



# ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA Y SISTEMAS DE TELECOMUNICACIÓN

## PROYECTO FIN DE GRADO

**TÍTULO:** Diseño de un sistema basado en radio definida por software para realizar medidas de canal radio

**AUTOR:** Mario Mateo Hernández

**TITULACIÓN:** Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicación

**TUTOR:** Juan Moreno García-Loygorri

**DEPARTAMENTO:** Ingeniería Audiovisual y Comunicaciones

VºBº

**Miembros del Tribunal Calificador:**

**PRESIDENTE:** Lourdes López Santidrián

**TUTOR:** Juan Moreno García-Loygorri

**SECRETARIO:** Antonio Pérez Yuste

**Fecha de lectura:** 26 de Octubre de 2020

**Calificación:**

El Secretario,

## **Agradecimientos**

Estoy muy agradecido al profesor Juan Moreno por haberme dado su dirección, ayuda y confianza para finalizar este proyecto.

Quiero dar las gracias a mis padres, a mi hermana, a mis abuelos y a mi abuela por todo el apoyo que me han dado, por su cariño y por haber creído siempre en mí. Sin ellos no lo hubiese conseguido.

Y muchas gracias también a la gente que ha estado a mi lado y me ha ayudado a llegar hasta aquí.

## Resumen

El objetivo general de este proyecto es la realización de medidas que permitan caracterizar el canal de radio en banda estrecha y realizar una simulación de medidas de banda ancha mediante una aplicación que permita observar de qué manera afecta el canal de transmisión. A lo largo de la memoria se detallan aspectos teóricos que permiten realizar un modelado con unas determinadas características.

Para cumplir dicho objetivo y para conocer cuáles son los efectos que ha sufrido la señal transmitida se iban a realizar medidas, tanto en banda estrecha como en banda ancha, usando radios definidas por software. Debido a la situación de pandemia se han cambiado las medidas de banda ancha por simulaciones de medidas de banda ancha, por lo que se han realizado dos aplicaciones. Una de ellas muestra los diferentes efectos que pueden existir en un canal (Path Loss, modelo de rayos, pérdidas por difracción o incluso tipos de modulaciones usadas) y otra que muestra cómo afectan las distintas características del canal y sus efectos en la recepción de información.

Por una parte, se ha realizado un sistema definido por un transmisor y un receptor que, a través de la generación de un tono y el procesado de las medidas recibidas, permite la caracterización de las pérdidas del canal dependiendo de la distancia y la variación de la potencia con respecto a la media. Además, se ha hecho uso de Simulink para diseñar el sistema que permite ejecutar el programa para caracterizar el canal.

A su vez, se han desarrollado las aplicaciones que simulan las medidas en banda ancha permitiendo caracterizar los efectos del canal y que esos efectos sean visualizados en la recepción de un video. Estas aplicaciones tienen una interfaz gráfica que permite una fácil utilización de estas.

El sistema tiene limitaciones debido a las capacidades de las radios, tanto en su frecuencia de trabajo, ancho de banda instantáneo y convertidores analógico-digital, como en las interferencias a las que se ven sometidas. Sin embargo, es importante tener constancia de estudios que realizan medidas de canal de radio, ya que, en el contexto actual, conocer los mecanismos de propagación de las señales nos permiten modelar los canales matemáticamente para poder clasificarlos y predecir su comportamiento.

## Abstract

The aim of this project is to carry out measurements to characterise the narrowband radio channel and to carry out a simulation of broadband measurements by implementing an application to observe how the channel affects transmission. Throughout the memory, detailed theoretical aspects that allow the channel to be modelled with certain characteristics.

In order to achieve this objective and find out which are the effects that the transmitted signal has suffered, we wanted to make measurements, both in narrow and wide band, using software defined radios. Due to the pandemic situation, the broadband measurements have been replaced by simulations of broadband measurements, this is the reason why two applications have been carried out. One of them shows the different effects that may exist in a channel (path loss, ray models, diffraction losses or even types of modulations used) and the other one shows how the different characteristics of the channel affect the reception of information.

In the same way, a system defined by a transmitter and a receiver has been created which, through the generation of a tone and the processing of the received measurements, allows the characterisation of the channel losses depending on the distance and the variation of the power in relation to the average. Moreover, Simulink has been used to design the system that allows to execute the software to characterise the channel.

Equally, we have developed applications that simulate broadband measurements, allowing several channel effects to be characterised and to be visualised in the reception of a video. These applications have a graphic interface which enables an easy use of them.

Due to the capabilities of the radios, the system has limitations, both in their working frequency, instantaneous bandwidth and analog-to-digital converters, and in the interference they are subjected to. However, it is important to be informed of the studies that carry out radio channel measurements because in the current context knowing the mechanisms of signal propagation allows us to mathematically model the channels in order to classify them and predict their behaviour.

# Índice de contenidos

Agradecimientos.....	I
Resumen .....	II
Abstract.....	III
Índice de figuras .....	VI
Índice de tablas .....	IX
Lista de acrónimos.....	IX
1. Introducción, objetivos y estructura de la memoria .....	1
1.1 Introducción .....	1
1.2 Objetivos.....	1
1.3 Estructura de la memoria .....	2
2. Modelado de canal y medidas de canal .....	4
2.1 Concepto de modelo de canal .....	4
2.1.1 Entornos de propagación .....	5
2.1.2 Métodos de predicción.....	6
2.2 Modelo de canal en banda estrecha .....	6
2.2.1 Fading .....	8
2.2.2 Modelos de distribución de canal .....	20
2.3 Modelo de canal en banda ancha .....	23
2.4 Modelo de canal MIMO .....	24
2.4.1 Keyhole.....	25
2.5 Parámetros que caracterizan el canal .....	26
2.5.1 BER.....	26
2.5.2 Relación señal a ruido.....	26
2.5.3 Relación señal a interferencia más ruido .....	26
2.6 OFDM.....	26
2.6.1 Interferencia entre símbolos (ISI) .....	28
2.7 Modulaciones.....	29
2.7.1 Modulaciones de Amplitud y fase .....	29
2.7.2 Modulaciones en frecuencia .....	31
3. Planteamiento del problema .....	32
3.1 Banda estrecha .....	32
3.2 Banda ancha.....	32
	IV

4. Arquitectura detallada de la solución .....	34
4.1 Banda estrecha .....	34
4.1.1 Qué es una SDR.....	35
4.2 Banda ancha.....	41
4.2.1 Aplicación 1 .....	41
4.2.2 Aplicación 2 .....	44
5. Resultados.....	49
5.1 Banda estrecha .....	49
5.2 Banda ancha.....	61
5.2.1 Aplicación que simula efectos del canal.....	61
5.2.2 Aplicación que simula la transmisión y recepción de un video.....	66
6. Conclusiones y líneas futuras de trabajo .....	79
6.1 Conclusiones.....	79
6.2 Líneas futuras de trabajo.....	79
Referencias .....	80
ANEXO .....	83
I) Códigos de programas realizados durante el desarrollado del proyecto .....	83
II) Manual aplicación que simula efectos del canal.....	83
III) Manual aplicación que simula la transmisión y recepción de un video .....	84
IV) Matlab.....	87
Error de en la frecuencia de Offset de la RTL .....	90
Parámetros que caracterizan el sistema de medida .....	90
App Designer .....	91

## Índice de figuras

Figura 1. Estructura de las células [18] .....	6
Figura 2. Diagrama de bloques del modelo de banda estrecha [16].....	7
Figura 3. Esquema tipos de Fading .....	8
Figura 4. Modelo de dos Rayos [4] .....	12
Figura 5. Difracción filo de cuchillo [4].....	15
Figura 6. Ancho de Banda de Coherencia [2] .....	17
Figura 7. Clasificación de canales multitrayecto en el dominio del tiempo.....	18
Figura 8. Clasificación de canales multitrayecto en el dominio de la frecuencia .....	18
Figura 9. Path Loss, Shadowing y Multitrayecto con respecto a la distancia [4].....	20
Figura 10. Función densidad de probabilidad con diferentes valores de k [9].....	21
Figura 11. Funciones de densidad de probabilidad Rayleigh y Rice [20].....	22
Figura 12. Sistema MIMO [26] .....	24
Figura 13. Espectro de potencia de la señal OFDM [25] .....	27
Figura 14. Símbolo OFDM con prefijo cíclico [25].....	28
Figura 15. Modulación 8PSK [26] .....	30
Figura 16. Modulaciones M-QAM [26] .....	31
Figura 17. Diagrama de bloques del sistema de medida para la obtención de la potencia recibida .....	34
Figura 18. Diagrama de bloques Simulink .....	35
Figura 19. Sistema de un transceptor SDR [22] .....	36
Figura 20. Diagrama SDR de primera generación [3].....	37
Figura 21. Diagrama SDR segunda generación [3].....	37
Figura 22. Diagrama SDR de tercera generación [3] .....	38
Figura 23. Diagrama de bloques del dispositivo RTL [3] .....	39
Figura 24. Componentes de una RTL [3].....	39
Figura 25. Esquema ADALM-PLUTO [12].....	40
Figura 26. Vista general de la aplicación .....	41
Figura 27. Panel parámetros generales .....	42
Figura 28. Panel Modelo de Rayos.....	42
Figura 29. Panel Path Loss .....	43
Figura 30. Panel OFDM .....	43

Figura 31. Panel Spectrum .....	43
Figura 32. Panel Modulaciones .....	44
Figura 33. Diagrama de bloques sistema OFDM .....	45
Figura 34. Señal piloto de tipo bloque [33] .....	47
Figura 35. Señal piloto de tipo peine [33] .....	47
Figura 36. Relación entre la potencia recibida en función de la distancia .....	50
Figura 37. Media móvil con diferentes valores de N .....	51
Figura 38. Media móvil con diferentes valores de N .....	51
Figura 39. Relación entre la potencia recibida en función de la distancia con ajuste logarítmico.....	52
Figura 40. Potencia recibida, media móvil y ajuste logarítmico en función de la distancia .....	54
Figura 41. Atenuación en función del PLE y la distancia .....	55
Figura 42. Extrapolación potencia recibida .....	56
Figura 43. Distribución Rician .....	57
Figura 44. Distribución Rayleigh .....	58
Figura 45. Distribución Nakagami .....	58
Figura 46. Distribución Log-normal.....	59
Figura 47. Distribución Weibull.....	59
Figura 48. Conjunto de distribuciones.....	60
Figura 49. Función de distribución acumulativa .....	61
Figura 50. Representación del Modelo de Rayos sin normalizar .....	62
Figura 51. Representación del Modelo de Rayos normalizado .....	62
Figura 52. Pérdidas por difracción en función del parámetro de difracción .....	63
Figura 53. Pérdidas de propagación en función de la distancia.....	63
Figura 54. Espectro de un tono .....	64
Figura 55. Espectro de la modulación OFDM.....	65
Figura 56. Constelación de la modulación 16QAM .....	66
Figura 57. Constelación de la modulación 8PSK .....	66
Figura 58. Vista general de la aplicación .....	67
Figura 59. Imagen video recibido situación 1 .....	68
Figura 60. Constelación recibida situación 1 .....	68
Figura 61. Imagen video recibido situación 2 .....	69



Figura 62. Constelación recibida situación 2 .....	69
Figura 63. Imagen video recibido situación 3 .....	70
Figura 64. Constelación recibida situación 3 .....	70
Figura 65. Imagen video recibido situación 4 .....	71
Figura 66. Constelación recibida situación 4 .....	71
Figura 67. Imagen video recibido situación 5.1 .....	72
Figura 68. Constelación recibida situación 5.1 .....	72
Figura 69. Imagen video recibido situación 5.2 .....	73
Figura 70. Constelación recibida situación 5.2 .....	73
Figura 71. Imagen video recibido situación 6.1 .....	74
Figura 72. Constelación recibida situación 6.1 .....	74
Figura 73. Imagen video recibido situación 6.2 .....	74
Figura 74. Constelación recibida situación 6.2 .....	75
Figura 75. Imagen video recibido situación 7 .....	75
Figura 76. Constelación recibida situación 7 .....	76
Figura 77. Imagen video recibido situación 8.1 .....	76
Figura 78. Constelación recibida situación 8.1 .....	77
Figura 79. Imagen video recibido situación 8.2 .....	77
Figura 80. Constelación recibida situación 8.2 .....	77
Figura 81. Diagrama polar y posición del receptor e interferencia .....	78
Figura 82. Botones Switch y Plot .....	84
Figura 83. Campo editable SNR.....	84
Figura 84. Desplegable Channel Estimation .....	85
Figura 85. Desplegable tipo de modulación .....	85
Figura 86. Desplegable tipo de canal.....	85
Figura 87. Casillas Doppler, Interferencia, Keyhole y Multi Path.....	85
Figura 88. Campo para editar el número de antenas .....	86
Figura 89. Deslizadores .....	86
Figura 90. Valor de la SNR, BER y SINR medidas .....	87
Figura 91. Transmisor ADALM-PLUTO de la extensión <i>Communications System Toolbox</i> en Simulink [19].....	87
Figura 92. Receptor ADALM-PLUTO de la extensión <i>Communications System Toolbox</i> en Simulink [19].....	88

