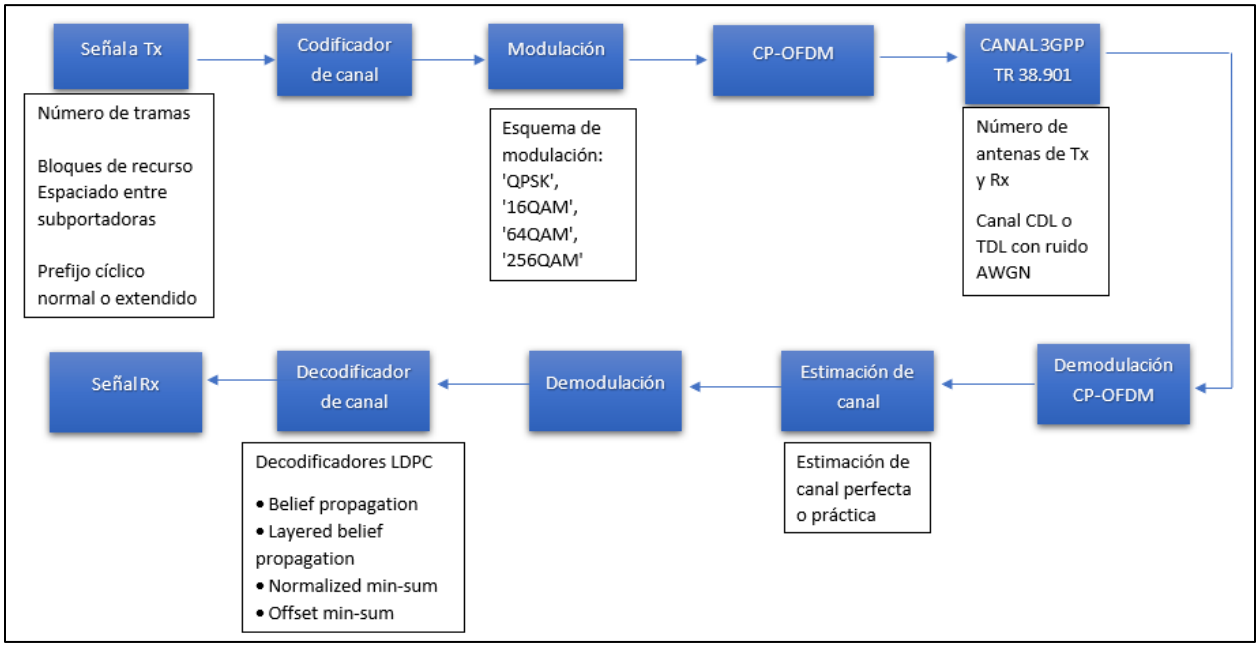


Figura 2.1: Diagrama de bloques del sistema transmisor-receptor implementado.

2.2. IMPLEMENTACIÓN EN MATLAB DEL SISTEMA TRANSMISOR – RECEPTOR 5G

La implementación del sistema transmisor – receptor 5G en MATLAB consta de 3 grandes secciones: configuración de parámetros, bucle de procesamiento y presentación de resultados. Cada una de estas secciones no sería útil sin las otras dos y son secuenciales por lo que se presentan en el código en el orden listado. A continuación, se describen estas secciones.

2.2.1. CONFIGURACIÓN DE PARÁMETROS

Es la parte inicial del código en el cual se definen los parámetros necesarios para que el bucle de procesamiento pueda llevar a cabo todo el sistema descrito en la Figura 2.1. Los parámetros son almacenados en una estructura denominada simParameters y dentro de esta se pueden crear subestructuras permitiendo organizar y consolidar los parámetros en un solo lugar.

Para la explicación de los parámetros son agrupados y presentados en distintos segmentos de acuerdo a características similares para poder organizar y entender de forma sencilla esta sección del código. A continuación, se describen los segmentos:

2.2.1.1. Parámetros forma de onda

La forma de onda establece las características de la portadora de la señal a transmitir. Para ello se establecen el número de bloques de recurso, espacio entre subportadoras, si se usa prefijo cíclico normal o extendido y la numerología para identificar las celdas. Para almacenar los valores se crea una subestructura llamada Carrier dentro de la estructura simParameters.

Tabla 2.1: Descripción de parámetros usados.

Parámetro/Variable	Descripción	Valores
NSizeGrid	Ancho de banda en número de bloques de recursos ($\boldsymbol{N_{RB}}$)	Número entero positivo
SubcarrierSpacing	Ancho de banda de guarda entre subportadoras (SCS)	Número entero positivo
CyclicPrefix	Prefijo cíclico normal o extendido	"*Normal*" o "*Extended*"
NCellID	Identidad de la celda	Número entero positivo

Los bloques de recursos y espacio entre subportadora determinan el valor del ancho de banda (AB) que se usa en la transmisión. La relación de estos valores se determina en la Tabla 2.2.

Tabla 2.2: Asignación de bloque de recursos [35].

SCS (KHz)	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz	25 MHz	30 MHz	40 MHz	50 MHz	60 MHz	80 MHz	100 MHz
	$\boldsymbol{N_{RB}}$	$\boldsymbol{N_{RB}}$	$\boldsymbol{N_{RB}}$	$\boldsymbol{N_{RB}}$	$\boldsymbol{N_{RB}}$	$\boldsymbol{N_{RB}}$	$\boldsymbol{N_{RB}}$	$\boldsymbol{N_{RB}}$	$\boldsymbol{N_{RB}}$	$\boldsymbol{N_{RB}}$	$\boldsymbol{N_{RB}}$
15	25	52	79	106	133	[160]	216	270	N/A	N/A	N/A
30	11	24	38	51	65	[78]	106	133	162	217	273
60	N/A	11	18	24	31	[38]	51	65	79	107	135

SCS: *SubCarrier Separation*.

N_{RB}: Número de bloques de recursos.

2.2.1.2. Parámetros de la ráfaga SS

La ráfaga SS (Señales de Sincronización) es un conjunto de bloques SS usados para la sincronización de la señal que se encuentran dentro de la trama que se transmite. Dentro del código implementado los parámetros que se configuran son almacenados en la subestructura llamada *SSBurst*.

Tabla 2.3: Descripción de parámetros usados.

Parámetro/Variable	Descripción	Valores
BlockPattern	Indica el caso de acuerdo al cual se ubicarán los bloques SS	CASE “A”, “B”, “C”, “D” o “E”
SSBTransmitted	Mapa de bits que indica los bloques transmitidos en la ráfaga.	Vector de 0 y 1
SSBPeriodicity	Periodicidad de la ráfaga SS en ms.	5, 10, 20, 40, 80, 160

2.2.1.3. Parámetros del canal PDSCH

Se describen varios parámetros para el comportamiento del canal PDSCH. Estos parámetros son claves para el bucle de procesamiento y sus funciones.

Para almacenar los parámetros de configuración se crean dos subestructuras llamadas PDSCH y PDSCHExtension.

Tabla 2.4: Descripción de parámetros usados.

Parámetro/Variable	Descripción	Valores
NumLayers	Número de capas de transmisión PDSCH	Número entero del 1 al 8
Modulation	Esquema de modulación seleccionado	QPSK, 16QAM, 64QAM o 2565QAM
NHARQProcesses	Número de procesos HARQ	Valor menor o igual a 16
EnableHARQ	Habilitar o deshabilitar las retransmisiones para cada proceso	“True” o “False”
LDPCDecodingAlgorithm	Parámetros del codificador/decodificador LDPC	*'Belief propagation', 'Layered belief propagation',*

		'Normalized min-sum', 'Offset min-sum'

2.2.1.4. Parámetros del modelo de canal de propagación

Los parámetros aquí configurados determinan el comportamiento del medio de propagación en el cual viajarán las señales transmitidas. Estos parámetros también son claves para el bucle de procesamiento.

Tabla 2.5: Descripción de parámetros usados.

Parámetro/Variable	Descripción	Valores
NTxAnts	Número de antenas de transmisión	Número potencia de dos. Máximo 1024.
NRxAnts	Número de antenas en recepción	Número par mayor que el número de capas.
DelayProfile	Selección del modelo de propagación	Todos los perfiles de "CDL" o "TDL"
DelaySpread	Retardo RMS en segundos	Valor entero
MaximumDopplerShift	Frecuencia Doppler máxima	Valor entero

2.2.1.5. Parámetros del estimador de canal

La estimación de canal y el comportamiento de la sincronización se controla con la variable lógica *PerfectChannelEstimator*. Sus dos posibles valores son *"true",* para una estimación y sincronización perfecta, o *"false"*, para usar una estimación y sincronización práctica.

Tabla 2.6: Descripción de parámetros usados.

Parámetro/Variable	Descripción	Valores
PerfectChannelEstimator	Comportamiento de la estimación del canal (teórica o práctica)	"*True*" o "*False*"

2.2.2. BUCLE DE PROCESAMIENTO

Dentro del bucle de procesamiento se definen todas las funciones y objetos encargados de procesar los parámetros configurados para realizar la transmisión y recepción de las señales generadas.

La transmisión de los datos obtenidos se realiza siguiendo los pasos descritos a continuación [36]:

1. **Actualización del proceso HARQ:** Se verifica el estado de la transmisión para el proceso HARQ y se determina si se requiere retransmisión. Si no es necesaria una retransmisión se generan datos nuevos. Si es la primera transmisión automáticamente se generan datos nuevos.
2. **Generación de redes de recursos:** La codificación de canal se realiza llamando al objeto de sistema **nrDLSCH**. Dicho objeto opera en el bloque de transporte de entrada manteniendo una copia del bloque por si se solicita una retransmisión. Para la modulación de los bits codificados se usa la función **nrPDSCH**. Y por último se aplica una precodificación a la señal resultante.
3. **Generación de formas de onda:** El encargado de multiplexar la cuadrícula generada en el paso anterior es OFDM. Esta señal es la que ingresa al canal de transmisión.
4. **Modelado de canales ruidosos:** Envía la onda generada a un canal de desvanecimiento CDL o TDL. Se agrega ruido AWGN.
   Al definir el tipo de modelo de propagación para la creación del canal de propagación (CDL o TDL) se usa el objeto *nrCDLChannel* o *nrTDLChannel* dependiendo del canal elegido. A este objeto se le pasan varios parámetros configurados que definen el comportamiento del canal:
   - *DelayProfiel*
   - *DelaySpread*
   - *SampleRate*: este valor representa la frecuencia de muestreo en Hz. Se lo obtiene gracias a la función nrOFDMInfo.
   - *NTxAnts*
   - *NRxAnts*
   - *MaximumDopplerShift*

Una vez creado el objeto, cada iteración la señal creada pasa por este canal y este devuelve una señal deteriorada de acuerdo a todos los parámetros especificados ya que se simula el paso de la señal por el canal CDL o TDL con ruido AWGN.

5. **Sincronización y demodulación OFDM:** Para obtener una sincronización perfecta se reconstruye la respuesta al impulso del canal y según esta respuesta sincronizar la forma de onda recibida. Si se usa sincronización práctica se correlaciona la forma de onda recibida con el PDSCH DM-RS (*Demodulation Reference Signals*). Luego de esto OFDM se encarga de demodular la señal sincronizada.
6. **Estimación del canal:** De forma similar a la sincronización, en caso de una estimación perfecta se reconstruye la respuesta impulso del canal y se realiza la demodulación OFDM. En el caso de una estimación práctica se usa el PDSCH DM-RS.
7. **Ecualización y compensación CPE:** MMSE (*Minimum Mean-Squared Error*) se encarga de ecualizar el canal estimado. Para la estimación del error de fase común (CPE, *Common Phase Error*) se usan los símbolos PT-RS (*Phase-Tracking Reference Signals*), luego se realiza una corrección al error en cada símbolo OFDM dentro del rango de símbolos PT-RS OFDM de referencia.
8. **Cálculo de la matriz de precodificación:** Se genera la matriz de precodificación W para la siguiente transmisión usando la descomposición de valores singulares (SVD, *Singular Value Decomposition*).
9. **Decodificación del PDSCH:** Para la obtención de una estimación de las palabras código recibidas se debe demodular y descifrar los símbolos PDSCH recuperados de cada uno de los pares de antenas de transmisión y recepción en conjunto con una estimación de ruido. Para este proceso se usa la función **nrPDSCHDecode**.
10. **Decodificación del canal compartido de enlace descendente (DL-SCH, *Down Link Shared Channel*) y actualización del proceso HARQ con el error CRC (*Cyclic Redundancy* Check) del bloque:** Se pasa el vector de bits blandos decodificados al objeto de sistema **nrDLSCHDecoder**. El objeto se encarga de decodificar la palabra código y entrega el error CRC de bloque que se usará para determinar el rendimiento del sistema.

Como se puede observar en los pasos que sigue el bucle de procesamiento se sigue el flujo de los bloques de la Figura 2.1. El bucle está formado por funciones y objetos propios del *toolbox* 5G de MATLAB que permiten realizar los pasos indicados. Las funciones y objetos son descritos en el ANEXO 1. De forma rápida se listan las funciones usadas para realizar el trabajo de cada bloque de la Figura 2.1:

Tabla 2.7: Relación entre los bloques del sistema transmisor – receptor 5G y las funciones usadas.

Bloque sistema transmisor – receptor 5G	**Función *toolbox* 5G**
Codificador de canal	nrPDSCH nrDLSCH
Modulación	nrPDSCH nrDLSCH
CP-OFDM	nrOFDMModulate
CANAL 3GPP TR 38.901	*nrCDLChannel* o *nrTDLChannel*
Demodulación CP-OFDM	nrOFDMDemodulate
Estimación de canal	nrPerfectTimingEstimate o nrTimingEstimate nrPerfectChannelEstimate o nrChannelEstimate
Demodulación	nrPDSCHDecode nrDLSCHDecode
Decodificador de canal	nrPDSCHDecode nrDLSCHDecode

Los bloques Señal Tx y Señal Rx no son representados por ninguna función ya que son datos aleatorios que el *toolbox* 5G de MATLAB genera para cada simulación.