Figura 93. Receptor RTL-SDR de la extensión <i>Communications System Toolbox</i> en Simulink [19].....	88
Figura 94. Ventana de parámetros del Transmisor ADALM-PLUTO en Simulink [19]88	
Figura 95. Ventana de parámetros del Receptor ADALM-PLUTO en Simulink [19]...	89
Figura 96. Ventana de parámetros del Receptor RTL-SDR en Simulink [19].....	89
Figura 97. UI Axes [19].....	91
Figura 98. Button [19] .....	91
Figura 99. Tab Group [19].....	92

## Índice de tablas

Tabla 1. Valores de n para diferentes entornos [17].....	49
Tabla 2. Valores de potencia tras el ajuste logarítmico .....	53
Tabla 3. Comparación de diferentes valores de atenuación .....	55
Tabla 4. Valores desvanecimiento rápido.....	56

## Lista de acrónimos

<b>SDR</b>	<i>Software Defined Radio</i>
<b>DSP</b>	<i>Digital Signal Processing</i>
<b>ADC</b>	<i>Analogue to Digital Converter</i>
<b>DAC</b>	<i>Digital to Analogue Converter</i>
<b>OL</b>	Oscilador Local
<b>DDC</b>	<i>Direct Digital Downconverter</i>
<b>GSM</b>	<i>Global System for Mobile Communications</i>
<b>RF</b>	Radio Frecuencia
<b>DVB-T</b>	<i>Digital Video Broadcasting – Terrestrial</i>
<b>VCO</b>	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
<b>USB</b>	<i>Universal Serial Bus</i>
<b>MCX</b>	<i>Micro Coaxial Connector</i>
<b>FM</b>	Frecuencia modulada
<b>DTV</b>	<i>Digital Television</i>
<b>GPS</b>	<i>Global Positioning System</i>
<b>LOS</b>	<i>Line-of-Sight</i>
<b>NLOS</b>	<i>Non-Line-of-Sight</i>

<b>PL</b>	<i>Path Loss</i>
<b>MPC</b>	<i>Multipath Component</i>
<b>CIR</b>	<i>Channel Impulse Response</i>
<b>PDP</b>	<i>Power Delay Profile</i>
<b>2G</b>	2 Generación
<b>3G</b>	3 Generación
<b>4G</b>	4 Generación
<b>PLE</b>	<i>Path Loss Exponent</i>
<b>Ppm</b>	Partes por millón
<b>AWGN</b>	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
<b>MIMO</b>	<i>Multiple-Input Multiple-Output</i>
<b>ISI</b>	<i>Inter-symbol Interference</i>
<b>OFDM</b>	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
<b>SNR</b>	<i>Signal-to-noise ratio</i>
<b>BER</b>	<i>Bit Error Rate</i>
<b>MAE</b>	<i>Mean Absolute Error</i>
<b>FFT</b>	<i>Fast Fourier Transform</i>
<b>IFFT</b>	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
<b>IMT-2000</b>	<i>International Mobile Telecommunications-2000</i>
<b>ITU-R</b>	<i>Radiocommunication Sector of the International Telecommunication Union</i>
<b>UIT-R</b>	<i>Sector de Radiocomunicaciones de la Unión Internacional de Telecomunicaciones</i>
<b>SINR</b>	<i>Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio</i>
<b>LS</b>	<i>Least Squares</i>

# **1. Introducción, objetivos y estructura de la memoria**

## **1.1 Introducción**

Para el diseño de un sistema de telecomunicaciones tanto en banda ancha como en banda estrecha es necesario conocer el comportamiento del canal y para ello se requiere realizar una caracterización. Esta caracterización es compleja debido a que se producen fenómenos físicos como son las difracciones, reflexiones, dispersiones o absorciones que hacen necesario recurrir a ecuaciones físicas para su comprensión.

Comprender las señales y el comportamiento que tienen en el canal para su caracterización es complejo debido a la cantidad de variables que existen, el entorno inestable que nos rodea y la gran cantidad de comunicaciones simultáneas que se producen. A pesar de ello, existen modelos que tratan de predecir el comportamiento del entorno, como son los modelos determinísticos. Entre estos modelos se encuentran el modelo de rayos que aproxima la teoría de ondas, la óptica física y las ecuaciones de Maxwell, además de ecuaciones geométricas para su desarrollo o los modelos que se basan en normas desarrolladas por organismos de telecomunicaciones como puede ser la UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones) que evalúan diferentes efectos en la intensidad del campo de la señal teniendo en cuenta los obstáculos y las geometrías del trayecto.

Sin embargo, existen unos métodos empíricos (Okumura-Hata, COST-231, etc.) que se basan en datos experimentales permitiendo la caracterización del Path Loss que produce el canal de una manera más sencilla. Los métodos mencionados no son muy completos, pero muestran una imagen bastante exacta del comportamiento del canal permitiendo un desarrollo más preciso y que se ajuste a las necesidades del sistema a desarrollar.

## **1.2 Objetivos**

Es por esto que se desarrollan modelos que permitan la caracterización del canal de radio y, para ello, este proyecto se va a centrar en el desarrollo de un sistema basado en radio definida por software para realizar medidas de canal radio. Haciendo uso de una radio ADALM-PLUTO como transmisor y una RTL-SDR como receptor se van a hacer una serie de medidas que permitan realizar una aproximación del comportamiento del canal en banda estrecha. Para realizar las medidas en banda ancha se iba a hacer uso del generador de señal SM300 o del generador de señal vectorial SMBV100A como transmisor y la radio ADALM-PLUTO como receptor. Sin embargo, debido a la situación de pandemia, se han cambiado las medidas de banda ancha por simulaciones. Es por este motivo que se han realizado dos aplicaciones. La primera de ellas permite simular números efectos de canal tanto de modelos determinísticos como empíricos, con diferentes sistemas que se usan para transmitir información por el canal. La segunda se trata de una aplicación que transmite un video por el canal de radio y permite controlar los efectos que existen en el canal (Doppler, interferencias, desvanecimientos, multitrayecto, etc.) para observar de qué manera afectan a la imagen recibida.

### 1.3 Estructura de la memoria

El proyecto se ha estructurado en 5 capítulos (sin contar la introducción) y varios Anexos:

En el **apartado 2** se describe cómo se puede caracterizar el canal, detallando los entornos de propagación, los modelos de canal, las diferentes pérdidas de propagación que existen y los modelos de distribución. Además, se describe la técnica de transmisión de datos conocida como OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), las diferentes modulaciones digitales tanto en amplitud y fase como en frecuencia que se usan para la transmisión de la información.

En el **apartado 3** se hace una descripción detallada de lo que se va a realizar y una descripción de la solución propuesta.

En el **apartado 4** se detallan las soluciones propuestas, haciendo uso de diagramas de bloques para su mejor descripción. Se describe cómo opera el programa para obtener las diferentes potencias medidas, desde su transmisión hasta su recepción para su posterior tratamiento y obtención de resultados. Asimismo, se describe qué es una SDR y cómo ha evolucionado a lo largo del tiempo y se explican aquellas que han sido usadas en el proyecto y que prestaciones pueden proporcionar. Por otra parte, se detallada la solución de las dos aplicaciones desarrolladas.

En el **apartado 5** se explican y se detallan las medidas realizadas, así como se interpretan los resultados obtenidos y se describen los resultados de las aplicaciones que se han realizado.

En el **apartado 6** se detallan las conclusiones y las líneas futuras de trabajo.

En el **Anexo I** se adjunta un enlace al repositorio de GitHub donde se encuentran los códigos fuente de los programas realizados durante el proyecto. Entre estos programas se encuentran:

- Programa escrito en Matlab que permite, a través de los datos obtenidos provenientes del transmisor ADALM-PLUTO y recibidos por el receptor RTL-SDR, calcular la potencia de la señal recibida.
- Programa escrito en Matlab que permite determinar cuál es la distribución de probabilidad del canal según los datos obtenidos tras la realización de las mediciones.
- Programa, desarrollado con la herramienta App Designer de Matlab, que permite ejecutar la aplicación para visualizar los efectos del canal, modulaciones y espectros en frecuencia.
- Programa, desarrollado con la herramienta App Designer de Matlab, que permite ejecutar la aplicación para simular las medidas en banda ancha haciendo uso de un sistema OFDM. Consiste en simular la transmisión de un video y mostrar, sobre la imagen del video recibida, de qué manera los distintos efectos que sufre una señal que atraviesa un canal pueden afectar en su calidad de recepción y posterior visualización.

- Programa en Simulink que permite transmitir un tono y recibirlo mediante el uso de radios definidas por software.

En el **Anexo II** se encuentra el manual de la aplicación que simula los efectos del canal.

En el **Anexo III** se encuentra el manual de la aplicación que simula la transmisión y recepción de un video.

En el **Anexo IV** se describen las herramientas de Matlab y Simulink que han permitido desarrollar el proyecto, centrándose en qué parámetros permiten configurar la simulación a las características deseadas. Además, se detalla en que consiste la herramienta de Matlab denominada App Designer.

## 2. Modelado de canal y medidas de canal

Cuando la señal inalámbrica atraviesa un canal desde el transmisor hacia el receptor dicha señal puede ser difractada, reflejada, dispersada o absorbida por los diferentes elementos que componen el entorno de propagación. La difracción se origina cuando el trayecto entre el transmisor y el receptor está obstruido. Este fenómeno permite explicar cómo las ondas de radiofrecuencia pueden llegar, en entornos rurales y urbanos, sin LOS desde el transmisor y el receptor. La reflexión ocurre cuando una señal colisiona contra una obstrucción de dimensiones más grandes que la longitud de onda de la señal de radio. Estas reflexiones pueden producir interferencia constructiva o destructiva. La dispersión ocurre cuando en el canal de radio existen objetos que tienen longitudes de onda similar o inferior a la señal de propagación [24].

La presencia de una obstrucción a lo largo del canal puede causar que la señal experimente una mayor atenuación que si estuviera en condiciones de espacio libre. Si la señal dispersada se encuentra dentro del área de cobertura, numerosas réplicas van a llegar desde el transmisor hasta el receptor. Estas réplicas llegarán con diferentes retrasos, produciéndose dispersión en el tiempo y también llegarán desde diferentes direcciones, por lo que la señal experimentará dispersión angular [1].

El objetivo de la caracterización del canal de radio es entender de qué manera el entorno de propagación deteriora y distorsiona las señales inalámbricas de una forma útil para el diseño, prueba y simulación de los sistemas de comunicaciones inalámbricas [1].

### 2.1 Concepto de modelo de canal

Para llevar a cabo este objetivo, se ha desarrollado el concepto de modelo de canal, para predecir y comparar el comportamiento de los sistemas de comunicaciones inalámbricas bajo condiciones realistas, e idear y evaluar métodos para mitigar los impedimentos y distorsiones que degradan las señales inalámbricas. Sin el conocimiento de los modelos de canales actuales no sería posible desarrollar un sistema de comunicaciones inalámbricas [10].

El modelo de canal es una construcción matemática simplificada que describe una porción de la realidad. Es una simplificación de la realidad que captura aquellos aspectos del comportamiento del canal que afectan al rendimiento en una clase particular de tecnologías inalámbricas. Se debe tener en cuenta que la combinación del canal inalámbrico y las antenas de transmisión y recepción se denominan a menudo canal de radio.

Para limitar su complejidad el modelo de canal debe centrarse en aquellos aspectos que afectan al comportamiento del sistema de interés e ignoran el resto. Si aspectos importantes son descuidados el modelo no será útil, sin embargo, si muchos aspectos son considerados, el resultado puede ser demasiado complejo y requerir de un esfuerzo adicional para que pueda ser desarrollado. Es necesario desarrollar nuevos modelos de canal que permitan capturar y caracterizar la naturaleza de los problemas relevantes y su dependencia con el entorno ya que se están desplegando sistemas en entornos más exigentes y a mayores frecuencias de trabajo, por lo que es necesario aumentar y perfeccionar los modelos existentes.

Además, la naturaleza y el grado de las degradaciones de la propagación observadas en el canal están afectados por las ganancias, los anchos de haz, polarizaciones y orientaciones de las antenas transmisoras y receptoras [1].

A estos factores también se le tienen que añadir elementos como pueden ser la frecuencia de la portadora, la distancia entre las antenas transmisora y receptora, las alturas de las antenas transmisora y receptora, la naturaleza, la altura y densidad de los dispersores del entorno y la naturaleza de cualquier obstrucción que se encuentre en el canal.