2.2.3. PRESENTACIÓN DE RESULTADOS

Esta sección del código no corresponde a ningún bloque de la Figura 2.1. La sección se implementa para obtener los resultados del rendimiento del sistema transmisor-receptor 5G por medio de un canal inalámbrico CDL o TDL descrito en el 3GPP TR 38.901.

Para la obtención de resultados la señal es transmitida un N número de veces en cada punto SNR definido. Es decir, se implementan simulaciones de Montecarlo al tratarse de señales aleatorias generadas por MATLAB.

El rendimiento en Mbps de cada transmisión se calcula mediante la división del TBS (*Transport Block Size*) para el tiempo de duración de una subtrama (1ms). El valor del TBS es obtenido gracias a la función nrTBS del *toolbox* 5G de MATLAB y depende de si la palabra llegó con fallas o no y si se realizó retransmisión o no. El resultado del rendimiento máximo obtenido para cada punto SNR es almacenado en un vector.

Gráficamente los resultados se presentarán como curvas *Throughput* (%) vs SNR (dB). El porcentaje de rendimiento en cada punto SNR se lo obtiene dividiendo cada uno de los valores del vector de rendimiento en Mbps para el valor máximo de este vector.

3. RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Este capítulo presenta los resultados de la simulación del sistema transmisor – receptor 5G utilizando el modelo de canal 3GPP TR 38.901. Se consideran los modelos de propagación CDL y TDL, con sus correspondientes perfiles, ambos definidos en el TR 38.901. Los resultados se presentan en términos de *Throughput* (%) vs SNR (dB). Además, para cada uno de estos dos escenarios (modelos de canal CDL y TDL) se varían los valores de algunos parámetros con el fin de analizar el comportamiento del PDSCH sobre estos modelos de propagación. Las simulaciones tienen como objetivo determinar la configuración de canal que tenga mejor rendimiento variando el esquema de modulación entre 4 esquemas permitidos, el ancho de banda se varía de acuerdo a la variación del espaciado entre las subportadoras (SCS) y el número de bloques de recursos (NRB) disponibles y el tipo de canal de propagación.

Las simulaciones de cada canal de propagación, TDL y CDL (ambos con sus correspondientes perfiles), se agrupan en 2 escenarios. El primer escenario corresponde a la variación del esquema de modulación para cada modelo. El segundo escenario se construye con la variación del ancho de banda disponible para la transmisión. Los valores que cada una de estas variables toma se detallan en las secciones siguientes.

3.1. PARÁMETROS DE LAS SIMULACIONES

Lo primero que debemos configurar es la longitud de la simulación misma que se define mediante el número de fotogramas de 10 ms y los puntos SNR en los cuales se calculará el rendimiento del canal. De estos parámetros depende la duración de la simulación, es decir, mientras mayor sea el número de fotogramas y puntos SNR la simulación puede demorarse varias horas, incluso días, pero con resultados de rendimiento significativos.

Tabla 3.1: Descripción de parámetros usados

Parámetro	Descripción	Valores
simParameters.NFrames	Número de tramas de 10 ms.	100
simParameters.SNRIn	Rango de puntos SNR	De -20 a 20 dB

Los parámetros que permanecerán fijos para ambos escenarios de simulación son los descritos en la Tabla 3.2.

Tabla 3.2: Descripción de parámetros constantes

Parámetro	Descripción	Valor
simParameters.PerfectChannelEstimator	Comportamiento de la estimación del canal (teórica “false” o práctica “true”)	True
simParameters.Carrier.CyclicPrefix	Prefijo cíclico normal o extendido	Normal
simParameters.Carrier.NCellID	Identidad de la celda	1
simParameters.PDSCH.NumLayers	Número de capas de transmisión	2
simParameters.NTxAnts	Número de antenas de transmisión	8
simParameters.NRxAnts	Número de antenas de recepción	2
simParameters.DelaySpread	Retardo RMS en segundos	300e-9

Las variables que serán cambiadas de acuerdo a la configuración que se desea para cada simulación se detallan en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3: Descripción parámetros variables

Parámetro	Descripción	Posibles Valores
simParameters.Carrier.NsizeGrid	Ancho de banda en número de bloques de recursos (NRB).	21 51 52 65 106
simParameters.Carrier.SubcarrierSpacing	Espacio entre subportadoras (KHz).	15 KHz 30 KHz 60 KHz
simParameters.PDSCH.Modulation	Esquema de modulación	QPSK 16QAM

		64QAM 256QAM
simParameters.DelayProfile	Modelo de canal de propagación	TDL: • TDL-A • TDL-B • TDL-C • TDL-D • TDL-E CDL: • CDL-A • CDL-B • CDL-C • CDL-D • CDL-E

3.2. RESULTADOS PARA DISTINTOS ESQUEMAS DE MODULACIÓN

La presente sección muestra los resultados obtenidos de las simulaciones cuando se tienen las modulaciones QPSK, 16QAM, 64QAM y 256QAM con un NR de 51 y un SCS de 30 KHz, es decir un ancho de banda de 20 MHz para los modelos TDL y CDL.

En la Tabla 3.4 se detallan los parámetros utilizados en cada una de las simulaciones realizadas para los perfiles del modelo de canal de propagación TDL. Para cada perfil se realizaron 4 simulaciones cada una con un esquema de modulación distinto. El resultado es una gráfica de cada perfil TDL con las 4 curvas correspondientes a cada uno de los esquemas de modulación.

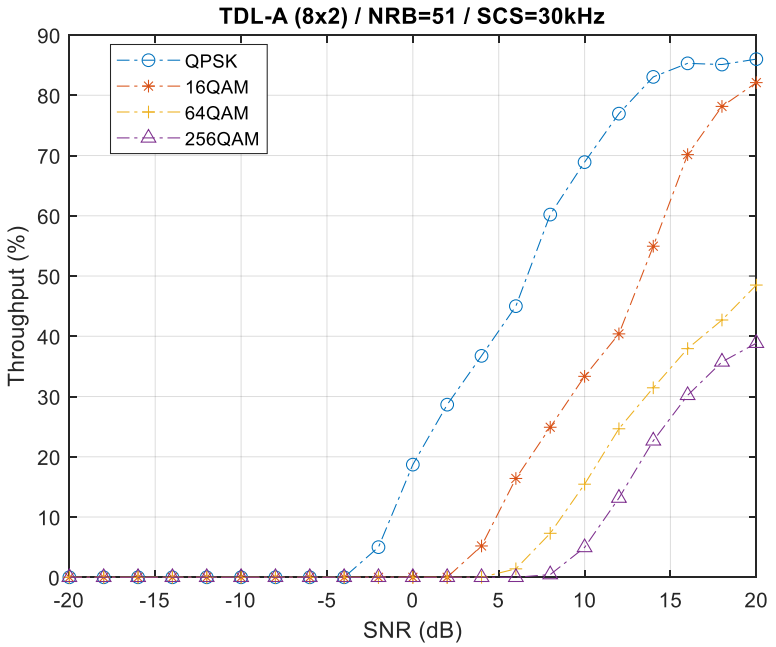
Los valores de las variables para estas simulaciones son:

- Número de bloques de recursos = 51
- Espacio entre subportadoras = 30
- Antenas en transmisión = 8
- Antenas en recepción = 2
- Modulación = Varía de acuerdo a los valores de la columna Modulación de la Tabla 3.4
- Perfil de modelo de propagación = Varía de acuerdo a los valores de la columna Modelo de canal de la Tabla 3.4

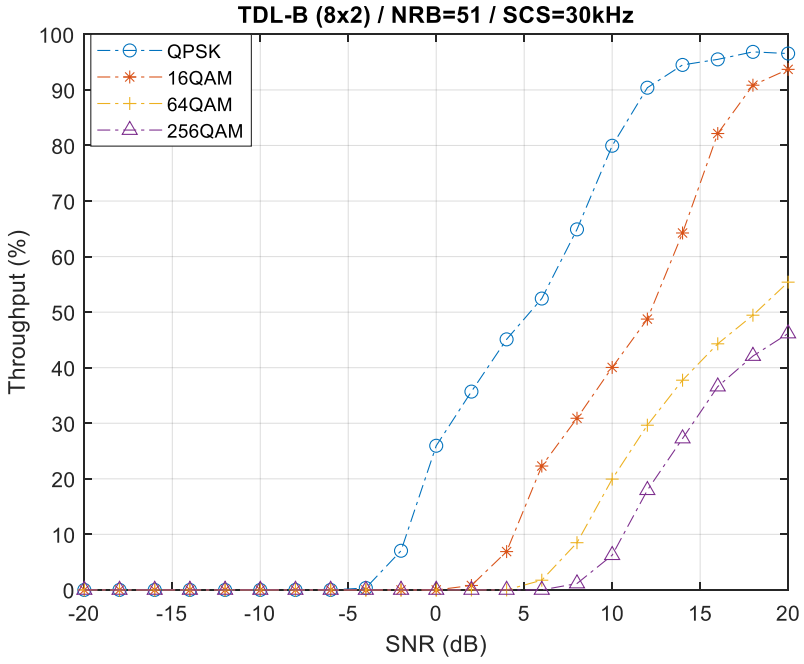
Tabla 3.4: Parámetros configurados para la simulación del modelo TDL.

	Gráfica	Modelo de canal	Antenas Tx	Antenas Rx	Modulación	SCS (KHz)	NRB
Figura 3.1	(a)	TDL-A	8	2	QPSK	30	51
			8	2	16QAM		
			8	2	64QAM		
			8	2	256QAM		
	(b)	TDL-B	8	2	QPSK	30	51
			8	2	16QAM		
			8	2	64QAM		
			8	2	256QAM		
	(c)	TDL-C	8	2	QPSK	30	51
			8	2	16QAM		
			8	2	64QAM		
			8	2	256QAM		
	(d)	TDL-D	8	2	QPSK	30	51
			8	2	16QAM		
			8	2	64QAM		
			8	2	256QAM		
	(e)	TDL-E	8	2	QPSK	30	51
			8	2	16QAM		
			8	2	64QAM		
			8	2	256QAM		

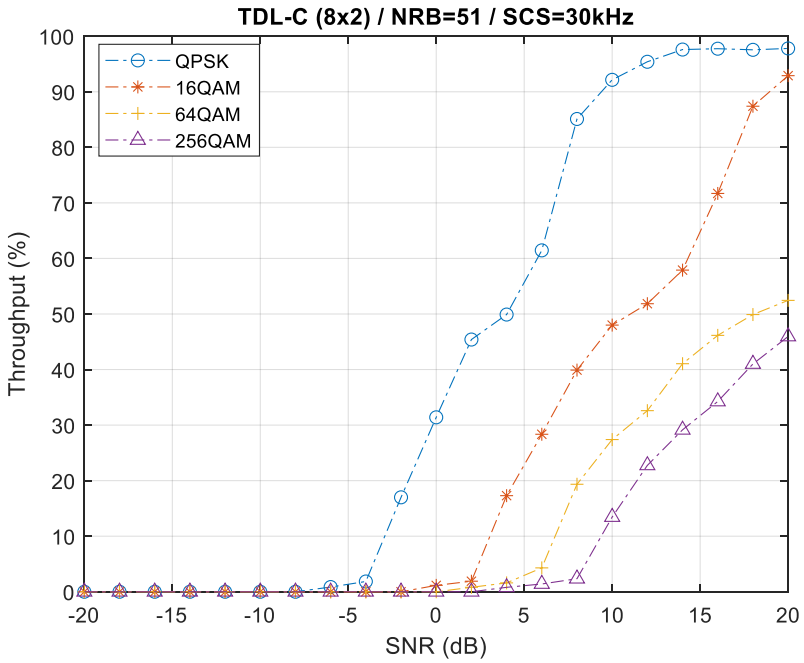
La Figura 3.1 presenta las curvas de rendimiento de los perfiles del modelo de propagación TDL. En (a) se muestra el perfil TDL-A, en (b) el perfil TDL-B, en (c) el perfil TDL-C, en (d) el perfil TDL-D y en (e) el perfil TDL-E. La simulación consiste en la variación del esquema de modulación y el resultado se presenta en términos de *Throughput* (%) vs SNR (dB). Se observa que el perfil TDL-C presenta mejor rendimiento mientras que el modelo TDL-E tiene el peor rendimiento.


TDL-A (8x2) / NRB=51 / SCS=30kHz
QPSK
16QAM
64QAM
256QAM
Throughput (%)
SNR (dB)
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
-20
-15
-10
-5
0
5
10
15
20

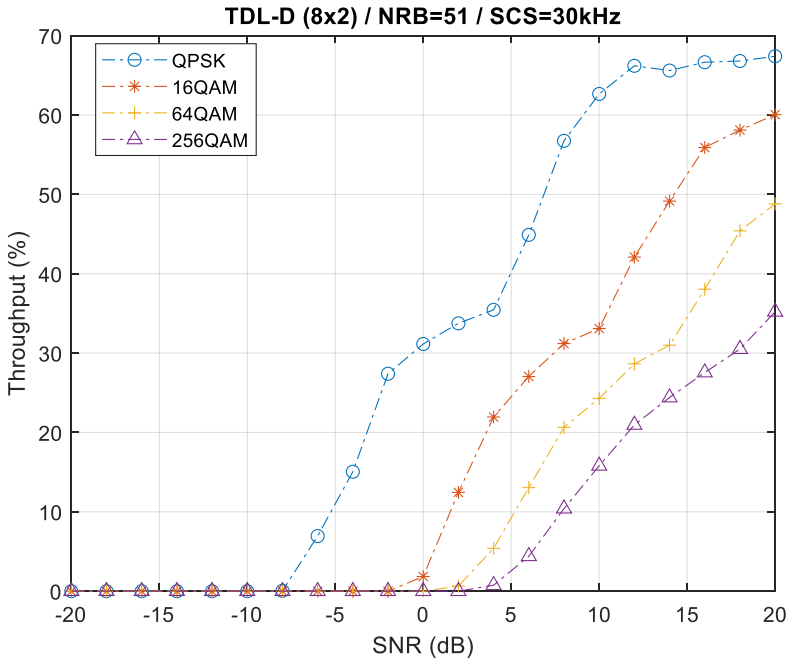
(a)


TDL-B (8x2) / NRB=51 / SCS=30kHz
QPSK
16QAM
64QAM
256QAM
Throughput (%)
SNR (dB)
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
-20
-15
-10
-5
0
5
10
15
20

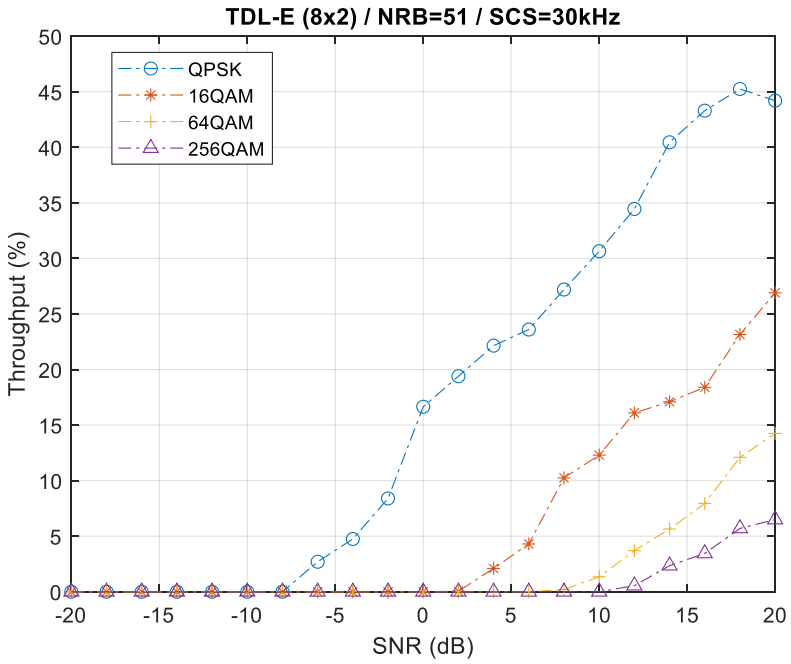
(b)


TDL-C (8x2) / NRB=51 / SCS=30kHz
QPSK
16QAM
64QAM
256QAM
Throughput (%)
SNR (dB)
100
90
80
70
60
50
40
30
20
10
0
-20
-15
-10
-5
0
5
10
15
20

(c)


TDL-D (8x2) / NRB=51 / SCS=30kHz
QPSK
16QAM
64QAM
256QAM
Throughput (%)
SNR (dB)
70
60
50
40
30
20
10
0
-20
-15
-10
-5
0
5
10
15
20

(d)



(e)

Figura 3.1 Rendimiento de los perfiles de propagación del modelo TDL variando el esquema de modulación (**(a)** Perfil TDL-A, **(b)** Perfil TDL-B, **(c)** Perfil TDL-C, **(d)** Perfil TDL-D, **(e)** Perfil TDL-E).

Como se mencionó en la sección 2.2.3 el porcentaje de rendimiento en cada punto SNR se lo obtiene dividiendo cada uno de los valores del vector de rendimiento en Mbps para el valor máximo de este vector. De la Figura 3.1 se puede apreciar que el rendimiento porcentual varía significativamente entre un esquema de modulación y otro. En todos los perfiles del modelo TDL el esquema de modulación que requiere una menor relación de potencia para alcanzar su máximo rendimiento es QPSK . Esto debido a que en una constelación QPSK los estados están más separados entre sí haciendo más difícil que el ruido pueda cambiar de un estado a otro. Por su parte, en una modulación QAM los estados están más cerca entre sí provocando que niveles de ruido pequeños puedan alterar los estados y se tomen decisiones de demodulación erróneos. Otro factor importante para que el esquema de modulación QPSK sea el que logra alcanzar su máximo rendimiento primero es debido a que su rendimiento en Mbps es mucho menor que el rendimiento de los otros esquemas de modulación, como se puede ver en la Tabla 3.5.

Tabla 3.5: Valores de rendimiento por perfil de propagación y esquema de modulación.

Modelo de canal	Modulación	Throughput Max (%)	Throughput Max (Mbps)	Rango SNR (dB)
TDL-A	QPSK	86	25,992	-4 a 20
	16QAM	82,1	49,614	2 a 20

	64QAM	48,5	44,720	4 a 20
	256QAM	38,85	46,974	6 a 20
TDL-B	QPSK	96,85	29,271	-6 a 18
	16QAM	93,7	56,624	0 a 20
	64QAM	55,4	51,083	4 a 20
	256QAM	46,15	55,800	6 a 20
TDL-C	QPSK	97,8	29,559	-8 a 20
	16QAM	92,9	56,141	-2 a 20
	64QAM	52,45	48,363	0 a 20
	256QAM	45,95	55,559	2 a 20
TDL-D	QPSK	67,4	20,370	-8 a 20
	16QAM	60,05	36,289	-2 a 20
	64QAM	48,8	44,997	0 a 20
	256QAM	35,2	42,561	2 a 20
TDL-E	QPSK	45,25	13,673	-8 a 18
	16QAM	26,9	16,256	2 a 20
	64QAM	14,25	13,139	6 a 20
	256QAM	6,5	78,592	10 a 20

Una vez establecido el esquema de modulación que alcanza su máximo rendimiento porcentual con la menor relación señal a ruido para el modelo TDL. En la Figura 3.2 se realiza una comparación de este esquema de modulación entre todos los perfiles TDL.

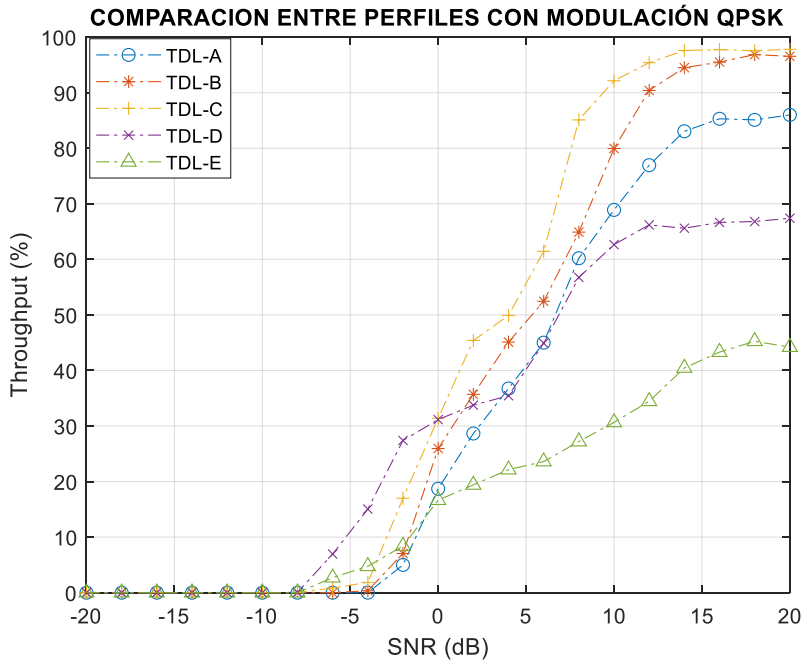


Figura 3.2 Comparación entre los perfiles TDL con modulación QPSK.

Se puede observar que el perfil que logra su máximo rendimiento porcentual con el menor SNR es el TDL-C, seguido muy de cerca por el perfil TDL-B siendo la diferencia entre ambos de tan solo 0,95%. Estos dos perfiles son definidos para escenarios sin línea de vista. Esto muestra que pese a que el escenario para los perfiles TDL-D y TDL-E tiene línea de vista entre emisor y receptor su rendimiento no es óptimo por las variaciones del canal. Si únicamente se observa los perfiles para escenarios con línea de vista, podemos identificar que el perfil TDL-D presenta su curva más a la izquierda que el TDL-E. Es decir, logra su mayor rendimiento con una menor SNR. Esta tendencia se mantiene igual para todos los esquemas de modulación por lo que se puede determinar que el perfil TDL-C presenta un mejor rendimiento frente a los otros perfiles del modelo TDL en escenarios NLOS y el modelo TDL-D en escenarios LOS para cualquier esquema de modulación.

A continuación, se realizan las simulaciones de los perfiles del modelo de propagación CDL. Los valores de las variables para estas simulaciones son:

- Número de bloques de recursos = 51
- Espacio entre subportadoras = 30
- Antenas en transmisión = 8
- Antenas en recepción = 2
- Modulación = Varía de acuerdo a los valores de la columna Modulación de la Tabla 3.6
- Perfil de modelo de propagación = Varía de acuerdo a los valores de la columna Modelo de canal de la Tabla 3.6

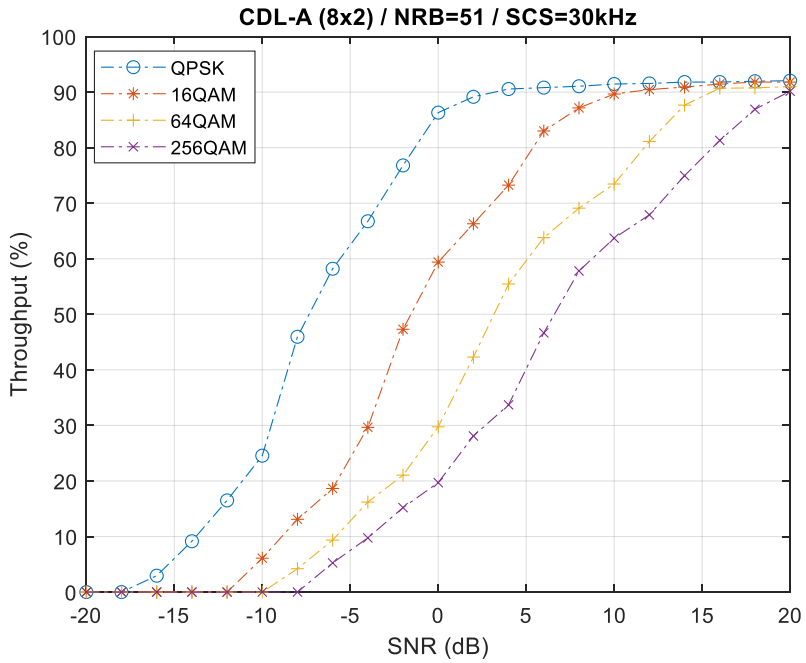
En la Tabla 3.6 se detallan los parámetros utilizados en las simulaciones realizadas para los perfiles del modelo de canal de propagación CDL. Para cada perfil se realizaron 4 simulaciones cada una con un esquema de modulación distinto. El resultado es una gráfica de cada perfil CDL con las 4 curvas correspondientes a cada uno de los esquemas de modulación.

Tabla 3.6: Parámetros configurados para la simulación del modelo CDL.

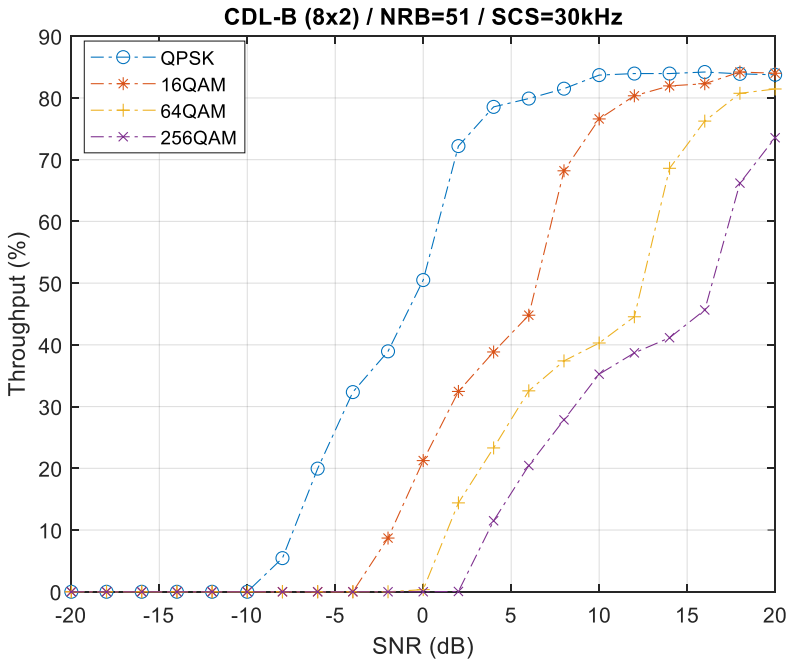
	Gráfica	Modelo de canal	Antenas Tx	Antenas Rx	Modulación	SCS (KHz)	NRB
Figura 3.3	(a)	CDL-A	8	2	QPSK	30	51
			8	2	16QAM		
			8	2	64QAM		
			8	2	256QAM		
	(b)	CDL-B	8	2	QPSK	30	51
			8	2	16QAM		
			8	2	64QAM		