### **2.1.1 Entornos de propagación**

Según la recomendación IMT-2000 de la ITU-R se definen tres entornos de propagación para el canal móvil, que se pueden ver diferenciados en la figura 1 [18] [1]:

#### **- Picocélulas**

Se refieren a entornos donde el transmisor y el receptor se encuentran en el interior de los edificios y en puntos de máxima concentración. Son células de tamaño muy reducido, cuya separación es menor que unos cientos de metros, soportando una capacidad de tráfico muy elevada.

#### **- Microcélulas**

Se refieren a entornos exteriores donde el transmisor y el receptor no exceden una distancia de 1 km y en zonas urbanas de alta densidad de población. La densidad de tráfico es media-alta. En estos casos puede existir línea de visión *line-of-sight* (LOS) entre el transmisor y el receptor, siendo muy significativo el bloqueo producido por estructuras artificiales.

#### **- Macrocélulas**

Se refieren a entornos exteriores donde el transmisor y el receptor se encuentran a una distancia de varios kilómetros, es decir, grandes espacios. La densidad de tráfico es baja-media. En estos casos, generalmente, existen condiciones de línea de no visión *non-line-of-sight* (NLOS) entre el transmisor y el receptor. Son células que se encuentran en entornos rurales o suburbanos con un importante bloqueo producido por obstáculos como pueden ser edificios o vegetación.



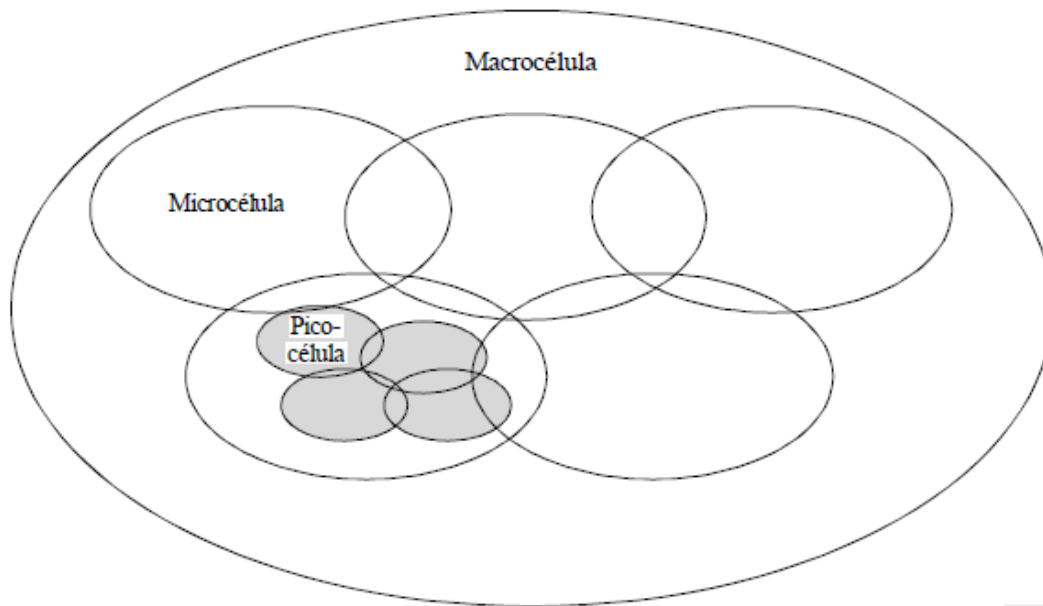


Figura 1. Estructura de las células [18]

### 2.1.2 Métodos de predicción

Existen diferentes métodos de predicción que nos proporcionan una ayuda para entender la atenuación que sufre la señal entre el transmisor y el receptor. Estos métodos de predicción se pueden clasificar en tres [2]:

#### - Métodos determinísticos

A pesar de ser más exactos requieren de una caracterización precisa del trayecto y el terreno. Se emplean en situaciones de espacio libre con condiciones normales de refracción, reflexión en superficies bien determinadas y difracción en un número reducido de obstáculos. Un ejemplo es la norma UIT-R P. 526.

#### - Métodos empíricos

Proporcionan una estimación rápida de la pérdida básica para una orografía irregular o terreno urbano. Por ejemplo la norma UIT-R P.1546 o el modelo Okumura-Hata.

#### - Métodos semiempíricos

Están basados en parámetros físicos pero ajustados con medidas. Por ejemplo las normas COST 231 o UIT-R P.1411.

Este proyecto se centrará en el entorno de las picocélulas.

La caracterización del canal de radio y, por tanto, la realización de un modelo de canal se va a realizar tanto en banda estrecha como en banda ancha.

## 2.2 Modelo de canal en banda estrecha

Un canal de banda estrecha es aquel donde todas las componentes de frecuencia se ven igualmente afectadas por el multitrayecto que es producido por la recepción de rayos con variaciones de fase. Estos cambios de fase son provocados por objetos dispersores cercanos al receptor los cuales generan una variación en la longitud recorrida por cada rayo. Sin embargo, puede considerarse que los rayos llegan al receptor en el mismo tiempo, viéndose afectadas de la misma manera todas las componentes en frecuencia del

ancho de banda de la señal transmitida. La señal recibida se puede definir mediante la expresión de la ecuación 1 [16]:

$$r = e^{j\omega\tau} (a_1 e^{j\theta_1} + a_2 e^{j\theta_2} + \dots) \quad (1)$$

De esta manera el modelo de banda estrecha se podría modelar como un proceso multiplicativo, representado en la figura 2:

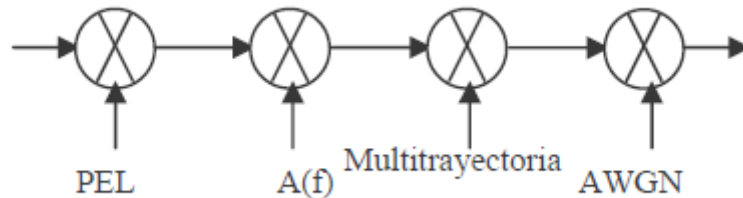


Figura 2. Diagrama de bloques del modelo de banda estrecha [16]

Donde PEL representa las pérdidas en espacio libre del canal,  $A(f)$  representa las atenuaciones producidas por efectos atmosféricos que son dependientes de la frecuencia entre otros parámetros, AWGN es el ruido blanco gaussiano adicionado al final del modelo para tener en cuenta posibles efectos no incluidos y el multitrayecto caracterizado por la atenuación, cambio de fase y el retardo.

El modelo de canal en banda estrecha consiste en transmitir una sola portadora y recibir la potencia de la señal. A través de la realización de una serie de medidas podremos determinar las pérdidas (*path loss*) producidas a través del canal, debido a la disminución de la potencia recibida por el receptor con el aumento de la distancia [1].

La pérdida básica puede desglosarse en 3 componentes, en la que de forma general se analizan los fenómenos de propagación que afectan a la señal [16]:

#### - Componente directa

Valor mediano de la pérdida que depende de la distancia entre el transmisor y el receptor. Es la recibida a través de una trayectoria con línea de visión directa. Es objeto de atenuación por pérdidas de espacio libre, atenuación por gases y lluvia, etc.

#### - Componente Especular

Desvanecimiento lento (por sombra) el cual depende del terreno y obstáculos en el trayecto que producen obstrucción de la señal, además de ser una atenuación variable en torno al promedio. Hace referencia a una serie de señales reflejadas en la tierra que alcanzan al receptor con un retardo y cuya potencia depende de la rugosidad del terreno. Viene modelado mediante una variable aleatoria gaussiana de media nula y desviación típica  $\sigma$ .

#### - Componente Difusa

El desvanecimiento rápido (Multitrayecto) consiste en la multiplicidad de trayectos generados por el entorno próximo al receptor debido a los dispersores (suelo, postes, edificios) que producen reflexiones especulares o difusas, resultando la señal recibida una suma de varias contribuciones con diferentes fases y amplitudes. Se presenta cuando la señal recorre múltiples trayectorias debidas a reflexiones y dispersiones. Se produce en distancias muy cortas, del orden de media longitud de onda. Este desvanecimiento se puede caracterizar estadísticamente mediante la distribución Rayleigh cuando hay

múltiples componentes de potencia similar y situación sin visión directa, o Rice cuando hay una componente dominante y otras componentes más pequeñas con situación de visión directa.

En las comunicaciones inalámbricas los efectos del multitrayecto producen numerosas réplicas de la misma señal. Las réplicas de la señal tienen diferentes retrasos y fases debido a la superposición de las señales cuando llegan del transmisor al receptor [11]. El multitrayecto se puede caracterizar en dos tipos: multitrayecto especular y multitrayecto difuso. El primero surge desde las reflexiones discretas y coherentes que se producen en las superficies metálicas lisas. El segundo surge de dispersiones difusas y fuentes de difracción. Este tipo de multitrayecto origina un nivel de ruido de interferencia.

Esto puede generar interferencias constructivas y destructivas siendo estas interferencias las causantes del fading.

Cuando una señal recibida experimenta un desvanecimiento (*fading*) durante la transmisión, tanto su envolvente como su fase fluctúan con el tiempo.

### 2.2.1 Fading

El fading es la variación de la potencia de la señal recibida debido a cambios del medio de transmisión o de los diferentes trayectos que toma la señal. El canal de radio se puede caracterizar por dos tipos de fading: **desvanecimiento a gran escala** (*Large Scale Fading*) y **desvanecimiento a pequeña escala** (*Small Scale Fading*). En la figura 3 se representa un esquema de los tipos de fading.

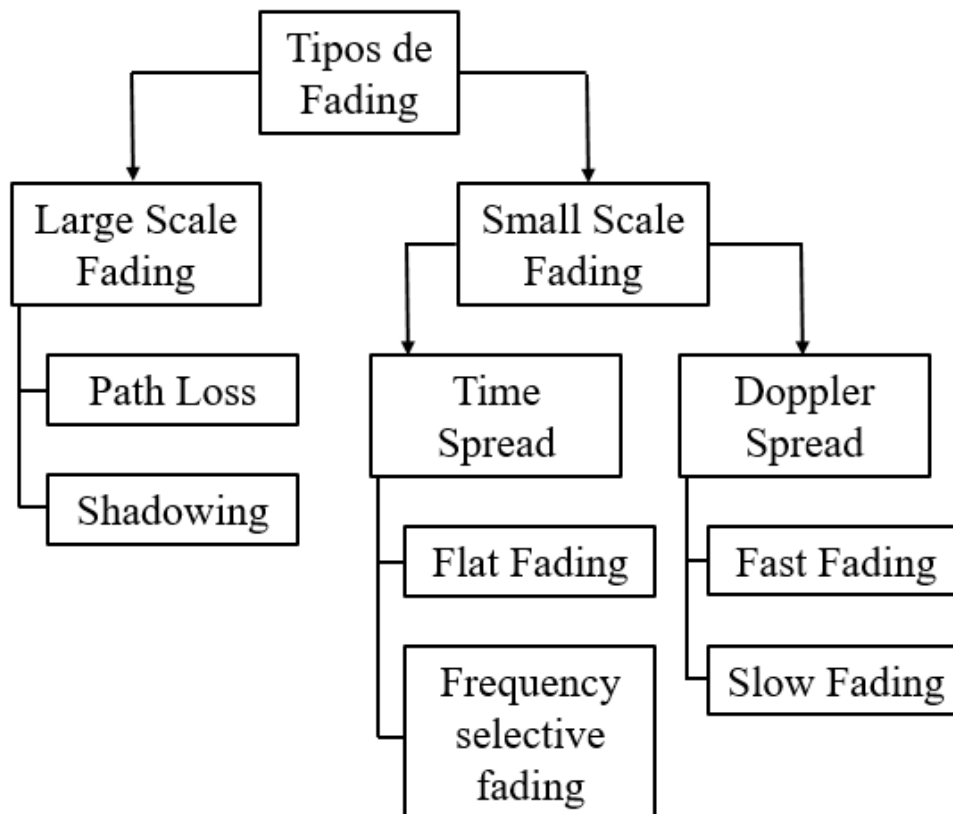


Figura 3. Esquema tipos de Fading  
Elaboración propia

El **desvanecimiento a gran escala** representa la potencia media de la señal con respecto al tiempo. La principal causa de este desvanecimiento las produce el *Path Loss* debido a la distancia entre el transmisor y el receptor, y la existencia de obstáculos que producen el *shadowing*, que es la desviación de la potencia recibida del valor medio de esta [4].