			8	2	256QAM		
	(c)	CDL-C	8	2	QPSK	30	51
			8	2	16QAM		
			8	2	64QAM		
			8	2	256QAM		
	(d)	CDL-D	8	2	QPSK	30	51
			8	2	16QAM		
			8	2	64QAM		
			8	2	256QAM		
	(e)	CDL-E	8	2	QPSK	30	51
			8	2	16QAM		
			8	2	64QAM		
			8	2	256QAM		

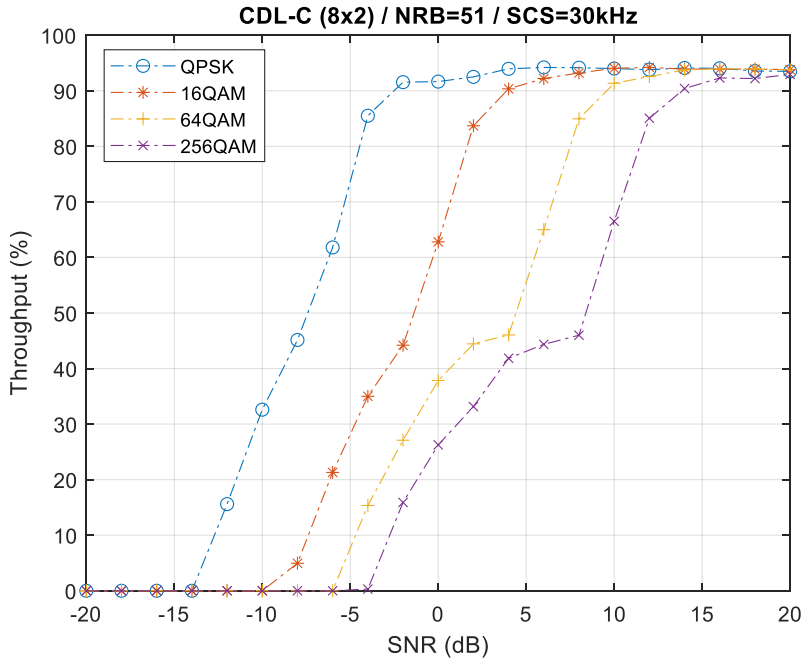
La Figura 3.3 presenta las curvas de rendimiento de los perfiles del modelo de propagación CDL. En (a) se muestra el perfil CDL-A, en (b) el perfil CDL-B, en (c) el perfil CDL-C, en (d) el perfil CDL-D y en (e) el perfil CDL-E. La simulación consiste en la variación del esquema de modulación y el resultado se presenta en términos de *Throughput* (%) vs SNR (dB). Se observa que el perfil CDL-E presenta mejor rendimiento mientras que el modelo CDL-B tiene el peor rendimiento.



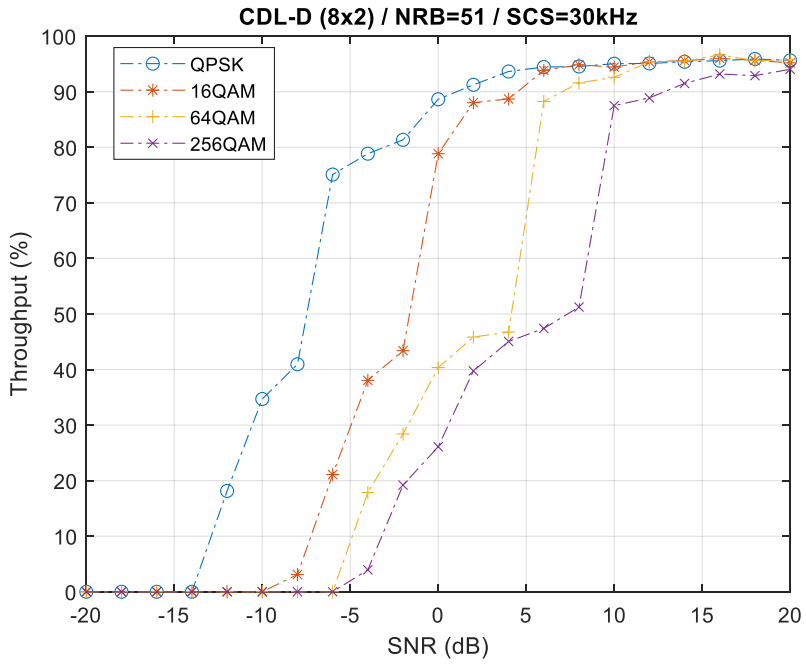
(a)


CDL-B (8x2) / NRB=51 / SCS=30kHz
QPSK
16QAM
64QAM
256QAM
Throughput (%)
SNR (dB)
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
-20
-15
-10
-5
0
5
10
15
20

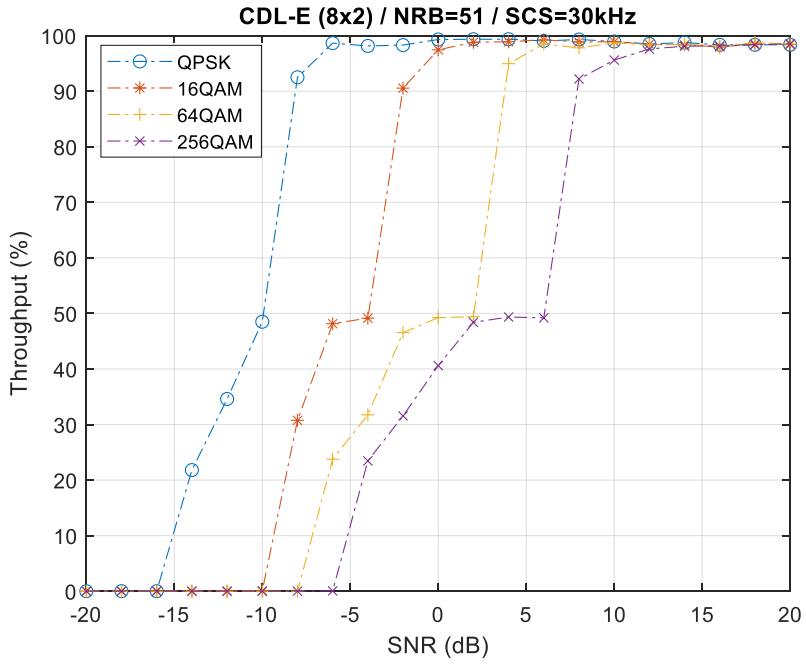
(b)


CDL-C (8x2) / NRB=51 / SCS=30kHz
QPSK
16QAM
64QAM
256QAM
Throughput (%)
SNR (dB)
0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
-20
-15
-10
-5
0
5
10
15
20

(c)



(d)



(e)

Figura 3.3 Rendimiento de los perfiles de propagación del modelo CDL variando el esquema de modulación (**(a)** Perfil CDL-A, **(b)** Perfil CDL-B, **(c)** Perfil CDL-C, **(d)** Perfil CDL-D, **(e)** Perfil CDL-E).

Se observa que el rendimiento de un esquema de modulación a otro varía significativamente hasta antes de alcanzar el máximo porcentaje de rendimiento. Una vez alcanzado el máximo

todos los esquemas de modulación presentan un rendimiento porcentual similar. Los resultados generales, en cuanto al esquema de modulación que requiere menor relación de potencia para alcanzar su máximo rendimiento porcentual es similar al modelo TDL, es decir, el esquema de modulación QPSK. La gran diferencia que se presenta entre el modelo TDL y el modelo CDL es que todos los esquemas de modulación en los distintos perfiles del modelo CDL, excepto el perfil B, sobrepasan el 75% de su rendimiento con un SNR alrededor de los 10 dB. En la Tabla 3.7 se puede observar el *Throughput* máximo para cada configuración.

Tabla 3.7: Valores de rendimiento por perfil de propagación y esquema de modulación.

Modelo de canal	Modulación	Throughput Max (%)	Throughput Max (Mbps)	Rango SNR (dB)
CDL-A	QPSK	92,05	27,821	-18 a 20
	16QAM	91,8	55,476	-12 a 18
	64QAM	91	83,909	-10 a 20
	256QAM	90,15	109,002	-8 a 20
CDL-B	QPSK	84,2	25,448	-10 a 16
	16QAM	84,2	50,883	-4 a 18
	64QAM	81,45	75,103	0 a 20
	256QAM	73,55	88,930	2 a 20
CDL-C	QPSK	94,2	28,471	-14 a 6
	16QAM	94,2	56,926	-10 a 12
	64QAM	93,95	86,629	-6 a 16
	256QAM	92,95	112,387	-4 a 20
CDL-D	QPSK	95,9	28,984	-14 a 18
	16QAM	96	58,014	-10 a 16
	64QAM	96,65	89,119	-6 a 16
	256QAM	94,05	113,717	-6 a 20
CDL-E	QPSK	99,35	30,027	-16 a 2
	16QAM	99,25	59,978	-10 a 6
	64QAM	98,75	91,055	-8 a 18
	256QAM	98,55	119,158	-6 a 20

Al comparar la columna *Throughput* Max (Mbps) de la Tabla 3.5 con la Tabla 3.7 podemos observar que el modelo CDL presenta rendimientos más altos.

Una vez establecido el esquema de modulación que alcanza su máximo rendimiento porcentual con la menor relación señal a ruido para el modelo CDL. Se realiza una comparación de este esquema de modulación entre todos los perfiles CDL y se presenta en la Figura 3.4.

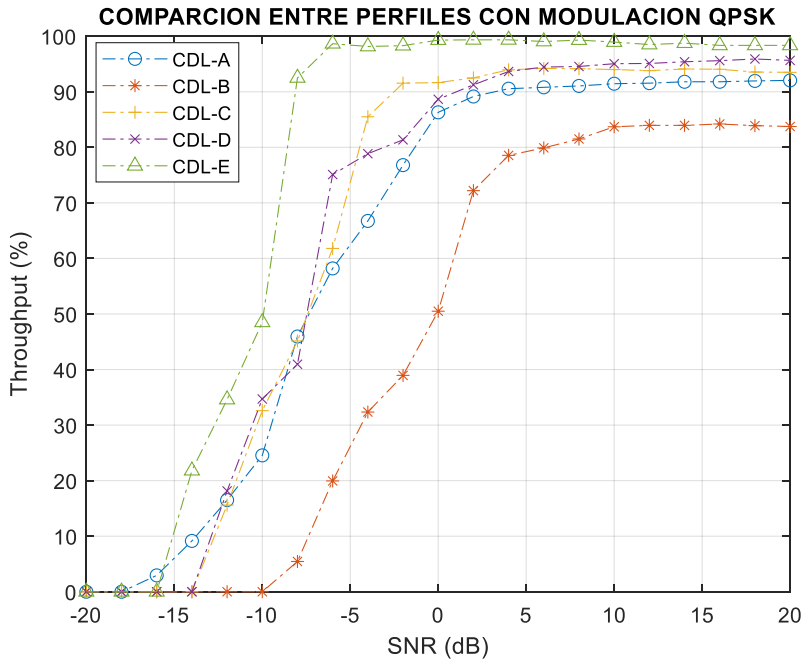


Figura 3.4 Comparación entre los perfiles CDL con modulación QPSK.

Se observa que el perfil CDL-E es el que logra su máximo rendimiento porcentual con el menor rango SNR. Lo sigue de cerca los perfiles CDL-C y CDL-D. En este caso los perfiles diseñados para escenarios LOS sí presentan mejor rendimiento frente a los diseñados para NLOS ya que el modelo de canal es elaborado para simulaciones complejas en las que intervienen más parámetros cómo ángulos y esquemas MIMO. Exactamente, el modelo CDL se trata de una extensión del modelo TDL elaborado para canales 3D. Si únicamente observamos los perfiles para escenarios con línea de vista, podemos identificar que el perfil CDL-E presenta su curva más a la izquierda que el CDL-D. Es decir, logra su mayor rendimiento con una menor SNR. Por su parte, en los escenarios NLOS, el perfil CDL-C logra su mayor rendimiento con un menor rango de SNR. Esta tendencia se mantiene igual para todos los esquemas de modulación por lo que se puede determinar que el perfil CDL-E presenta un mejor rendimiento frente a los otros perfiles del modelo CDL en escenarios NLOS y el modelo CDL-C en escenarios LOS para cualquier esquema de modulación.

3.3. RESULTADOS PARA DIFERENTES ANCHOS DE BANDA

En esta sección se presentan las gráficas obtenidas de la simulación del rendimiento del canal PDSCH con los modelos de propagación TDL-C y CDL-C mismos que serán tratados con

modulación QPSK y 64QAM y se comparará entre los anchos de banda de 10 MHz, 20 MHz y 50 MHz.

Se selecciona el esquema de modulación QPSK debido a que es el que alcanza su máximo rendimiento porcentual en un menor rango SNR. Por su parte, la elección del esquema de modulación 64QAM es porque presenta valores de rendimiento en Mbps altos y su simulación toma menos tiempo en comparación al esquema de modulación 256QAM que es aquel que presenta el valor de rendimiento en Mbps más alto.

Una vez realizada la comparación entre los 3 anchos de banda, se procederá a realizar la comparación de un solo ancho de banda, pero con diferentes valores de bloques de recurso y espacio entre subportadoras, de acuerdo a la Tabla 2.3 para conocer la forma en que afectan estos parámetros de la configuración de la señal en el rendimiento del sistema transmisor-receptor 5G.

En las Tabla 3.8 se detallan los parámetros utilizados en cada una de las simulaciones realizadas tanto para el modelo TDL-C.

Los valores de las variables para estas simulaciones son:

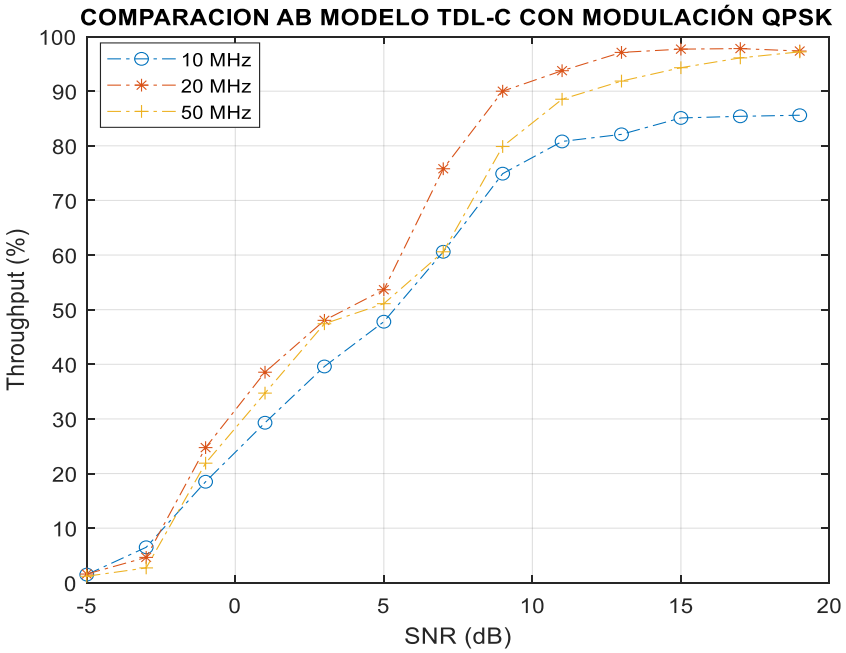
- Número de bloque de recursos = Varía de acuerdo a los valores de la columna NRB de la Tabla 3.8
- Espacio entre subportadoras = Varía de acuerdo a los valores de la columna SCS (KHz) de la Tabla 3.8
- Modulación = Varía de acuerdo a los valores de la columna Modulación de la Tabla 3.8
- Perfil de modelo de propagación = TDL-C

Tabla 3.8: Parámetros configurados para la simulación del modelo TDL-C.

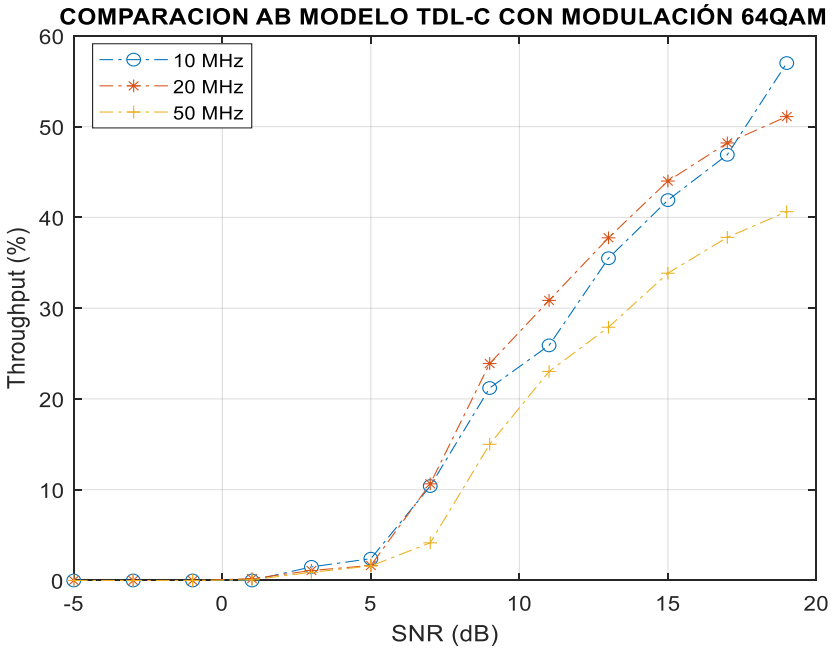
	Gráfica	Modelo de canal	Modulación	AB	SCS (KHz)	NRB
Figura 3.5	(a)	TDL-C	QPSK	10 MHz	15	52
				20 MHz	30	51
				50 MHz	60	65
	(b)	TDL-C	64QAM	10 MHz	15	52
				20 MHz	30	51
				50 MHz	60	65

La Figura 3.5 presenta las curvas de rendimiento del modelo de propagación TDL-C variando el esquema de modulación y el ancho de banda. En (a) se muestra el perfil TDL-C con modulación QPSK, en (b) se muestra el perfil TDL-C con modulación 64QAM. La simulación consiste en la

variación del ancho de banda y el resultado se presenta en términos de *Throughput* (%) vs SNR (dB). Se observa que el perfil TDL-C con modulación QPSK presenta mejor rendimiento mientras que el modelo TDL-C con modulación 64QAM tiene el peor rendimiento.



(a)



(b)

Figura 3.5 Rendimiento del modelo de propagación TDL-C con modulación QPSK y 64QAM y distintos anchos de banda (**(a)** TDL-C QPSK, **(b)** TDL-C 64QAM).

En la Figura 3.5 se observa que el esquema de modulación QPSK presenta su rendimiento máximo con un SNR menor, más del 80%, frente al modelo 64QAM, menor al 60%, para los tres anchos de banda configurados. Para la modulación QPSK, Figura 3.5 (a), se observa que el mejor rendimiento se presenta con 20 MHz de ancho de banda dentro del rango simulado. Sin embargo, se observa que en el punto SNR de 19 dB la curva de 20 MHz empieza a descender y la de 50 MHz continúa ascendiendo. Por tal razón, se considera que para una simulación en un rango SNR más amplio la señal con 50 MHz alcanzará un rendimiento superior a la de 20 MHz. En la modulación 64QAM, Figura 3.5 (b), se observa que los anchos de banda con mejor rendimiento son 10 MHz y 20 MHz, siendo similar su rendimiento hasta el punto SNR de 17 dB donde la curva de 10 MHz toma una inclinación ascendente muy pronunciada. Por su parte, la curva con 50 MHz de ancho de banda presenta un bajo rendimiento en porcentaje debido a que el canal TDL-C es para escenario NLOS y no MIMO y dado que la modulación 64QAM presenta sus palabras código más cercanas entre si se tiene una mayor complejidad para la transmisión de datos y una correcta codificación a grandes frecuencias.

En la Tabla 3.9 se observa el valor máximo de rendimiento para cada simulación de la Figura 3.5. Con estos datos se observa que la configuración que presenta un mejor rendimiento en Mbps dentro del rango simulado es el modelo de propagación TDL-C con modulación 64QAM y un ancho de banda de 50 MHz logrando tener un *Throughput* máximo de 94,87 Mbps a 19 dB de SNR.

Tabla 3.9: Valores de rendimiento de acuerdo al ancho de banda configurado.

Modelo de canal	Modulación	AB	SCS (KHz)	NRB	Throughput Max (%)	Throughput Max (Mbps)
TDL-C	QPSK	10 MHz	15	52	85,6	13,374
		20 MHz	30	51	97,8	29,559
		50 MHz	60	65	97,2	75,676
TDL-C	64QAM	10 MHz	15	52	57	26,279
		20 MHz	30	51	51,1	47,118
		50 MHz	60	65	40,625	94,874

A continuación, se realiza el mismo análisis y simulaciones para el modelo de propagación CDL-C. La Tabla 3.10 muestra los parámetros configurados para cada simulación.

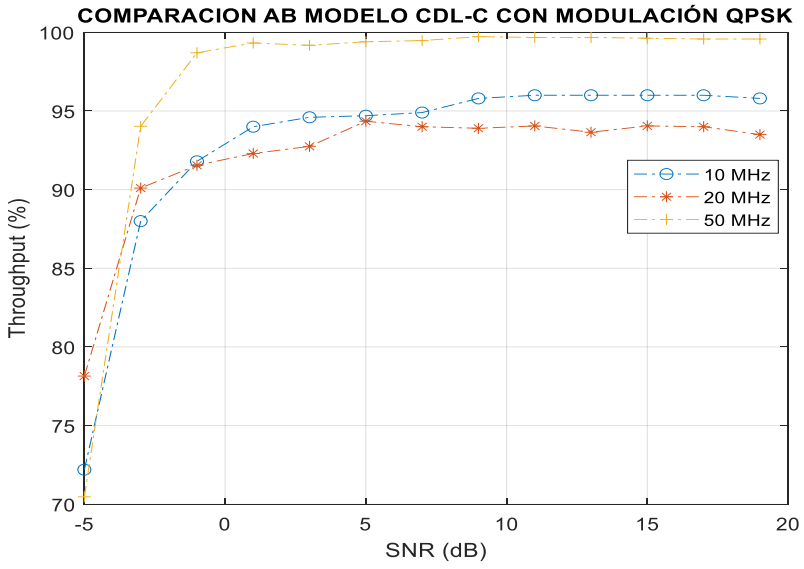
Los valores de las variables para estas simulaciones son:

- Número de bloques de recursos = Varía de acuerdo a los valores de la columna NRB de la Tabla 3.10
- Espaciado entre subportadoras = Varía de acuerdo a los valores de la columna SCS (KHz) de la Tabla 3.10
- Modulación = Varía de acuerdo a los valores de la columna Modulación de la Tabla 3.10
- Perfil de modelo de propagación = CDL-C

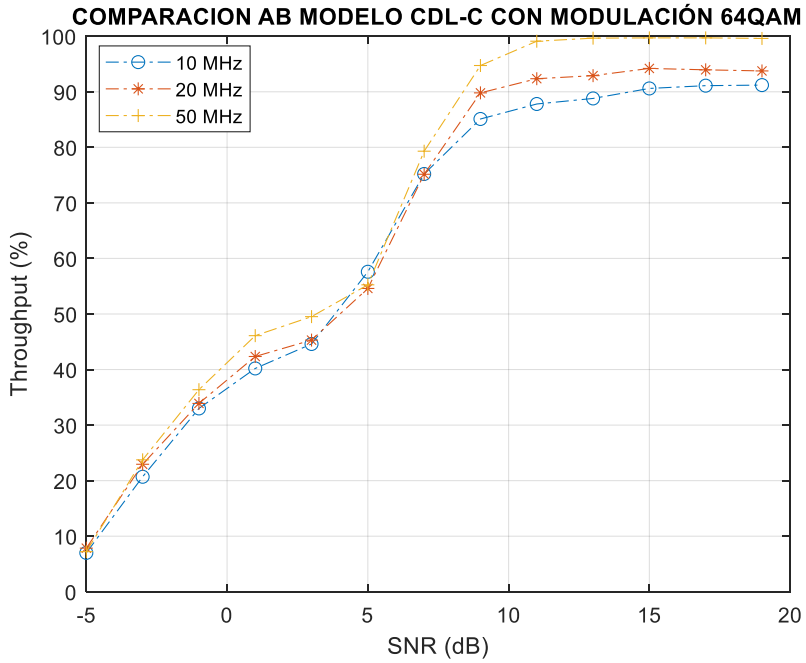
Tabla 3.10: Parámetros configurados para la simulación del modelo CDL-C.

	Gráfica	Modelo de canal	Modulación	AB	SCS (KHz)	NRB
Figura 3.6	(a)	CDL-C	QPSK	10 MHz	15	52
				20 MHz	30	51
				50 MHz	60	65
	(b)	CDL-C	64QAM	10 MHz	15	52
				20 MHz	30	51
				50 MHz	60	65

La Figura 3.6 presenta las curvas de rendimiento del modelo de propagación CDL-C variando el esquema de modulación y el ancho de banda. En (a) se muestra el perfil CDL-C con modulación QPSK, en (b) se muestra el perfil CDL-C con modulación 64QAM. La simulación consiste en la variación del ancho de banda y el resultado se presenta en términos de *Throughput* (%) vs SNR (dB). Se observa que el perfil CDL-C con modulación 64QAM presenta mejor rendimiento mientras que el modelo TDL-C con modulación QPSK tiene el peor rendimiento.



(a)



(b)

Figura 3.6 Rendimiento del modelo de propagación CDL-C con modulación QPSK y 64QAM y distintos anchos de banda (**(a)** CDL-C QPSK, **(b)** CDL-C 64QAM).

En la Figura 3.6 se muestra una vez más que la modulación QPSK requiere un menor valor de SNR para alcanzar su rendimiento máximo. Si se comparan las Figuras 3.5 con las Figuras 3.6 se puede determinar que el modelo de propagación CDL-C presenta mejores rendimientos para ambas modulaciones y sus distintos anchos de banda ya que todas sobrepasan el 80%. La Figura 3.6 también muestra que el ancho de banda que brinda un mejor rendimiento es el de 50 MHz en ambas modulaciones. Sin embargo, para la modulación QPSK, Figura 3.6 (a), el segundo mejor ancho de banda es el de 10 MHz mientras para la modulación 64QAM, Figura 3.6 (b), es el de 20 MHz. En la Figura 3.6 (b), modulación 64QAM, se observa que todos los anchos de banda presentan un rendimiento similar para valores SNR menores a 10 dB, a partir del cual se empieza a ver diferencia en el rendimiento de la transmisión. En la Tabla 3.11 se observa el valor máximo de rendimiento para cada simulación de la Figura 3.6. Los datos confirman que la configuración que presenta un mejor rendimiento en Mbps dentro del rango simulado es el modelo de propagación CDL-C con modulación 64QAM y un ancho de banda de 50 MHz logrando tener un *Throughput* máximo de 94,87 Mbps a 19 dB de SNR.

Tabla 3.11: Valores de rendimiento de acuerdo al ancho de banda configurado.