Las pérdidas de PL van a afectar a la caracterización del canal de radio, en la forma en que se debe utilizar el transmisor, la sensibilidad del receptor, la altura de las antenas o la ganancia de las antenas entre otras cosas. La señal transmitida una vez ha atravesado el canal de radio desde el trasmisor hasta el receptor y habiendo sufrido los efectos del Path Loss presenta una reducción de la potencia de la señal. Las principales razones por lo que esto ocurre son [7]:

- Pérdidas en espacio libre, que aparecen cuando la señal atraviesa el espacio sin otros efectos que reduzcan la potencia de la señal.
- Pérdidas de absorción, que se producen cuando la señal de radio atraviesa un medio que no es habitual para este tipo de señales.
- Pérdidas por difracción, que aparecen cuando un objeto se encuentra en la trayectoria de la señal. Aunque la señal se difracte cerca del objeto, las pérdidas aparecen.
- Multitrayecto (*Multipath*), en el que las señales llegan al receptor a través de varios trayectos debido a las reflexiones. Estas reflexiones pueden sumarse o restarse entre sí basándose en las fases relativas de las señales, teniendo un efecto constructivo o destructivo. La señal recibida depende de la distribución de los retardos de las diferentes trayectorias y de los coeficientes de reflexión que se producen. Se pueden distinguir entornos de visibilidad directa entre antenas (LOS) o sin visibilidad directa entre antenas (NLOS).
- La atmósfera afecta a los trayectos de las señales de radio.
- Obstáculos que reflejan y absorben la señal.

Las pérdidas que sufre una señal PL (*Path Loss*) está definido por la ecuación 2 donde  $P_t$  y  $P_r$  son la potencia media transmitida y recibida en dBm, y  $G_r$  y  $G_t$  la ganancia transmitida y recibida es dB [1].

$$PL = P_t + G_r + G_t - P_r \quad (2)$$

Existe una relación entre PL y la distancia entre el transmisor y el receptor que sigue la ecuación 3 donde  $PL_0$  es el valor del *path loss* a la distancia de referencia  $d_0$  en dB, el término  $10n\log(d/d_0)$  hace referencia a las pérdidas de propagación referidas a una distancia de referencia transmisor/receptor,  $n$  el exponente de la distancia relacionado con el entorno de propagación,  $X\sigma$  es una variable aleatoria gaussiana de media cero con una desviación estándar  $\sigma$ . La variable aleatoria  $X$  representa la variabilidad de la localización o el desvanecimiento que es atribuido a los diferentes niveles de obstrucción que tiene el canal a lo largo del área de cobertura.

$$PL(d) = PL_0 + n \cdot 10\log \frac{d}{d_0} + X\sigma \quad (3)$$

En algunos sistemas que funcionan cerca de una frecuencia, en la que la atenuación específica debida a la absorción gaseosa cambia rápidamente, se debe asumir que la dependencia entre la frecuencia y la distancia se pueden separar como indica la ecuación 4 [1].

$$PL(f,d) = PL(d)PL(f) \quad (4)$$

La relación con la frecuencia sigue la proporción de la ecuación 5 donde  $k = 1$  en el espacio libre.

$$\sqrt{PL(f)} \propto f^k \quad (5)$$

En el rango de frecuencias entre 100 MHz y 1GHz se ha demostrado que el Path Loss, en entornos urbanos y suburbanos de Macrocélulas, se podría modelar en términos de distancia entre la estación base y el terminal remoto, las alturas de sus antenas sobre el nivel del suelo y la naturaleza del terreno.

El modelo de atenuación en espacio libre se debe únicamente a la expansión de las ondas electromagnéticas en el espacio y el tamaño físico de las antenas, no dependiendo de ningún otro fenómeno ya que se trata de un medio ideal. Este modelo indica la pérdida de energía de la señal entre dos antenas isotrópicas cuando, entre el transmisor y el receptor, existe una trayectoria de línea de visión. La fórmula de Friis caracteriza esta pérdida básica de propagación que viene definida por la ecuación 6 donde  $f$  es la frecuencia en MHz y  $d$  la distancia en km [4].

$$L \text{ [dB]} = 32,45 + 20\log f + 20\log d \quad (6)$$

Los modelos de propagación, tanto teóricos como empíricos, permiten determinar el nivel de potencia medio que recibirá el receptor que está situado a una distancia concreta del transmisor.

La caracterización de la señal que viaja por el canal de radio es muy compleja. Por esto es difícil obtener un solo modelo que caracterice las pérdidas de propagación. Se pueden obtener modelos de propagación a través de ciertas especificaciones que debe cumplir el sistema o mediante mediciones empíricas, sin embargo, para un análisis general de los múltiples sistemas es posible utilizar un modelo teórico y simplificado que permita determinar la propagación de la señal sin recurrir a modelos complejos, que son solo aproximaciones del canal real. Entre estos modelos se encuentra el modelo de propagación en espacio libre o el modelo de dos rayos.

Por otro lado, sabiendo que la mayoría de las comunicaciones se realizan en entornos de propagación complejos que no se pueden ajustar con modelos simplificados, existen modelos de propagación que han sido desarrollados para predecir la pérdida en entornos como pueden ser las células urbanas. Estos modelos están basados en mediciones empíricas en la que los parámetros característicos son la distancia, la frecuencia de propagación y la zona geográfica o el entorno de propagación. Estos modelos son ampliamente utilizados en diferentes entornos de propagación, por lo tanto no están

limitados a los entornos donde se realizaron las medidas empíricas. Entre estos modelos se encuentra el modelo de Okumura-Hata o el modelo COST231 entre otros.

#### **- Pérdidas de propagación en espacio libre**

Cuando no se indican las particularidades que caracterizan el canal se utiliza el modelo de propagación en espacio libre. Este modelo asume que no hay obstáculos en el camino y existe LOS entre el transmisor y el receptor. La pérdida de propagación en espacio libre viene determinada por la ecuación 7 donde  $P_R$  y  $P_T$  son la potencia transmitida y recibida,  $G_T$  y  $G_R$  son las ganancias de las antenas transmisora y receptora,  $d$  es la distancia entre ambas y  $\lambda$  que es la longitud de onda de propagación de la señal [20].

$$\frac{P_R}{P_T} = G_R G_T \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (7)$$

A partir de la ecuación anterior se pueden definir las pérdidas de propagación  $L$ , siendo estas la relación entre la potencia transmitida y la potencia recibida, utilizando antenas con ganancia unitaria.

$$L = \frac{c^2}{(4\pi df)^2} \quad (8)$$

A través de la ecuación 8 se puede determinar que, en el espacio libre, la diferencia entre la potencia recibida y la potencia transmitida depende del inverso del cuadrado de la distancia (ecuación 9). Por lo tanto, cada vez que se duplica la distancia entre el transmisor y el receptor se produce una atenuación de 6 dB. El término elevado al cuadrado describe que la potencia emitida en espacio libre se reparte sobre una superficie esférica cuya área es proporcional al cuadrado del radio de la misma. También se observa que la frecuencia y la atenuación son directamente proporcionales, es decir, a mayor frecuencia mayor es la atenuación y viceversa [21].

$$Pr \propto 1/r^2 \quad (9)$$

#### **- Modelo de dos Rayos**

El modelo de dos rayos es usado para caracterizar la propagación cuando existe únicamente una reflexión en el suelo que domina en el multitrayecto. Como se puede observar en la figura 4 la señal recibida consiste en dos componentes. Una componente de visión directa LOS, es decir, la señal es transmitida por el espacio libre desde el transmisor al receptor y otra componente que es reflejada en el suelo [4].

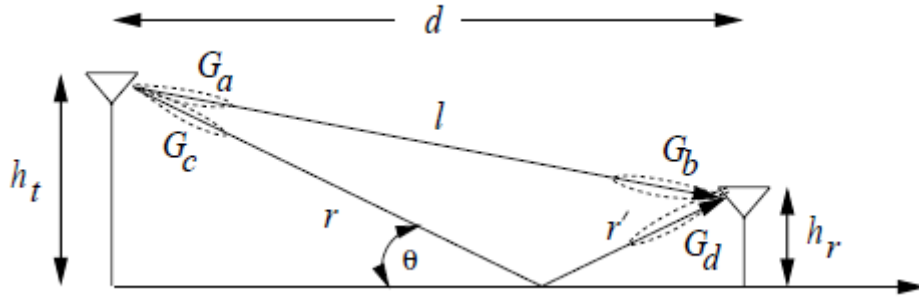


Figura 4. Modelo de dos Rayos [4]

En este modelo, la dispersión de retardo es igual al retardo entre el rayo de visión directa LOS y el rayo reflejado:  $(r + r' - l)/c$ .

La potencia recibida en el modelo de dos rayos viene definida por la ecuación 10:

$$Pr = Pt \left[ \frac{\lambda}{4\pi} \right]^2 \left| \frac{\sqrt{G_l}}{l} + \frac{R\sqrt{G_r}e^{j\Delta\phi}}{r+r'} \right|^2 \quad (10)$$

Donde  $\Delta\phi = 2\pi (r' + r - l)/\lambda$ ,  $\sqrt{G_l} = \sqrt{G_a G_b}$  y  $\sqrt{G_r} = \sqrt{G_c G_d}$ . Siendo el valor de  $d$  la distancia entre el transmisor y el receptor de manera horizontal,  $h_t$  la altura de la antena transmisora y  $h_r$  la altura de la antena receptora, y usando geometría, se puede obtener mediante la ecuación 11 y la ecuación 12 la longitud del rayo reflejado y del rayo directo respectivamente.

$$r + r' = \sqrt{(h_t + h_r)^2 + d^2} \quad (11)$$

$$l = \sqrt{(h_t - h_r)^2 + d^2} \quad (12)$$

Cuando la distancia  $d$  es muy grande en comparación con  $h_t + h_r$  se puede usar la serie de Taylor para realizar una aproximación y obtener la relación que se observa en la ecuación 13:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi (r' + r - l)}{\lambda} \approx \frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d} \quad (13)$$

En la representación de la relación de la potencia recibida con respecto a la distancia en el modelo de dos rayos se pueden diferenciar tres zonas. En la primera, para distancias menores que la altura de la antena transmisora ( $d < h_t$ ), las pérdidas de propagación son prácticamente planas y proporcionales a  $1/(d^2 + h_t^2)$ . Las distancias mayores a  $h_t$ , y hasta la distancia crítica  $d_c$ , se corresponden con la segunda zona, donde la señal experimenta

interferencia constructiva y destructiva de los dos rayos ocasionando una secuencia de máximos y mínimos. Para distancias entre estos valores la señal decae  $-20$  dB por década. En la distancia crítica la señal alcanza el máximo y a partir de ahí la señal decae de una manera proporcional a  $d^{-4}$ . En esta zona la señal solo sufre interferencia destructiva, por lo tanto existe un desfase al menos de  $\pi$ .

El valor de la distancia crítica utilizada para delimitar las zonas del modelo se puede obtener mediante la aproximación de  $\Delta\phi = \pi$  en la ecuación 14. A partir de esa aproximación el valor de  $d_c$  es:

$$d_c = \frac{4\pi h_{thr}}{\lambda} \quad (14)$$

Este modelo tiene en cuenta la reflexión con el suelo e influye en su caracterización la altura de las antenas. El suelo se caracteriza por el coeficiente de reflexión  $R$  que depende de las propiedades de la superficie y el tipo de polarización de las ondas. El coeficiente de reflexión viene dado por la ecuación 15, donde  $Z$  se describe en la ecuación 16:

$$R = \frac{\sin\theta - Z}{\sin\theta + Z} \quad (15)$$

$$Z = \begin{cases} \sqrt{\epsilon_r - \cos^2\theta} / \epsilon_r & \text{para polarización vertical} \\ \sqrt{\epsilon_r - \cos^2\theta} & \text{para polarización horizontal} \end{cases} \quad (16)$$

Donde  $\epsilon_r$  es la constante dieléctrica del suelo. Para la superficie de la tierra o de las carreteras esta constante dieléctrica es aproximadamente la de un dieléctrico puro (aproximadamente tiene un valor de 15).

#### **- Modelo Okumura/Hata**

La mayoría de los sistemas de comunicación operan en entornos de propagación que no pueden ser modelados de manera precisa mediante el modelo de pérdidas de espacio libre o el modelo de rayos. Es por esto que se han desarrollado modelos empíricos que caracterizan los entornos de propagación dependiendo de la distancia, la frecuencia y el área geográfica. Cabe destacar que muchos de los modelos empíricos desarrollados están limitados para aquellos entornos donde se realizaron las mediciones, sin embargo, estos modelos se han implementado como base para el análisis de determinados rendimientos [4].

El modelo empírico más común es el modelo de Okumura que permite la predicción para macrocélulas urbanas. Este modelo fue desarrollado para ser aplicado a distancias comprendidas entre 1 y 100 Km, para el rango de frecuencias de 150 a 1500 MHz y una altura de antenas de entre 300 y 1000 metros.