Modelo de canal	Modulación	AB	SCS (KHz)	NRB	Throughput Max (%)	Throughput Max (Mbps)
CDL-C	QPSK	10 MHz	15	52	96	14,999
		20 MHz	30	51	94,35	28,516
		50 MHz	60	65	99,725	77,641
CDL-C	64QAM	10 MHz	15	52	91,2	42,046
		20 MHz	30	51	94,2	86,859
		50 MHz	60	65	99,7	232,835

Como se explica en la Sección 2.2.1.1. de este trabajo, el ancho de banda depende del número de bloque de recursos (NRB) y del espacio entre subportadoras (SCS). A mayor NRB, manteniendo un mismo SCS, mayor ancho de banda. Es decir, el NRB es directamente proporcional al AB.

Para ver la forma en que estos parámetros influyen en el rendimiento se selecciona el escenario de simulación con la siguiente configuración:

- Espacio entre subportadoras = Varía de acuerdo a los valores de la columna SCS (KHz) de la Tabla 3.10
- Número de bloques de recursos = Varía de acuerdo a los valores de la columna NRB de la Tabla 3.10
- Modulación = '64QAM'
- Perfil de modelo de propagación = 'CDL-C'

En la Tabla 3.12 se muestran los parámetros configurados para la simulación.

Tabla 3.12: Parámetros configurados para la simulación de los modelos TDL-C y CDL-C.

	Modelo de canal	Modulación	AB	SCS (KHz)	NRB
Figura 3.7	CDL-C	64QAM	20 MHz	15	106
			20 MHz	30	51
			20 MHz	60	24

En la Figura 3.7 se presenta el resultado de la simulación con modulación 64QAM, modelo de propagación CDL-C. La simulación consiste en configurar un AB de 20 MHz a partir de distintos valores de SCS y NRB y ver cómo varía el rendimiento.

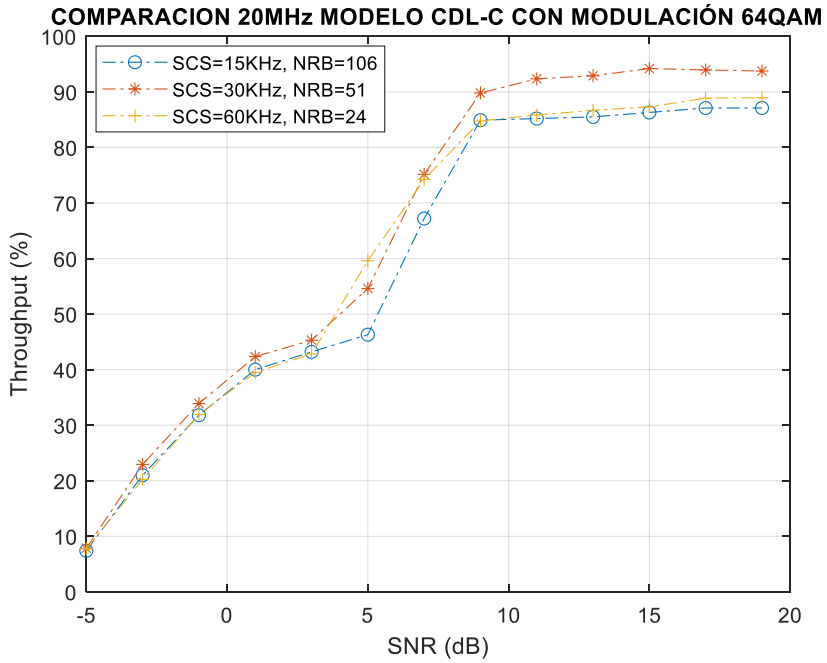


Figura 3.7 Comparación de rendimiento para un mismo ancho de banda variando el SCS y NRB.

En la Figura 3.7 se observa que pese a las tres curvas tener un ancho de banda de 20 MHz el rendimiento es distinto para cada una. La curva con mejor rendimiento es la perteneciente a un SCS de 30 KHz y NRB de 51. Se pensaría que la configuración con NRB de 106 debe dar un mejor rendimiento al tener un mayor número de bloques de recursos, sin embargo, la separación entre subportadoras es de 15 KHz y por ello puede existir interferencia entre las señales recibidas. Si se sigue esa lógica, la configuración con SCS de 60 KHz debe presentar un mejor rendimiento al tener mayor separación entre cada una de sus portadoras, pero, en esta configuración únicamente se tienen 24 bloques de recursos por lo que, como su nombre lo indica, no se tienen recursos suficientes para analizar la señal y decodificar y demodular de forma correcta. De esta forma, la configuración con mejor rendimiento porcentual es la de SCS=30 KHz y NRB=51 ya que logra un equilibrio entre el número de NRB y SCS. La configuración que le sigue es la de SCS=60 KHz y NRB=24 y en último lugar, pero no muy distante, la perteneciente a SCS=15 KHz y NRB=106.

En la Tabla 3.13 se muestra el valor máximo de rendimiento para cada una de las configuraciones simuladas.

Tabla 3.13: Valores de rendimiento para cada NRB y SCS configurados.

Modelo de canal	Modulación	AB	SCS (KHz)	NRB	Throughput Max (%)	Throughput Max (Mbps)
CDL-C	64QAM	20 MHz	15	106	87,1	82,090
		20 MHz	30	51	94,2	86,859
		20 MHz	60	24	88,95	76,511

Analizando los valores de *Throughput* en Mbps se puede determinar que efectivamente la configuración con SCS=30 KHz y NRB=51 tiene un mayor rendimiento. Pero existe una variación en las otras dos configuraciones ya que la segunda con mayor rendimiento es la correspondiente a SCS=15KHz y NRB=106 dejando al último la configuración correspondiente a SCS=60KHz y NRB=24.

De esta forma se determina que si se mantuviese constante el valor de SCS y únicamente se incrementa el NRB el rendimiento aumentaría al tener un mayor ancho de banda y una amplia cantidad de bloques de recursos útiles para el análisis de la señal. Es decir, el rendimiento es directamente proporcional al NRB siempre y cuando el SCS sea constante.

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

4.1. CONCLUSIONES

En el presente trabajo de titulación se implementó un sistema transmisor-receptor 5G de canal compartido de enlace descendente físico (PDSCH) con ayuda del *toolbox* 5G de MATLAB. Se consideran dos modelos de canal, CDL y TDL, propuestos por el 3GPP TR 38.901. El rendimiento del canal fue evaluado en términos de *Throughput* (%) vs *Signal-to-Noise Ratio* (SNR), donde se varía el tipo de modulación, y el ancho de banda. De las simulaciones realizadas se obtuvieron las siguientes conclusiones:

- Los modelos de propagación tradicionales no son adecuados para la tecnología 5G dado que al trabajar en las bandas de frecuencias de 5G su comportamiento no cumple con las mediciones experimentales obtenidas. El modelo de propagación propuesto por el 3GPP TR 38.901 es recomendable para realizar simulaciones a nivel de enlace ya que sus modelos TDL y sobre todo los CDL consideran varios aspectos geométricos durante la transmisión de las señales.

- De forma general se puede concluir que el modelo de canal de propagación CDL presenta mejor rendimiento con respecto al modelo TDL y el esquema de modulación que da un mejor rendimiento para cualquier modelo de canal es 256QAM. Teniendo así la configuración CDL-C con modulación 256QAM y AB de 20 MHz un rendimiento mayor en 56,246 que la configuración TDL-C con modulación 256QAM y un AB de 20 MHz.

- Específicamente para las simulaciones con 20 MHz de ancho de banda, SCS=30 KHz y NRB=51, el modelo CDL-C con modulación 256QAM presenta el mejor rendimiento en una transmisión NLOS superando por 62,773 Mbps al modelo TDL-A con modulación 16QAM que es el que menor rendimiento presenta dentro de las configuraciones con el rendimiento máximo de cada escenario para este ancho de banda. Los valores máximos de cada modelo de canal se presentan en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1: Configuración con el rendimiento máximo de cada escenario NLOS simulado

Modelo de canal	Modulación	Throughput Max (Mbps)
CDL-A	256QAM	109,002
CDL-B	256QAM	88,930
CDL-C	256QAM	112,387
TDL-A	16QAM	49,614
TDL-B	16QAM	56,624

TDL-C	16QAM	56,141

- En cuanto a la transmisión LOS, para los 20 MHz, la configuración que presenta mejor rendimiento es con el modelo de canal CDL-E y modulación 256QAM superando en 74,161 Mbps al modelo de canal TDL-D con modulación 64QAM que es el que menor rendimiento presenta dentro de las configuraciones con el rendimiento máximo de cada escenario para este ancho de banda. Los valores máximos de cada modelo de canal se presentan en la Tabla 4.2.

Tabla 4.2: Configuración con el rendimiento máximo de cada escenario LOS simulado

Modelo de canal	Modulación	Throughput Max (Mbps)
CDL-D	256QAM	113,717
CDL-E	256QAM	119,158
TDL-D	64QAM	44,997
TDL-E	256QAM	78,592

- De las simulaciones para distintos anchos de banda y un mismo esquema de modulación se puede determinar que la configuración CDL-C con esquema de modulación 64QAM y ancho de banda 50 MHz presenta el mejor rendimiento con 232,835 Mbps. Cumpliendo así que el rendimiento es directamente proporcional al ancho de banda ya que el peor rendimiento, con el mismo modelo de canal de propagación y esquema de modulación, se tiene para un ancho de banda de 15 MHz con 42,046 Mbps.

4.2. RECOMENDACIONES

- Para comprender la tecnología 5G y sus modelos de propagación es importante conocer los aspectos básicos de comunicaciones inalámbricas y tener conocimientos de los modelos de propagación clásicos ya que muchos de los propuestos para 5G son generalizaciones de estos modelos.

- Para hacer uso de MATLAB y sus distintos *toolbox* es recomendable contar con una PC (*Personal Computer*) de por lo menos 8 GB de memoria RAM (*Random Access Memory*), procesador Intel o AMD (*Advanced Micro Devices*) con 4 o más núcleos de 2.2 GHz y disco SSD (*Solid State Drive*).

- Para obtener resultados óptimos y significativos en las simulaciones es recomendable usar un número alto de fotogramas de 10 ms. Este valor influye directamente en el tiempo

que se demora la simulación ya que se realizarán más cálculos para cada punto SNR. Es por ello que se debe buscar un equilibrio en este valor para tener resultados óptimos y tiempos no tan largos de simulación en caso de no contar con grandes recursos de cómputo.

- Para acortar el tiempo que se demora la simulación MATLAB cuenta con una función que permite realizar cálculos en paralelo de acuerdo a los recursos del computador/servidor que se use. Esta función es denominada "*parfor*" y reemplaza a la función "*for*" tradicional.
- Es importante contar con comentarios a lo largo del código usado en las simulaciones. Esto ayudará a identificar cada etapa de la transmisión con facilidad y conocer donde se encuentran los parámetros que pueden ser variados sin mayor complejidad.
- Como buena práctica se recomienda guardar los resultados de cada simulación al terminarla para evitar pérdida de datos y poder volver a revisar una gráfica en cualquier momento.
- La determinación de la configuración del canal con mejor rendimiento debe realizarse en base al *Throughput* en Mbps ya que si se lo realiza en base al *Throughput* porcentual se tendrán confusiones dado que una configuración puede tener un valor en Mbps bajo y por eso llega primero a su máximo rendimiento.
- Los resultados obtenidos en el presente trabajo podrán ser usados como punto de partida para futuras investigaciones relacionadas a los modelos de propagación para la tecnología 5G.

5. REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] "Release 15", 3rd Generation Partnership Project, 2020. Consultado: el 21 de diciembre de 2020. [En línea]. Disponible en: https://www.3gpp.org/release-15

[2] "Service requirements for the 5G system", 3rd Generation Partnership Project, 2019. Consultado: el 21 de diciembre de 2020. [En línea]. Disponible en: https://www.3gpp.org/ftp/Specs/latest/Rel-15/22_series/

[3] J. M. Romero-Jerez, F. J. Lopez-Martinez, J. P. Peña-Martin, y A. Abdi, "Stochastic Fading Channel Models with Multiple Dominant Specular Components for 5G and Beyond", *arXiv:1905.03567 [cs, eess, math]*, may 2019, Consultado: el 4 de enero de 2021. [En línea]. Disponible en: http://arxiv.org/abs/1905.03567

[4] "Espectro 5G. Posición de política pública de la GSMA". julio de 2019. [En línea]. Disponible en: https://www.gsma.com/spectrum/wp-content/uploads/2019/10/5G-Spectrum-Positions-SPA.pdf

[5] Y. Niu, Y. Li, D. Jin, L. Su, y A. V. Vasilakos, "A survey of millimeter wave communications (mmWave) for 5G: opportunities and challenges", *Wireless Networks*, vol. 21, núm. 8, pp. 2657–2676, nov. 2015, doi: 10.1007/s11276-015-0942-z.

[6] V. Vilchez, "Implementación de los modelos de propagación de gran escala entre 0.5 GHz y 100 GHz de acuerdo a las especificaciones del 3GPP para aplicaciones móviles 5G", Tesis para optar el grado de Magister en Ingeniería de las Telecomunicaciones, Pontificia Universidad Católica del Perú, Lima, 2018. Consultado: el 21 de octubre de 2020. [En línea]. Disponible en: http://tesis.pucp.edu.pe/repositorio/handle/20.500.12404/11864

[7] J. M. Huidrobo Moya, *Comunicaciones Móviles. Sistemas GSM, UMTS y LTE*, Primera. México: Grupo Editorial RA-MA.

[8] J. M. Hernando Rábanos, L. M. Tomás, y J. M. Riera Salís, *Comunicaciones móviles*, Tercera. Madrid, España: Editorial Universitaria Ramon Areces, 2015.

[9] W. Tomasi, *Sistemas de comunicaciones electrónicas*, Cuarta. Pearson Educación, 2003.

[10] M. Paredes, "Ondas de Radio", presentado en Comunicaciones Inalámbricas, Quito, Ecuador.

[11] “Espectro electromagnético – EsOpo”, *Espectro electromagnético*. https://iie.fing.edu.uy/proyectos/esopo/eem/ (consultado el 19 de marzo de 2021).

[12] J. E. Vaca Proaño y R. X. Llugsi Cañar, “Análisis y simulación de la propagación de ondas milimétricas en un ambiente indoor”, Proyecto previo a la obtención del título de Ingeniero en Electrónica y Telecomunicaciones, EPN, Quito, 2017. [En línea]. Disponible en: http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/17422

[13] E. Serna M., *Desarrollo e innovacion en Ingenieria 5*, Quinta. Medellin, Antioquia, 2020. doi: 10.5281/zenodo.4031208.

[14] V. Garg, *Wireless Communications & Networking*. Elsevier, 2010.

[15] Y. B. Logro Lema, G. A. Mayanquer Méndez, y M. C. Paredes Paredes, “Simulación y análisis de los modelos de propagación para un canal implementado bajo el estándar IEEE 802.11p”, Trabajo de titulación previo a la obtención del título de Ingeniera en Electrónica y Telecomunicaciones, EPN, Quito, 2020. [En línea]. Disponible en: http://bibdigital.epn.edu.ec/handle/15000/20711

[16] M. Paredes, “Desvanecimiento”, presentado en Comunicaciones Inalámbricas, Quito, Ecuador.

[17] Y. Cho, J. Kim, W. Yang, y C. Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB / Wiley*, Quinta. Asia: Jhon Wiley & Sons, 2010.

[18] S. Rappaport Theodore, *Wireless Communications: Principles And Practice.*, Second. United States of America: Pearson Education, 2010.

[19] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Primera. Cambridge: Cambridge University Press, 2005. doi: 10.1017/CBO9780511841224.

[20] Y. OKUMURA, “Field strength and its variability in VHF and UHF land-mobile radio service”, *Rev. Electr. Commun. Lab.*, vol. 16, pp. 825–873, 1968.

[21] M. Hata, “Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 29, núm. 3, pp. 317–325, ago. 1980, doi: 10.1109/T-VT.1980.23859.

[22] “NR; Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP TR 38.104 version 15.0.0 Release 15)”, 3rd Generation Partnership Project, ene. 2018. [En línea]. Disponible en: www.3gpp.org/DynaReport/38104.htm

[23] D. Barreno, D. Carrión, y I. Tenecora, “Evolución de la tecnología móvil. Camino a 5G”, *Revista Contribuciones a las Ciencias Sociales*, dic. 2016, Consultado: el 12 de abril de 2021. [En línea]. Disponible en: http://www.eumed.net/rev/cccss/2016/04/5G.html

[24] A. Gohil, H. Modi, y S. K. Patel, “5G technology of mobile communication: A survey”, en *2013 International Conference on Intelligent Systems and Signal Processing (ISSP)*, mar. 2013, pp. 288–292. doi: 10.1109/ISSP.2013.6526920.

[25] Y. J. Chun, “A Generalized Fading Model with Multiple Specular Components”, *arXiv:1810.05258 [cs, math]*, oct. 2018, Consultado: el 12 de abril de 2021. [En línea]. Disponible en: http://arxiv.org/abs/1810.05258

[26] J. M. Romero-Jerez, F. J. Lopez-Martinez, J. F. Paris, y A. Goldsmith, “The Fluctuating Two-Ray Fading Model for mmWave Communications”, en *2016 IEEE Globecom Workshops (GC Wkshps)*, dic. 2016, pp. 1–6. doi: 10.1109/GLOCOMW.2016.7849062.

[27] G. D. Durgin, T. S. Rappaport, y D. A. de Wolf, “New analytical models and probability density functions for fading in wireless communications”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 50, núm. 6, pp. 1005–1015, jun. 2002, doi: 10.1109/TCOMM.2002.1010620.

[28] M. Samimi, G. Maccartney, S. Sun, y T. S. Rappaport, “28 GHz Millimeter-Wave Ultrawideband Small-Scale Fading Models in Wireless Channels”, may 2016, pp. 1–6. doi: 10.1109/VTCSpring.2016.7503970.

[29] J. Garcia, “Función Generatriz de Momentos”, *UNIVERSIDAD PEDAGÓGICA Y TECNOLÓGICA DE COLOMBIA - Curso Básico de Estadística*. https://virtual.uptc.edu.co/ova/estadistica/docs/2/40.htm (consultado el 3 de julio de 2022).

[30] J. M. Romero-Jerez, F. J. Lopez-Martinez, J. F. Paris, y A. J. Goldsmith, “The Fluctuating Two-Ray Fading Model: Statistical Characterization and Performance Analysis”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, núm. 7, pp. 4420–4432, jul. 2017, doi: 10.1109/TWC.2017.2698445.

[31] J. F. Paris, “Statistical Characterization of k-u Shadowed Fading”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, núm. 2, pp. 518–526, feb. 2014, doi: 10.1109/TVT.2013.2281213.

[32] P. Ramirez-Espinosa, J. M. Moualeu, D. B. da Costa, y F. J. Lopez-Martinez, “The alpha-k-μ Shadowed Fading Distribution: Statistical Characterization and Applications”, en *2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, dic. 2019, pp. 1–6. doi: 10.1109/GLOBECOM38437.2019.9013399.

[33] 3rd Generation Partnership Project, “Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz (3GPP TR 38.901 version 14.3.0 Release 14)”, dic. 2017. Consultado: el 15 de junio de 2021. [En línea]. Disponible en: www.3gpp.org/DynaReport/38901.htm

[34] G. Barb y M. Otesteanu, “On the Influence of Delay Spread in TDL and CDL Channel Models for Downlink 5G MIMO Systems”, en *2019 IEEE 10th Annual Ubiquitous Computing, Electronics Mobile Communication Conference (UEMCON)*, oct. 2019, pp. 0958–0962. doi: 10.1109/UEMCON47517.2019.8992982.

[35] J. M. Hernando, J. M. Vázquez, y C. Lluch, “Modulación y multiacceso 5GNR: Visión actual del estándar de capa física”, *Bit*, núm. 211, pp. 61–63, 2019.

[36] “NR PDSCH Throughput - MATLAB & Simulink - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ug/nr-pdsch-throughput.html (consultado el 5 de diciembre de 2021).

[37] “5G Toolbox”. https://la.mathworks.com/products/5g.html (consultado el 10 de agosto de 2021).

[38] “MATLAB nrOFDMInfo - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ref/nrofdminfo.html?searchHighlight=nrOFDMInfo&s_tid=srchtitle_nrOFDMInfo_1 (consultado el 11 de diciembre de 2021).

[39] “Extract resource elements from resource array - MATLAB nrExtractResources - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ref/nrextractresources.html?searchHighlight=nrExtractResources&s_tid=srchtitle_nrExtractResources_1 (consultado el 11 de diciembre de 2021).

[40] “Minimum mean-squared error (MMSE) equalization - MATLAB nrEqualizeMMSE - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ref/nrequalizemmse.html?searchHighlight=nrEqualizeMMSE&s_tid=srchtitle_nrEqualizeMMSE_1 (consultado el 11 de diciembre de 2021).

[41] “Get transport block size - MATLAB nrTBS - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ref/nrtbs.html?searchHighlight=nrTBS&s_tid=srchtitle_nrTBS_1 (consultado el 11 de diciembre de 2021).

[42] “Generate empty carrier slot resource grid - MATLAB nrResourceGrid - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ref/nrresourcegrid.html?searchHighlight=nrResourceGrid&s_tid=srchtitle_nrResourceGrid_1 (consultado el 11 de diciembre de 2021).

[43] “Generate OFDM modulated waveform - MATLAB nrOFDMModulate - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ref/nrofdmmodulate.html?searchHighlight=nrOFDMModulate&s_tid=srchtitle_nrOFDMModulate_1 (consultado el 11 de diciembre de 2021).

[44] “Demodulate OFDM waveform - MATLAB nrOFDMDemodulate - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ref/nrofdmdemodulate.html?searchHighlight=nrOFDMDemodulate&s_tid=srchtitle_nrOFDMDemodulate_1 (consultado el 12 de diciembre de 2021).

[45] “Get path filter impulse response for link-level MIMO fading channel - MATLAB getPathFilters - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ref/nrcdlchannel.getpathfilters.html?searchHighlight=getPathFilters&s_tid=srchtitle_getPathFilters_1 (consultado el 12 de diciembre de 2021).

[46] “Perfect timing estimation - MATLAB nrPerfectTimingEstimate - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ref/nrperfecttimingestimate.html?searchHighlight=nrPerfectTimingEstimate&s_tid=srchtitle_nrPerfectTimingEstimate_1 (consultado el 12 de diciembre de 2021).

[47] “Practical timing estimation - MATLAB nrTimingEstimate - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ref/nrtimingestimate.html?searchHighlight=nrTimingEstimate&s_tid=srchtitle_nrTimingEstimate_1 (consultado el 12 de diciembre de 2021).

[48] “Perfect channel estimation - MATLAB nrPerfectChannelEstimate - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ref/nrperfectchannelestimate.html?searchHighlight=nrPerfectChannelEstimate&s_tid=srchtitle_nrPerfectChannelEstimate_1 (consultado el 12 de diciembre de 2021).

[49] “Practical channel estimation - MATLAB nrChannelEstimate - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ref/nrchannelestimate.html?searchHighlight=nrChannelEstimate&s_tid=srchtitle_nrChannelEstimate_1 (consultado el 12 de diciembre de 2021).

[50] “Load transport block into UL-SCH or DL-SCH encoder - MATLAB setTransportBlock - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ref/nrulsch.settransportblock.html?searchHighlight=setTransportBlock&s_tid=srchtitle_setTransportBlock_1 (consultado el 12 de diciembre de 2021).

[51] “Layer demapping onto scrambled and modulated codewords - MATLAB nrLayerDemap - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ref/nrlayerdemap.html?searchHighlight=nrLayerDemap&s_tid=srchtitle_nrLayerDemap_1 (consultado el 12 de diciembre de 2021).

[52] “Generate PDSCH modulation symbols - MATLAB nrPDSCH - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ref/nrpdsch.html?searchHighlight=nrPDSCH&s_tid=srchtitle_nrPDSCH_1 (consultado el 12 de diciembre de 2021).

[53] “Decode PDSCH modulation symbols - MATLAB nrPDSCHDecode - MathWorks América Latina”. https://la.mathworks.com/help/5g/ref/nrpdschdecode.html?searchHighlight=nrPDSCHDecode&s_tid=srchtitle_nrPDSCHDecode_1 (consultado el 12 de diciembre de 2021).

ANEXOS

ANEXO A. *Toolbox* 5G de MATLAB

ANEXO B. Código implementado

ANEXO A

El *toolbox* 5G de MATLAB es, como su traducción al español lo indica, un conjunto de herramientas dotado de funciones basadas en estándares y con ejemplos guías para modelar, simular a nivel de enlace, verificar y probar sistemas de comunicaciones 5G y elaborar formas de onda de prueba [37]. Estas funciones pueden ser modificadas o personalizadas para usarlas como modelos de referencia en la implementación de dispositivos y sistemas 5G.

El *toolbox* cuenta con funciones y ejemplos útiles para la caracterización de las especificaciones en banda base de enlaces ascendentes y descendentes, simulación de los efectos en los diseños de radio frecuencia y las fuentes que producen interferencia en el rendimiento del sistema [37].

Para realizar las pruebas y verificación de los diseños, prototipos e implementaciones de 5G acorde a las especificaciones del 3GPP se usa el generador de formas de onda incluido en el *toolbox* [37]. Además de las ondas generadas se puede personalizar bancos de prueba mediante *scripts* o por la GUI denominada *Wireless Waveform Generator*.

En lo que concierne a simulaciones a nivel de enlace, el *toolbox* permite realizar operaciones de transmisor, modelado de canales y receptor, analizar el rendimiento de un enlace calculando la tasa de error de bloques (BLER) y otras métricas de rendimiento.

1. FUNCIONES DEL *TOOLBOX* 5G DE MATLAB USADAS

En esta sección se describen las funciones del *tootlbox* 5G que fueron usadas a lo largo de la implementación del código para construir el sistema transmisor-receptor 5G.

1.1. nrOFDMInfo

Se usa para obtener información sobre la forma de onda de banda base luego de ser afectada por la modulación OFDM [38].

```
waveformInfo = nrOFDMInfo (simParameters.Carrier);
```

El parámetro de entrada es:

- simParameters.Carrier: objeto que contiene información de la configuración de la portadora para una determinada numerología OFDM.

El valor de salida es:

- waveformInfo: es una estructura con información importante sobre la onda en banda base, entre ellas, y la que más se usará, es la frecuencia de muestreo.

1.2. nrExtractResources

La función permite extraer elementos de recursos de múltiples matrices de recursos usando los índices de elementos de recursos [39].

De forma general la sintaxis de la función es:

```
[re1,...,reN,reind1,...,reindN] = nrExtractResources(ind,grid1,grid2,....,gridN)
```

Los argumentos de entrada de la función son:

- ind: es una matriz que aloja los índices de los elementos de recursos.
- grid: se trata de la matriz de recursos desde la cual se extraerán los elementos de recursos.

A la salida de la función se tiene:

- re: son los elementos de recursos que se extrajeron de las distintas matrices de recursos.
- reind: son los índices de los elementos de recursos extraídos de cada grid. La variable tendrá el mismo tamaño que la matriz de elementos de recurso que fueron extraídos (re).