Okumura desarrolló el modelo realizando mediciones de la atenuación de la señal, desde la estación base a la móvil, para desarrollar un conjunto de curvas que dieran una atenuación media en relación con el espacio libre de propagación de la señal en terreno



irregular. La fórmula de pérdidas de propagación que caracteriza a este modelo viene dada por la ecuación 17:

$$PL_{Ok}(d) [dB] = PL_F + A_{MU}(f,d) - G_{RX} - G_{TX} - G_{AREA} \quad (17)$$

Donde  $A_{MU}(f,d)$  es el factor de atenuación medio a la frecuencia  $f$ ,  $G_{RX}$  y  $G_{TX}$  son las ganancias de las antenas receptora y transmisora respectivamente, y  $G_{AREA}$  es la ganancia para el entorno de propagación en la zona específica.

El modelo de Okumura ha sido extendido para describir a diferentes entornos de propagación como pueden ser áreas urbanas, suburbanas o áreas abiertas. Este modelo es conocido como modelo Hata y actualmente es el modelo de propagación más conocido. Este modelo está caracterizado por la frecuencia de la portadora  $f$ , la distancia entre transmisor y receptor  $d$  y la altura de la antena transmisora  $h_{TX}$ . Las pérdidas de propagación, para el área urbana, están definidas mediante la ecuación 18:

$$PL_U = 69.55 + 26.16\log(f) - 13.82\log(h_{TX}) - C_{RX} + (44.9 - 6.55\log(h_{TX}))\log(d) \quad (18)$$

Donde  $C_{RX}$  es el coeficiente de correlación de la antena receptora, el cual depende del tamaño de la zona de cobertura. Para zonas de cobertura pequeña o mediana, el valor de este coeficiente de correlación viene dado por la ecuación 19:

$$C_{RX} = 0.8 + (1.1\log(f) - 0.7)h_{RX} - 1.56\log(f) \quad (19)$$

Donde  $h_{RX}$  es la altura de la antena receptora.

Para las zonas de cobertura de gran tamaño, el coeficiente de correlación depende de la frecuencia a la que se está realizando la transmisión. Por lo tanto, varía según la frecuencia y este valor viene determinado por la ecuación 20:

$$C_{RX} = \begin{cases} 8.29(\log(1.54h_{RX}))^2 - 1.1 & \text{si } 150\text{MHz} \leq f \leq 200\text{MHz} \\ 3.2(\log(11.75h_{RX}))^2 - 4.97 & \text{si } 200\text{MHz} \leq f \leq 1500\text{MHz} \end{cases} \quad (20)$$

Una vez definidos los parámetros que caracterizan el modelo, como se ha dicho anteriormente, este modelo se han extendido para zonas suburbanas y abiertas que vienen definidas las pérdidas de propagación por las ecuaciones 21 y 22 respectivamente.

$$PL_{SU} = PL_U - 2 \left( \log \frac{f}{28} \right)^2 - 5.4 \quad (21)$$

$$PL_A = PL_U - 4.78(\log(f))^2 + 18.33\log(f) - 40.97 \quad (22)$$

Para áreas urbanas existen unas pérdidas de propagación superiores que las pérdidas que existen en las áreas suburbanas y abiertas debido a las obstrucciones.

#### - Modelo de difracción Knife-edge

El fenómeno de la difracción se puede modelar mediante el modelo de difracción de Knife-edge o de filo de cuchillo. En este modelo se asume que el objeto que produce la difracción es muy delgado, no considerando algunos parámetros que afectan a la difracción como pueden ser la polarización, la conductividad o la rugosidad de la superficie. En la figura 5 se puede observar que la señal difractada recorre una distancia de  $d + d'$  provocando un cambio de fase de  $\phi = 2\pi(d + d')/\lambda$ . También podemos determinar que para valores pequeños de  $h$  con respecto a  $d$  y  $d'$  la señal viaja una distancia adicional que tiene una relación con la componente LOS y correspondiente desplazamiento de fase relativo a la trayectoria de LOS. Estos valores vienen determinados por el valor de la ecuaciones 23 y 24 [4]:

$$\Delta d = \frac{h^2}{2} \frac{d+d'}{dd'} \quad (23)$$

$$\Delta\phi = \frac{2\pi\Delta d}{\lambda} = \frac{\pi}{2} v^2 \quad (24)$$

Donde el valor de  $v$  hace referencia al parámetro de difracción de Fresnel-Kirchoff cuyo valor se puede calcular mediante la ecuación 25:

$$v = h \sqrt{\frac{2(d+d')}{\lambda dd'}} \quad (25)$$

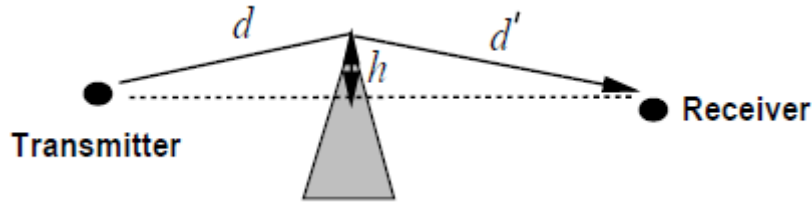


Figura 5. Difracción filo de cuchillo [4]

Las pérdidas de propagación asociadas al fenómeno de difracción de filo de cuchillo son dependientes del parámetro de difracción de Fresnel-Kirchoff. Las pérdidas de propagación debidas a la difracción vienen dadas por la ecuación 26:

$$L(v) = \begin{cases} 20 \log(0.5-0.62v) & -0.8 \leq v < 0 \\ 20 \log(0.5e^{-0.95v}) & 0 \leq v < 1 \\ 20 \log(0.4 - \sqrt{0.1184 - (0.38 - 0.1v)^2}) & 1 \leq v < 2.4 \\ 20 \log\left(\frac{0.225}{v}\right) & v > 2.4 \end{cases} \quad (26)$$

Además del rayo difractado, también puede haber múltiples rayos difractados, o rayos que son ambos reflejado y difractado.

El shadowing o shadow fading, también conocido como dispersión, es producido, ya que adicionalmente al PL la señal experimenta una variación aleatoria debida al bloqueo que producen los objetos en la trayectoria de la señal, dando lugar a una variación aleatoria sobre la pérdida de la trayectoria a una distancia determinada.

Debido a que la ubicación, el tamaño y las propiedades dieléctricas de los objetos que bloquean la trayectoria de la señal, además de los cambios en las superficies reflectantes y los objetos dispersores que causan una atenuación aleatoria de la señal, son desconocidos, es necesario el uso de modelos estadísticos para caracterizar este fenómeno. El modelo más común utilizado para la caracterización de esta atenuación es el modelo log-normal.

Los modelos detallados anteriormente se pueden superponer para caracterizar la pérdida de la potencia debido a la distancia, junto con la atenuación aleatoria sobre el trayecto debido al shadowing. En este modelo combinado la potencia media se representa mediante el modelo de PL y el shadowing crea variaciones sobre la potencia media. Esta caracterización está representada en la figura 9. Para este modelo la relación entre la señal recibida y transmitida viene dada por la ecuación 27:

$$\frac{P_r}{P_t}(\text{dB}) = 10 \log K - n \cdot 10 \log \frac{d}{d_0} + X_\sigma \quad (27)$$

El **desvanecimiento a pequeña escala** representa el cambio de potencia de la señal que se experimenta en pequeñas distancias, del orden de pocas longitudes de onda, entre el transmisor y el receptor.

Este desvanecimiento se puede clasificar en dos principales categorías, la dispersión temporal (*Delay spread*) y la propagación Doppler (*Doppler spread*). A su vez, la dispersión temporal se clasifica como desvanecimiento plano (*flat fading*) y desvanecimiento selectivo en frecuencia (*Frequency selective fading*), y la propagación Doppler se clasifica como desvanecimiento rápido (*Fast fading*) y desvanecimiento lento (*Slow Fading*).

Parámetros característicos:

- Ancho de banda de coherencia Bc: Intervalo de frecuencia en el que dos frecuencias de una señal van a experimentar un desvanecimiento comparable o el intervalo de frecuencias en el que el canal puede considerarse plano.

- Dispersión de retardo (*delay spread*) Ds, que es la desviación típica del retardo.

- Tiempo de coherencia  $T_c$  se define como la duración temporal en la que la respuesta al impulso no varía, es decir, están correlados.

Si se transmite una señal en banda estrecha, el desvanecimiento plano se produce cuando el ancho de banda de coherencia  $B_c$  es mayor que el ancho de banda de la señal  $W$  ( $B_c > W$ ). Este desvanecimiento a través de todo el ancho de banda de la señal está correlacionado, es decir, es igual en todo el ancho de banda de la señal.

Por otra parte, cuando el ancho de banda de la señal  $W'$  es mayor que el ancho de banda de coherencia ( $W' > B_c$ ) existe un desvanecimiento selectivo en frecuencia donde el canal visto por el receptor no es plano. En este caso, los valores de amplitud del canal, en frecuencias separadas entre sí más que el ancho de banda de coherencia, son aproximadamente independientes, por lo tanto, la amplitud del canal varía ampliamente a través del ancho de banda de la señal.

Cuando el ancho de banda de coherencia y el ancho de banda de la señal son aproximadamente iguales ( $B_c \approx W$ ) el comportamiento del canal está entre el desvanecimiento plano y el selectivo en frecuencia.

El ancho de banda de la señal es inversamente proporcional al periodo de símbolo ( $T_s \approx 1/W$ ) por lo tanto, el desvanecimiento plano corresponde a  $1/W \gg 1/B_c \approx D_s$ , es decir, el caso en el que la señal experimenta una interferencia entre símbolos ISI muy pequeña.

El desvanecimiento selectivo en frecuencia corresponde a  $T_s \approx 1/W \ll 1/B_c = D_s$ , es decir, el caso en el que la señal experimenta un ISI muy significativo.

Siempre que el tiempo de coherencia del canal  $T_c$  sea menor que el periodo de cada símbolo  $T_s$  ( $T_c < T_s$ ), la señal experimentará un desvanecimiento rápido, el cual introduce una gran dispersión de frecuencias en la señal recibida y, si el periodo del símbolo es menor que el tiempo de coherencia del canal ( $T_c > T_s$ ), entonces existirá un desvanecimiento lento, el cual introduce una pequeña dispersión de frecuencias en la señal recibida. En el desvanecimiento lento, un nivel de desvanecimiento determinado va a afectar a numerosos símbolos sucesivos, lo que conduce a errores, mientras que el desvanecimiento rápido se relaciona entre símbolos [4] [26].

En la figura 6 aparece representado el ancho de banda de coherencia con respecto a los anchos de banda de las señales transmitidas.

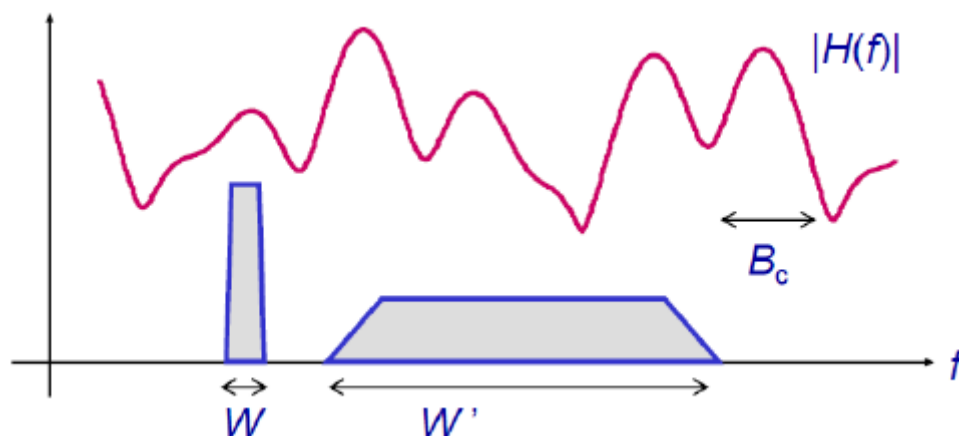


Figura 6. Ancho de Banda de Coherencia [2]

En la figura 7 se puede observar la clasificación, en el dominio del tiempo, de los canales multitrayecto descrita anteriormente.

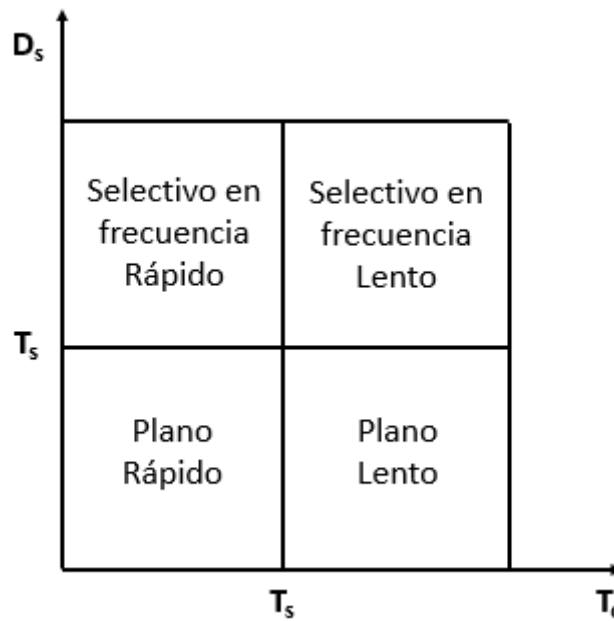


Figura 7. Clasificación de canales multitrayecto en el dominio del tiempo  
Elaboración propia

En la figura 8 se puede observar la clasificación, en el dominio de la frecuencia, de los canales multitrayecto descrita anteriormente.