Dentro del código está función es usada en tres ocasiones. Cada ocasión se describe a continuación:

```
[pdschRx, pdschHest, ~, pdschHestIndices] = nrExtractResources (pdschIndices,
rxGrid, estChannelGrid);
```

Obtiene los elementos de recursos PDSCH de las matrices de recursos rxGrid y estChannelGrid para una estimación de canal perfecta.

```
[pdschRx,pdschHest] = nrExtractResources(pdschIndices,rxGrid,estChannelGrid);
```

Obtiene los elementos de recursos PDSCH de las matrices de recursos rxGrid y estChannelGrid para una estimación de canal práctica.

```
[ptrsRx,ptrsHest,~,~,ptrsHestIndices,ptrsLayerIndices] =
nrExtractResources(ptrsIndices,rxGrid,estChannelGrid,tempGrid);
```

Extrae los símbolos PT-RS de las matrices de recursos rxGrid, estChannelGrid y tempGrid.

1.3. nrEqualizeMMSE

La función proporciona una ecualización del error cuadrático medio mínimo (MMSE) [40].

De forma general la sintaxis de la función es:

```
[eqSym,csi] = nrEqualizeMMSE(rxSym,hest,nVar)
```

Los elementos que se le pasan como entrada son:

- rxSym: elementos extraídos de un canal físico, en nuestro caso se los consigue gracias a la función nrExtractResources.
- hest: información estimada del canal físico, de igual forma se la consigue con la función nrExtractResources.
- nVar: se trata de la varianza estimada del ruido.

A la salida de la función se tienen las variables:

- eqSym: almacena los símbolos ecualizados.
- csi: información del canal suave.

Dentro del código implementado se usa esta función en dos momentos, estos se describen a continuación.

```
[pdschEq,csi] = nrEqualizeMMSE(pdschRx,pdschHest,noiseEst);
```

Con esta línea se logra ecualizar los elementos extraídos del canal de transmisión almacenados en pdschRx con la ayuda de la información del canal, pdschHest, y una varianza de ruido, noiseEst.

```
ptrsEq = nrEqualizeMMSE (ptrsRx, ptrsHest, noiseEst);
```

Se ecualizan los símbolos PT-RS alojados en ptrsRx, con ayuda de la información del canal, ptrsHest, y una varianza de ruido. Estos símbolos se los almacena en la variable ptrsEq. A diferencia de la línea anterior no es necesario almacenar la información del estado del canal ya que es un canal temporal.

1.4. nrTBS

La función se encarga de obtener el tamaño del bloque de transporte (TBS, *Transport Block Size*) [41].

```
trBlkSizes = nrTBS (pdsch.Modulation, pdsch.NumLayers, numel (pdsch.PRBSet),
pdschIndicesInfo.NREPerPRB, pdschextra.TargetCodeRate, pdschextra.XOverhead);
```

Específicamente, dentro del código, la función se encarga de extraer el TBS que se asocia a una palabra código en una transmisión por el canal PDSCH.

Como argumentos de entrada se tiene:

- pdsch.Modulation: esquema de modulación seleccionado para las palabras código.
- pdsch.NumLayers: número de capas de transmisión PDSCH.
- numel(pdsch.PRBSet): valor asignado de recurso tiempo-frecuencia. Se trata de un valor entero positivo.
- pdschIndicesInfo.NREPerPRB: número de elementos de recursos que son asignados con el fin de transmitir los datos en el canal PDSCH durante un intervalo. Debe ser un valor entero positivo.
- pdsch.extra.TargetCodeRate: se trata de la tasa de código objetivo propia de cada palabra código.
- pdschextra.XOverhead: valor de sobrecarga de coincidencia de velocidad de PDSCH para el TBS. Su valor es 0, cuando PT-RS está deshabilitado, o 6, cuando PT-RS está habilitado.

A la salida se obtiene la variable:

- trBlkSizes: es el tamaño del *transport block* que se asocia a cada una de las palabras código de la transmisión por el canal PDSCH.

1.5. nrResourceGrid

Se encarga de la generación de un arreglo de recursos de ranuras de portadora vacía para un número específico de antenas o capas de transmisión [42].

La sintaxis general de la función es:

```
grid = nrResourceGrid(carrier,p)
```

Los elementos de entrada son:

- carrier: almacena los parámetros de configuración de la portadora para una numerología OFDM específica.
- p: número de antenas de transmisión.

Como resultado de la función se obtiene la variable:

- grid: es un arreglo de recursos de ranura de portadora vacía.

Dentro del código implementado la función es invocada en dos ocasiones. Estas ocasiones se detallan a continuación.

```
pdschGrid = nrResourceGrid(carrier,simLocal.NTxAnts);
```

Se crea un *grid* de acuerdo al número de antenas de transmisión, simLocal.NTxAnts. Esta variable será útil para almacenar los símbolos PDSCH.

```
tempGrid = nrResourceGrid(carrier,pdsch.NumLayers);
```

Origina un *grid* temporal en la cual se almacenarán los símbolos ecualizados. Sus parámetros de entrada son carrier y pdsch.NumLayers, que se refiere al número de capas de transmisión del canal PDSCH.

1.6. nrOFDMModulate

Función encargada de realizar el proceso de modulación OFDM [43].

```
txWaveform = nrOFDMModulate (carrier, pdschGrid);
```

Como parámetros de entrada se ingresan las variables:

- carrier.
- pdschGrid: arreglo con los símbolos PDSCH que van a ser modulados.

El resultado se almacena en la variable:

- txWaveform: se trata de una forma de onda en el dominio del tiempo modulada en OFDM.

1.7. nrOFDMDemodulate

Realiza la función contraria a nrOFDMModulate, es decir, se encarga de realizar la demodulación de la forma de onda OFDM [44].

La sintaxis general de la función es:

```
grid = nrOFDMDemodulate(carrier,waveform)
```

Sus argumentos de entrada son:

- carrier.
- waveform: forma de onda modulada por OFDM.

A la salida se obtiene la variable:

- grid: matriz de recurso demodulados.

En el código cumple los siguientes dos objetivos:

```
rxGrid = nrOFDMDemodulate(carrier,rxWaveform);
```

Se encarga de realizar la demodulación de los datos recibidos para generar nuevamente la matriz de recursos. Sus argumentos de entrada son la portadora carrier y rxWaveform. Esta última es la forma de onda recibida luego de pasar los datos por el medio de propagación modelado por CDL o TDL.

```
noiseGrid = nrOFDMDemodulate(carrier,noise(1+offset:end ,:));
```

Se obtiene una matriz de recursos útil para realizar una estimación de ruido perfecta a partir de la realización de ruido. Se la usa únicamente cuando se habilita la estimación de canal perfecta.

1.8. getPathFilters

Función encargada de la obtención de la respuesta de impulso de un filtro de una ruta para un canal de desvanecimiento MIMO a nivel de la capa de enlace [45].

```
pathFilters = getPathFilters(channel);
```

Esta función se usa cuando se ha establecido una estimación de canal perfecta.

Su argumento de entrada es la variable:

- channel: objeto en el cual se establece el canal de desvanecimiento seleccionado (CDL o TDL).

Como salida se obtendrá la variable:

- pathFilters: contiene la respuesta impulso del filtro de trayectoria.

1.9. nrPerfectTimingEstimate

Función usada para obtener una sincronización de tiempo perfecta, es decir será llamada cuando se habilite la estimación de canal perfecta [46].

```
[offset, mag] = nrPerfectTimingEstimate (pathGains, pathFilters);
```

La función hace uso de dos variables de entrada:

- pathGains: contiene las ganancias de la ruta del canal durante el proceso de desvanecimiento.
- pathFilters. contiene las respuestas al impulso del filtro de la trayectoria.

Como resultado también se obtienen dos variables:

- offset: se almacena un escalar que representa el desplazamiento de tiempo de todas las muestras.
- mag: se guarda la magnitud de la respuesta impulso para cada una de las antenas en recepción.

1.10. nrTimingEstimate

La función es usada para lograr una estimación práctica del tiempo [47]. A diferencia de la función anterior, se la usa cuando se selecciona una estimación de canal práctica.

```
[t,mag] = nrTimingEstimate(carrier,rxWaveform,dmrsIndices,dmrsSymbols);
```

Los argumentos de entrada son:

- carrier,
- rxWaveform: contiene la forma de onda recibida,
- dmrsIndices: indica los índices de los símbolos de referencia,
- dmrsSymbols: son los símbolos de referencia.

A la salida de la función se devuelven dos variables:

- t: se trata del desplazamiento en tiempo que se estima existe en las muestras expresado en un número entero positivo.
- mag: es el valor estimado de la magnitud de la respuesta impulso de cada una de las antenas receptoras en la forma de onda recibida.

1.11. nrPerfectChannelEstimate

Función encargada de realizar la estimación perfecta del canal de trasmisión, es decir, solo será usada cuando esta opción se habilite [48].

```
estChannelGrid =
nrPerfectChannelEstimate(carrier,pathGains,pathFilters,offset,sampleTimes);
```

La función usa como argumentos de entrada las variables:

- carrier.
- pathGains.
- pathFilters.
- offset: desplazamiento de tiempo encargado de indicar el punto de inicio de la demodulación OFDM dentro de la onda reconstruida, es la variable resultante de la función nrPerfectTimingEstimate.
- sampleTimes: encargada de especificar los tiempos en que fueron muestreadas las distintas instantáneas del canal.

Como salida se obtendrá una única variable:

- estChannelGrid: que tiene la información necesaria sobre el canal estimado.

1.12. nrChannelEstimate

Esta función sirve para realizar una estimación práctica de canales [49]. Por tal motivo solo se la usará cuando la estimación perfecta de canal se encuentre deshabilitada.

Dentro de la simulación se hará uso de esta función en dos ocasiones distintas mismas que se detallan a continuación.

La primera aparición de la función es en:

```
[estChannelGrid,noiseEst] =
nrChannelEstimate(carrier,rxGrid,dmrsIndices,dmrsSymbols,'CDMLengths',pdsch.DMRS.CD
MLengths);
```

Se encarga de realizar la estimación práctica del canal con el arreglo recibido y cada capa de transmisión. Para ello hace uso del PDSCH DM-RS en cada capa. En esta estimación se incluye el efecto causado por la precodificación del transmisor.

Los parámetros de entrada son:

- carrier,
- rxGrid,
- dmrsIndices,
- 'CDMLengths', pdsch.DMRS.CDMLengths: se trata de la disposición de multiplexación en el dominio de código (CDM, *Code Domain Multiplexing*) de una señal de referencia, en este caso la señal DM-RS.

Luego de hacer uso de esta función se obtienen dos variables:

- estChannelGrid: es propiamente la estimación práctica del canal, almacenada como una matriz compleja,
- noiseEst: contiene la estimación de la varianza del ruido. Se almacena como un escalar positivo.

La segunda ocasión en que se llama a la función es:

```
cpe = nrChannelEstimate(tempGrid,ptrsIndices,ptrsSymbols);
```

Hace una estimación práctica del canal residual en las ubicaciones PT-RS (*Phase-Tracking Reference Signals*) de tempGrid.

Sus valores de entrada son:

- tempGrid: es un arreglo que almacena temporalmente los símbolos ecualizados,
- ptrsIndices: indica los índices de los símbolos PT-RS,
- ptrsSymbols: símbolos PT-RS.

Como resultado únicamente se tiene una variable:

- cpe: es el error de fase común (CPE, *Common Phase Error*).

1.13. setTransportBlock

Es una función que no tiene una variable de salida [50]. Se encarga de carga el bloque de transporte (TB, *Transport Block*) dentro del codificador DL-SCH.

```
setTransportBlock(encodeDLSCH,trBlk,cwIdx-1,harqEntity.HARQProcessID);
```

Se la usa dentro del procesamiento HARQ cuando existen nuevos datos para un proceso actual y una palabra código específica.

Los argumentos de entrada son las variables:

- encodeDLSCH: es el codificador DLSCH (*Down Link Shared Channel*).
- trBlk: *transport block* actual.
- cwIdx-1: identificador del bloque de transporte.
- HARQProcessID: número del proceso HARQ actual.

1.14. nrLayerDemap

Está función se encarga de realizar un demapeo de los símbolos que contiene la capa especificada como entrada [51]. Entrega palabras de código codificadas y moduladas.

```
csi = nrLayerDemap (csi);
```

El argumento de entrada es:

- csi: contiene los símbolos de modulación en capas.

La respuesta se almacena en la misma variable csi, es decir a media que se procesa se actualiza la variable de entrada.

1.15. nrPDSCH

Función usada para realizar la modulación PDSCH a través de *scrambling*, modulación y mapeo de las distintas capas [52].

```
pdschSymbols = nrPDSCH(carrier,pdsch,codedTrBlocks);
```

Las variables de entrada son:

- 108arrier
- pdsch: parámetros de configuración de PDSCH.
- codedTrBlocks: bloques de transporte de palabras código DL-SCH.

A la salida se tiene la variable:

- pdschSymbols: contienen los símbolos resultantes de la modulación PDSCH.

1.16. nrPDSCHDecode

La función se encarga de realizar el proceso inverso a la nrPDSCH, es decir decodifica los símbolos modulados con PDSCH [53].

```
[dlschLLRs,rxSymbols] = nrPDSCHDecode(carrier,pdsch,pdschEq,noiseEst);
```

Los parámetros de entrada son:

- 108arrier.
- pdsch.
- pdschEq: símbolos PDSCH ecualizados y modulados recibidos.
- noiseEst: varianza del ruido.

A la salida se tienen dos variables:

- dlschLLRs: bits suaves de razón de probabilidad de registro aproximado.
- rxSymbols: constelación de símbolos para cada *codeworks*.

ANEXO B

En este anexo se adjunta en un CD el script del código usado para la simulación y las funciones necesarias para que el script funcione correctamente.

ORDEN DE EMPASTADO