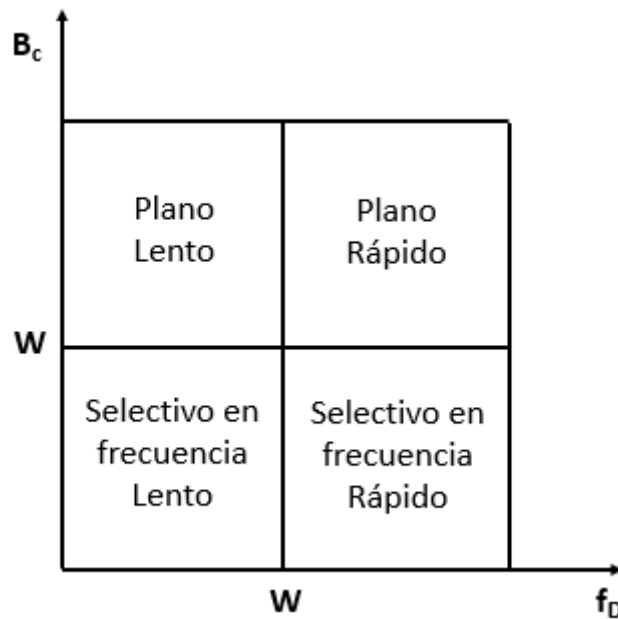


Figura 8. Clasificación de canales multitrayecto en el dominio de la frecuencia  
Elaboración propia

Para la clasificación de los canales multitrayecto descritos anteriormente se usa una serie de parámetros que tienen relación matemática entre ellos, como se puede observar en la ecuación 28, en la ecuación 29 y en la ecuación 30.

$$B_c \approx \frac{1}{D_s} \quad (28)$$

$$B_c = \frac{1}{5 D_s} \quad (29)$$

$$T_c = \frac{0,423}{f_d} \quad (30)$$

El efecto Doppler provoca que la frecuencia de la portadora se vea desplazada en función de la velocidad del terminal. La frecuencia portadora sufre un desplazamiento determinado por la ecuación 31, donde  $f_d$  es la frecuencia Doppler y  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal recibida.

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \quad (31)$$

Si existen múltiples trayectorias de propagación, cada una de estas trayectorias incide en el receptor con un ángulo distinto. De esta manera, la señal que se ve afectada por el efecto Doppler e incide con en el receptor con distintos ángulos, presenta un desplazamiento Doppler igual a  $\cos(\theta)v/\lambda$  [4].

La distinción entre *fast fading* y *slow fading* es importante para la modelización matemática de los canales de desvanecimiento y para la evaluación del rendimiento de los sistemas de comunicación que operan en estos canales.

El *fast fading* permite estudiar la variación en la atenuación que experimenta una señal.

Los objetos que producen dispersión a la señal (*signal fading*) en el entorno de propagación causan múltiples réplicas de la señal recibida o *multipath components* (MPCs) que llegan al receptor por números caminos como consecuencia de la influencia del terreno y la presencia de obstáculos. Cada una de estas réplicas incide con una amplitud y fase distintas, que depende del coeficiente de reflexión de la superficie y con un retardo distinto. Pequeños cambios en la posición de los dispersores o en cualquiera de los extremos del enlace inalámbrico tendrán un efecto pequeño en las amplitudes de las múltiples replicas recibidas. Sin embargo, los desplazamientos de fase pueden cambiar significativamente. Este fenómeno aumenta la posibilidad de que se produzca desvanecimiento [1].

El *slow fading* describe el valor medio de la potencia. Esta potencia varía en función de los distintos perfiles del terreno según la posición que exista entre el transmisor y el receptor. Este efecto de desvanecimiento se produce por la ondulación del terreno y la interposición de objetos entre las antenas que contribuye con una atenuación adicional que se suma a las pérdidas por distancia.

En la figura 9, aparece representado la relación entre la potencia y la distancia de los diferentes tipos de desvanecimiento que sufre la señal a lo largo del canal.

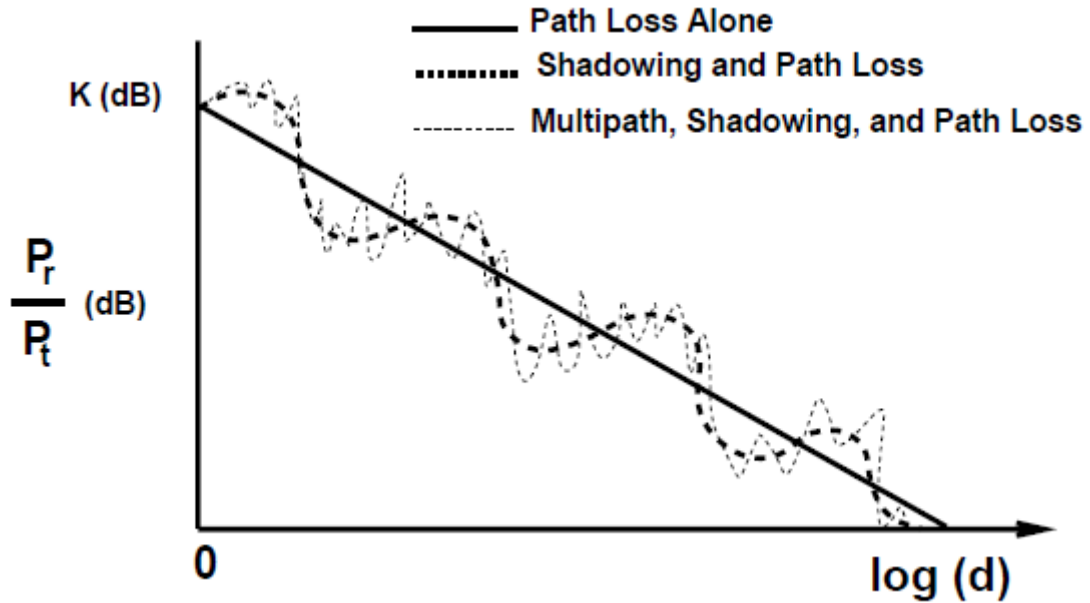


Figura 9. Path Loss, Shadowing y Multitrayecto con respecto a la distancia [4]

Para diseñar un sistema de comunicaciones inalámbricas, se necesita conocer las características del canal.

### 2.2.2 Modelos de distribución de canal

La Asamblea de Radiocomunicaciones de la UIT considera que:

- “La propagación de ondas radioeléctricas está asociada principalmente con un medio aleatorio, lo que hace necesario analizar los fenómenos de propagación con métodos estadísticos.”

- “En la mayoría de los casos, es posible describir satisfactoriamente las variaciones de los parámetros de propagación en el tiempo y en el espacio sobre la base de distribuciones estadísticas conocidas.”

- “Es importante conocer las propiedades fundamentales de las distribuciones de probabilidad más comúnmente utilizadas en las estadísticas de los estudios de propagación.”

Por lo tanto, los canales pueden ser divididos según su función de distribución. Algunos de los modelos que se utilizan son [14] [15]:

#### - Distribución Rician

Si hay línea de visión directa (LOS) entre el transmisor y el receptor se utiliza el modelo de fading que describe la distribución Rician para caracterizar el desvanecimiento rápido (*Fast fading*). Describe el desvanecimiento de la potencia no especular en presencia de una componente de multitrayecto dominante y no fluctuante [9]. La función densidad de probabilidad de una distribución Rician viene dada por la ecuación 32:

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + \gamma^2}{2\sigma^2}\right) J_0\left(\frac{\gamma r}{\sigma^2}\right) \quad (32)$$

Donde  $r$  es el pico de la amplitud de la señal dominante,  $J_0$  es la función de Bessel de primera clase con orden cero y  $\sigma$  es la desviación estándar.

Los canales con desvanecimiento Rician también pueden ser definidos en términos de varianza con la variable  $k$  definida en la ecuación 33. El factor  $k$ , es la relación entre la potencia de la componente multitrayecto dominante y la potencia del multitrayecto no especular restante, es decir, la relación entre la potencia de la componente de visión directa (LOS) y la potencia de la componente de Rayleigh. Cuando el valor de  $k$  tiende a infinito, no existe componente de visión directa (LOS) y la función densidad de probabilidad Rayleigh es igual a la Rician.

$$k = \frac{x^2}{2\sigma^2} \quad (33)$$

El parámetro  $k$  en ocasiones es dado en dB, que se calcula mediante  $10\log$  del valor de la ecuación 34 como se indica a continuación:

$$k(\text{dB}) = 10\log\left(\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) \quad (34)$$

La distribución Rician se convierte en distribución Rayleigh, para el caso en el que  $x$  se aproxime a 0. En la figura 10 se observa que si  $k = -\infty$  corresponde a la función densidad de probabilidad de una distribución Rayleigh y la completa desaparición de la potencia especular [8].

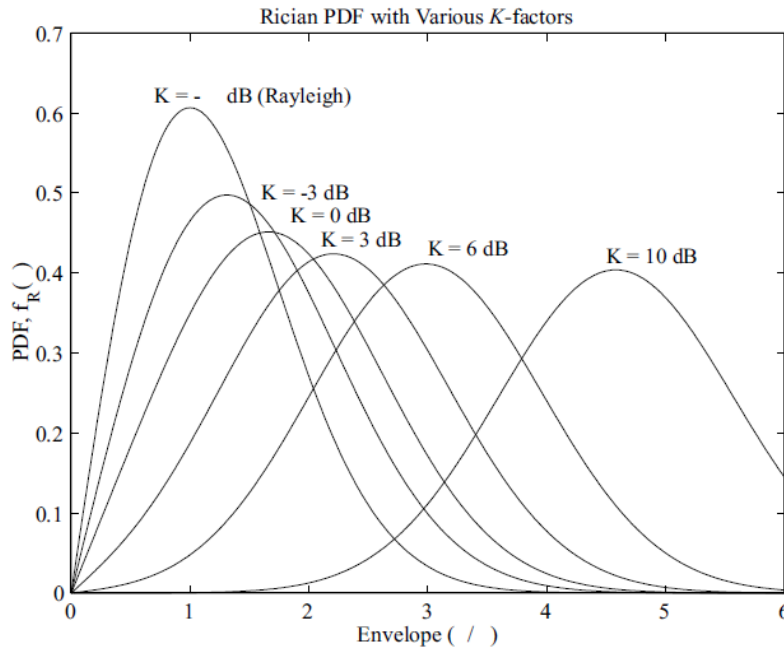


Figura 10. Función densidad de probabilidad con diferentes valores de  $k$  [9]

### - Distribución Rayleigh

La distribución Rayleigh es usada para modelar el desvanecimiento que causa el multitrayecto cuando no existe línea de visión directa (NLOS) [7]. Las variaciones rápidas (*Fast fading*) de la potencia de la señal causadas por el multitrayecto están representadas



por la distribución Rayleigh. La distribución Rayleigh describe la naturaleza de la variación estadística en el tiempo de la envolvente recibida de la señal de desvanecimiento plano o de la envolvente de un componente individual de multitrayecto. Representa el peor caso de fading ya que se considera que no existe línea de visión directa entre el transmisor y el receptor. Esta caracterización del fading se considera una buena aproximación a las condiciones reales de un canal. La función densidad de probabilidad de una distribución Rayleigh viene dada por la ecuación 35:

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (35)$$

Donde  $r$  es la amplitud de la señal recibida y  $\sigma^2$  es la potencia media de la señal recibida.

Podemos observar en la figura 11, donde se comparan las funciones densidad de probabilidad Rice y Rayleigh, que la probabilidad de tener valores de señal pequeños es mucho menor cuando existe línea de visión directa entre el transmisor y el receptor, debido a que el rayo directo tiene niveles de señal mucho mayores que los reflejados, por lo que para que se produzca una disminución del nivel de la señal es necesario que los rayos reflejados sumen sus contribuciones de señal en contrafase respecto al rayo directo.

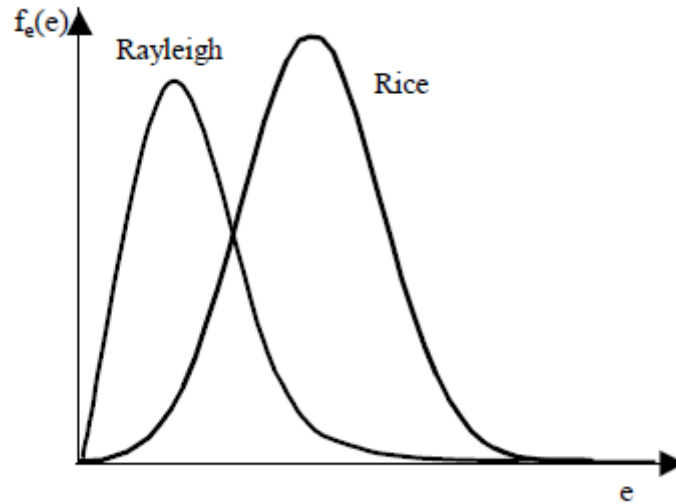


Figura 11. Funciones de densidad de probabilidad Rayleigh y Rice [20]

#### - Distribución Nakagami

Esta distribución puede definir tanto la distribución Rician como la Rayleigh con su modelo único y está relacionada con la distribución gamma. Esta distribución tiene dos parámetros: el parámetro de forma ( $m$ ) y el parámetro de control ( $\Omega$ ), donde  $m \geq 0.5$  y  $\Omega > 0$ . La distribución Nakagami se utiliza para modelar dispersiones densas y tiene una mayor flexibilidad y precisión en la coincidencia de algunos datos experimentales que las distribuciones Rician, Rayleigh, Weibull o Lognormal. La distribución Nakagami se utilizó por primera vez para modelar canales de desvanecimiento rápido ionosféricos y troposféricos, siendo ampliamente adoptada para el modelado multitrayecto en comunicaciones inalámbricas. La función densidad de probabilidad de una distribución Nakagami viene dada por la ecuación 36:

$$f(r) = \frac{2m^m}{\Gamma(m)\Omega^m} r^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} r^2\right) \quad (36)$$

Donde  $\Omega$  es un parámetro de escala que es igual al valor medio de  $r^2$ .

### - Distribución Log-normal

Es la distribución de una variable positiva cuyo logaritmo tiene una distribución normal. La distribución log-normal se aplica a menudo en propagación, principalmente para magnitudes relacionadas, bien con un nivel de potencia o de campo, bien con una duración. En el caso de los niveles de potencia o de campo, como suelen estar expresados sólo en decibelios, se habla más bien de una distribución normal de los niveles. En el caso de duraciones (por ejemplo, las duraciones de los desvanecimientos), la distribución log-normal se utiliza explícitamente, pues la variable natural es el segundo o el minuto y no su logaritmo. La función densidad de probabilidad de una distribución log-normal viene dada por la ecuación 37:

$$f(r) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \frac{1}{r} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln r - m}{\sigma}\right)^2\right] \quad (37)$$

## 2.3 Modelo de canal en banda ancha

Un canal de banda ancha es aquel donde existen grandes dispersiones en un área extensa que rodea al transmisor y al receptor, generando diferencias de tiempo que pueden producir la destrucción de la señal recibida. Cuando los retardos de tiempo entre los rayos recibidos son muy grandes comparados con la unidad básica transmitida por el canal, que corresponde al tiempo de transmisión de un símbolo o de un bit, la señal experimenta una significativa dispersión, que varía a través del ancho de banda de la señal. En este caso, cada componente en frecuencia de la señal transmitida puede verse afectada de manera diferente.

Si se define el retardo como  $\tau$ , el desvanecimiento en banda ancha será experimentado cuando el sistema transmite señales en unidades de tiempo comparables a  $\tau$  o de menor duración. De esta manera, la definición de una canal de banda ancha deber tener en cuenta tanto las características del canal como de la señal transmitida.

La señal recibida está compuesta por la suma de las señales provenientes de todos los dispersores con una fase  $\theta$  y amplitud que dependen de las características del dispersor. La señal recibida se puede definir mediante la expresión de la ecuación 38 [16]:

$$r = a_1 e^{j(w\tau_1 + \theta_1)} + a_2 e^{j(w\tau_2 + \theta_2)} + \dots \quad (38)$$

Se puede determinar que el canal de banda ancha es una combinación de varias trayectorias modeladas como canales de banda estrecha con los tiempos de retardo apropiados.

El modelo de canal en banda ancha consiste en transmitir una sola portadora haciendo un barrido a lo largo de numerosas frecuencias y, estando en sincronización con un receptor sintonizable, permite medir la respuesta al impulso del canal *Channel Impulse Response (CIR)*. Medir la magnitud de la respuesta al impulso del canal, es decir, el perfil de retardo de potencia *Power Delay Profile (PDP)* hace posible la caracterización de la dispersión en el tiempo en los canales en banda ancha. El PDP, también conocido como perfil de intensidad del multitrayecto, representa la potencia media asociada con un determinado retardo, debido al multitrayecto, que puede ser medido de una manera empírica [4]. Con el fin de caracterizar el canal, se utiliza el promedio de las respuestas al impulso ya que, la repuesta al impulso del canal es variante con el tiempo. Esta PDP se define según la ecuación 39:

$$P(\tau) = E_t \{|h(\tau, t)|^2\} \quad (39)$$

La potencia asociada a cada componente del multitrayecto provoca que los retardos más débiles en potencia contribuyan menos a la propagación del retardo que los que tienen mayor potencia. Los competentes del multitrayecto que están por debajo del nivel de ruido no tienen un impacto significativo a la caracterización de la propagación del retardo.

A partir de medidas realizadas que permiten obtener la probabilidad de error se suele fijar una frontera entre un canal de banda estrecha y un canal de banda ancha en el valor del delay spread alrededor de  $0,1/T_s$  [20].

## 2.4 Modelo de canal MIMO

Un sistema MIMO (Multiple Input Multiple Output) consiste en un sistema punto a punto con múltiples antenas transmisoras ( $N_T$ ) y receptoras ( $N_R$ ) para establecer múltiples canales en paralelo que operan simultáneamente a la misma frecuencia (figura 12). Los canales MIMO pueden ser clasificados como modelos físicos o analíticos [26].

- Físicos: este modelo caracteriza el canal sobre la base de la propagación de las señales electromagnéticas que existen entre las antenas transmisoras y receptoras. Los canales físicos, a su vez, pueden ser clasificados en modelos deterministas, modelos estocásticos basados en la geometría y modelos estocásticos no geométricos.

- Analíticos: este modelo caracteriza las respuestas al impulso de los subcanales de una manera matemática sin considerar explícitamente la propagación de la onda electromagnética.

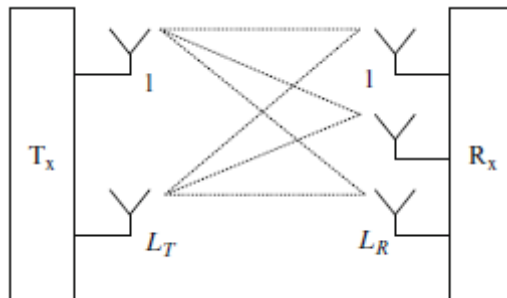


Figura 12. Sistema MIMO [26]

Este sistema permite aumentar, un factor de valor el mínimo entre  $N_T$  y  $N_R$ , la velocidad de los datos sin incrementar la potencia transmitida o aumentar el ancho de banda, y mejorar o reducir el ISI y las interferencias, mejorando la diversidad. Esto implica un coste adicional para desplegar un mayor número de antenas, requiriendo un espacio mayor para su instalación, aumentando la dificultad a la hora del procesado de la señal tanto transmitida como recibida. Esto conlleva mayores costes en el hardware, en particular, debido a las cadenas de radiofrecuencia adicionales necesarias para la amplificación, la conversión ascendente y descendente, así como para la conversión analógica-digital y digital-analógica tanto de las señales transmitidas como recibidas [4].

La correlación entre las antenas transmisora y receptora es un aspecto importante en los canales MIMO, que depende del ángulo de llegada de cada componente del multitrayecto. Es importante destacar que la señal recibida por cada trayecto consiste en un número indeterminado de señales recibidas alrededor de la media de ángulos de llegada en cada elemento de la antena [25].

Las técnicas de implementación de múltiples antenas pueden ser clasificadas en dos categorías:

#### **- Técnicas de diversidad**

Pretenden recibir las mismas señales portadoras de información en las múltiples antenas o transmitirlas desde las múltiples antenas para mejorar la fiabilidad del sistema. Esto supone que la velocidad de transmisión que se puede conseguir sea mucho menor que la capacidad del canal MIMO. Estas técnicas pretenden reducir la degradación del rendimiento de los errores debido a la inestabilidad de los canales de desvanecimiento.

#### **- Técnicas de multiplexación**

Espaciar los datos transmitidos de manera independiente por las múltiples antenas, logrando así una mayor velocidad de transmisión que permite que la velocidad de transmisión que se puede conseguir sea la misma que la capacidad del canal MIMO.

### **2.4.1 Keyhole**

Los sistemas MIMO se conocen por ofrecer unas ventajas sobre las capacidades de los sistemas que tienen una sola antena. Sin embargo, el efecto keyhole o pinhole produce una degradación en las prestaciones que proporciona el MIMO en un sistema de comunicaciones. Está relacionado con escenarios en los que la dispersión alrededor del transmisor y el receptor conduce a una baja correlación de las señales, mientras que otros efectos de propagación, como la difracción, conducen a una reducción de rango de la matriz de la función de transferencia [29] [28].

Bajo la condición de que exista un keyhole el canal pierde sus grados espaciales de libertad, y la matriz del canal se vuelve deficiente, no pudiéndose producir las mismas capacidades que están disponibles en los entornos de gran dispersión.

Esto puede ocurrir incluso cuando los canales de los componentes MIMO no están correlados. Ante esta situación la relación señal a ruido (SNR) que presenta el canal MIMO no mejora las prestaciones que proporciona un canal SISO (Single Input Single Output) [27].

## 2.5 Parámetros que caracterizan el canal

### 2.5.1 BER

La tasa de error binario (Bit Error Rate o BER) en un sistema de comunicaciones digital se define como la probabilidad de que cualquier bit transmitido a través de un sistema se reciba como un error, es decir, el porcentaje de bits que tienen error en relación con el total de bits recibidos en la transmisión (ecuación 40). Por ejemplo, una transmisión que tiene un valor de BER igual a  $10^{-6}$  significa que 1 de cada 1.000.000 de bits tiene un error.

$$\text{BER (\%)} = \frac{\text{Número de bits erróneos}}{\text{Número total de bits transmitidos}} \times 100 \quad (40)$$

### 2.5.2 Relación señal a ruido

La relación señal a ruido (signal-to-noise ratio o SNR) es una medida que se define como la proporción que existe entre la potencia de la señal que se transmite y la potencia de ruido que altera el valor de esa señal (ecuación 41).

El rango dinámico determina el margen que hay entre el ruido de fondo y el nivel de potencia de referencia. La SNR se mide en decibelios.

$$\text{SNR} = 10\log\left(\frac{\text{Potencia señal}}{\text{Potencia ruido}}\right) \quad (41)$$

### 2.5.3 Relación señal a interferencia más ruido

La relación señal a interferencia más ruido (signal-to-interference-plus-noise ratio o SINR) es una medida que se define como la proporción que existe entre la potencia de la señal que se transmite y la suma de la potencia de ruido y la potencia de la interferencia (ecuación 42). Es una medida utilizada para dar límites superiores teóricos a la capacidad del canal en sistemas de comunicaciones.

$$\text{SINR} = 10\log\left(\frac{P}{I+N}\right) \quad (42)$$

Donde P es la potencia de la señal, I es la potencia de la interferencia y N es la potencia del ruido.

## 2.6 OFDM

El OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) es una técnica de modulación que se usa debido a que tiene una gran robustez frente al desvanecimiento selectivo en frecuencia. Consiste en la modulación multiportadora en la que se transmite

la información en paralelo usando múltiples subportadoras. Por lo tanto, consiste en dividir la cadena de bits que se transmiten en diferentes subcadenas para que puedan ser enviados por diferentes subcanales. La velocidad binaria en cada uno de los subcanales es menor que la velocidad binaria total y el correspondiente ancho de banda del subcanal es menor que el ancho de banda del sistema total [4]. En la figura 13 se observa el espectro de potencia de la señal OFDM donde se pueden observar las distintas subportadoras.

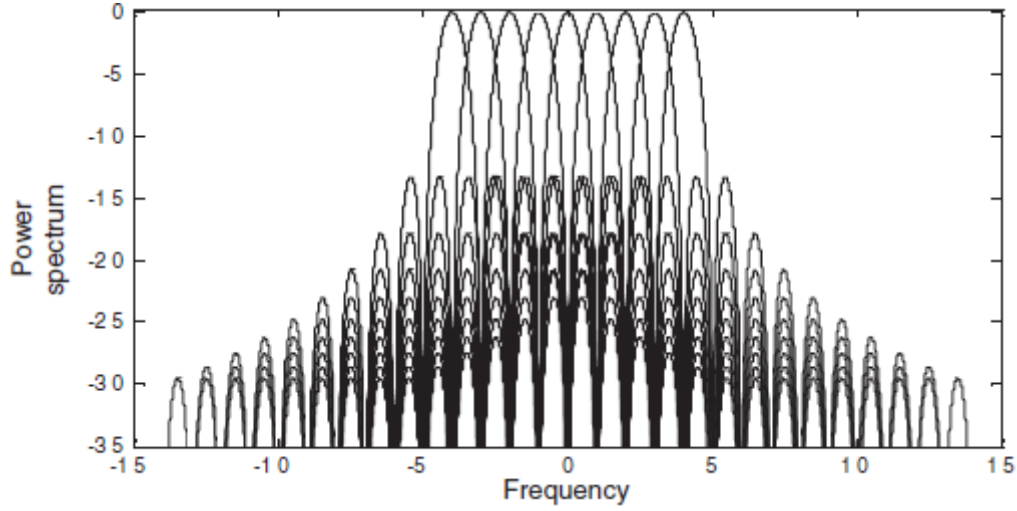


Figura 13. Espectro de potencia de la señal OFDM [25]

OFDM es un esquema de modulación de bloques en los que los símbolos de datos son transmitidos en paralelo en subportadoras ortogonales centradas en diferentes frecuencias. Un bloque de  $N$  símbolos de datos, cada uno de una duración de  $T_s$ , se convierten cada uno de ellos en un bloque de  $N$  símbolos de datos cada uno de ellos de duración  $T = N \cdot T_s$ . Los  $N$  símbolos de datos paralelos modulan  $N$  subportadoras que están espaciadas en frecuencia  $1/T$  Hz [26]. La envolvente compleja de la modulación OFDM viene dada por la ecuación 43:

$$\tilde{s}(t) = A \sum_n b(t-nT, x_n) \quad (43)$$

Donde  $b(t, x_n)$  se define en la ecuación 44:

$$b(t, x_n) = u_T(t) \sum_{k=0}^{N-1} x_{n,k} e^{j\frac{2\pi kt}{T}} \quad (44)$$

Y  $n$  es el índice de bloque,  $k$  es el índice de la subportadora,  $N$  es el número de subportadoras, y  $x_n = \{x_{n,0}, x_{n,1}, \dots, x_{n,N-1}\}$  es el bloque de símbolos de datos en la época  $n$ . Los símbolos de datos  $x_{n,k}$  se escogen en la constelación de señales QAM o PSK.

En resumen, la clave del OFDM es mantener la ortogonalidad de las portadoras. Si la integral de dos señales es cero en un periodo de tiempo, entonces se dice que estas dos señales son ortogonales entre sí. Dos señales con frecuencias que son múltiplos de una

frecuencia común pueden satisfacer que la integral sea cero, manteniendo la ortogonalidad [34].

La constelación de la señal está formada por el vector que se compone de coeficientes llamados puntos de señal de la constelación. La representación de señales para las técnicas de modulación más comunes como pueden ser PSK o QAM, que se desarrollarán más adelante, son bidimensionales (correspondientes a las funciones de base en fase y en cuadratura).

El número de subportadoras se elige para que el tiempo de símbolo de cada subportadora sea más grande que la dispersión de retardo del canal o para que el ancho de banda de la subportadora sea menor que el ancho de banda de la coherencia del canal [4]. Esto asegura que las subportadoras no van a sufrir un ISI muy significativo.

En las modulaciones OFDM se usa un intervalo de guarda, que ayuda a combatir el ISI, y puede ser usado de dos maneras. La primera consiste en el *Zero Padding* (ZP) o relleno con ceros que rellena el intervalo de guarda con ceros. El otro es una extensión cíclica del símbolo OFDM con CP (Prefijo cíclico) o CS (Sufijo cíclico). El prefijo cíclico consiste en extender el símbolo OFDM copiando las últimas muestras del símbolo OFDM en el principio del símbolo como se puede observar en la figura 14. El valor de  $T_G$  indica la longitud del prefijo cíclico. Por lo tanto la longitud real del símbolo OFDM extendido tiene una duración de  $T_{sym} = T_{sub} + T_G$  [25].

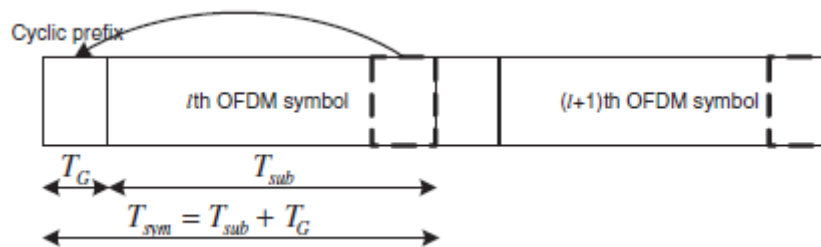


Figura 14. Símbolo OFDM con prefijo cíclico [25]

## 2.6.1 Interferencia entre símbolos (ISI)

La interferencia entre símbolos es la incapacidad del receptor para distinguir con precisión entre las diferentes formas de pulso recibidas.

La interferencia entre símbolos puede ser causada por la propagación multitrayecto que sufre la señal o debida a que la transmisión de la señal a través de una canal de banda limitada, es decir, que la respuesta en frecuencia es nula por encima de una determinada frecuencia denominada frecuencia de corte. Cuando la señal atraviesa un canal con esas características se produce una eliminación de los componentes de frecuencia por encima de la frecuencia de corte. Además, las componentes de frecuencia por debajo de la frecuencia de corte sufren la atenuación de la señal [34]. Esto va a producir una superposición de símbolos entre sí.

El problema es crítico cuando la dispersión de retardo es muy grande en comparación con el periodo del símbolo, sobre todo en los canales de banda ancha donde el periodo de símbolo es menor que la dispersión de retardo.

## 2.7 Modulaciones

El proceso de modular una señal consiste en transformar la información en una forma de onda que permita su transmisión de la manera más eficiente [20]. Las modulaciones digitales han permitido un aumento de las velocidades de transferencia de los datos en comparación con las modulaciones analógicas, manteniendo el mismo ancho de banda de la señal. Para las modulaciones digitales, los aspectos que condicionan la elección del tipo de modulación son los siguientes [20] [4]:

- Las características del canal.
- Velocidad de transmisión de datos.
- Eficiencia espectral (aprovechamiento eficiente de la ocupación del ancho de banda asignado).
- Eficiencia en potencia (potencia de transmisión mínima requerida, que permita el uso de amplificadores de elevado rendimiento con comportamiento no lineal).
- Robustez ante las deficiencias que pueda presentar el canal (mínima probabilidad de error de bits).
- Implementación de bajo consumo y coste.

Los avances en la codificación y en la modulación de las señales han permitido que la señal sea menos susceptible al ruido, a las interferencias y al desvanecimiento, que las técnicas de procesamiento digital de la señal. El filtro adaptativo o la ecualización del canal ha permitido mitigar el ISI; que exista la posibilidad de transmitir señales que provienen de distintas fuentes a través de un mismo canal; que se puedan usar técnicas de comprensión de la información y que se puedan encriptar las señales. Por otra parte, las modulaciones digitales necesitan equipos de recepción más complejos que las modulaciones analógicas [20].

La modulación digital consiste en transmitir la información en forma de bits por el canal, realizando un mapeo de los bits, para detectar en la recepción la secuencia de bits original que ha viajado por el canal. El funcionamiento consiste en que cada  $T$  segundos, el sistema envía  $K = \log_2 M$  bits de información a través del canal con una velocidad de transferencia de los datos de  $R = K/T$  bits por segundo (bps). Hay  $M = 2^K$  posibles secuencias de  $K$  bits [4].

Las modulaciones que tienen constelaciones más grandes tienen mayor velocidad de transferencia de datos, pero son más susceptibles al ruido, al desvanecimiento y a los problemas que pueda tener el hardware.

Dentro de las modulaciones digitales se pueden encontrar dos grandes categorías:

### 2.7.1 Modulaciones de Amplitud y fase

Las modulaciones en amplitud y fase, también conocidas como modulaciones lineales, tienen mejores propiedades espectrales que las modulaciones no lineales, ya que estas provocan una ampliación del espectro. Este tipo de modulación codifica los bits con la información de la señal transmitida en la amplitud o la fase, siendo más susceptible a las variaciones, tanto del desvanecimiento como de la interferencia. En un intervalo de



tiempo  $T_s$  (tiempo de símbolo),  $K = \log_2 M$  bits son codificados en la amplitud o la fase de la señal transmitida [4].

Para su implementación se requieren de amplificadores lineales que, de manera general, son más caros y menos eficientes en potencia que los amplificadores no lineales.

Entre las modulaciones de fase podemos encontrar:

#### - Phase-Shift keying (PSK)

Es una modulación en la que la información se codifica en la fase de la señal transmitida. Los bits de información que se transmiten tienen una fase de  $M = 2^K$  en los puntos de la constelación de la señal. Entre las modulaciones en frecuencia más comunes se encuentran la modulación 2PSK, también conocida como BPSK, la modulación QPSK y la modulación 8PSK.

En la figura 15 se representa la constelación de una modulación en fase como es la modulación 8PSK.

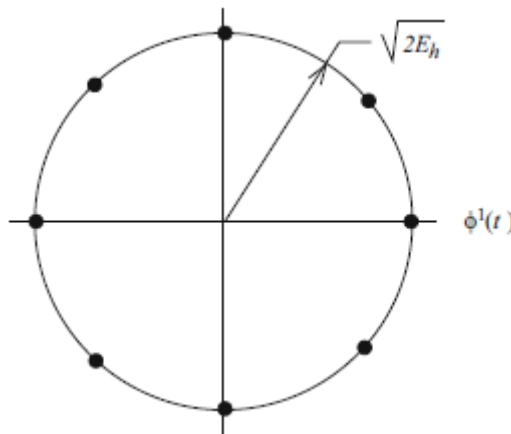


Figura 15. Modulación 8PSK [26]

#### - Quadrature Amplitude Modulation (QAM)

Es una modulación eficiente de ancho de banda en la que la información es codificada tanto en amplitud como en fase. Mientras que en la modulación PSK tiene un grado de libertad para codificar los bits de información, la modulación QAM tiene dos grados de libertad. Debido a esto la modulación QAM es más eficiente espectralmente, ya que puede codificar una mayor cantidad de bits por símbolo para una misma energía promedio dada [26].

En este tipo de modulación la constelación se construye cuando  $M$  es una potencia de 2 eligiendo un valor que pertenezca a  $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(N-1)\}$  y que  $N = \sqrt{M}$ . En esta constelación la distancia euclídea entre dos vectores de señal es  $2\sqrt{2E_h}$ . Entre las modulaciones más habituales se encuentran aquellas en las que los valores de  $M$  son 4, 16 o 64 viendo en la figura 16 como es la constelación para esos valores.

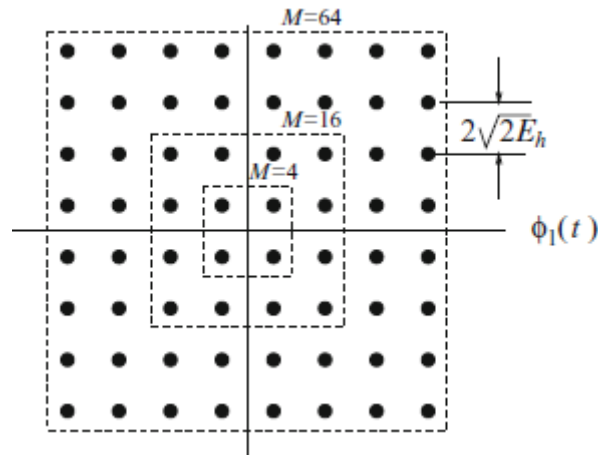


Figura 16. Modulaciones M-QAM [26]

### 2.7.2 Modulaciones en frecuencia

Las modulaciones en frecuencia suelen tener una envolvente de señal constante y son generadas mediante técnicas no lineales. A este tipo de modulaciones también se las conoce como modulación de envolvente constante o modulación no lineal [4].

Entre las modulaciones en frecuencia podemos encontrar:

#### - Frequency shift keying (FSK)

Es una modulación en la que la información es codificada en la frecuencia de la señal transmitida. Cada tiempo de símbolo,  $K = \log_2 M$  bits son codificados en la frecuencia de la señal transmitida  $s(t)$  resultado un señal  $s_i(t) = A \cos(2\pi f_i t + \phi)$  donde  $i$  es el índice del mensaje correspondiente con el bit  $\log_2 M$  y  $\phi$  es la fase asociada a la portadora.

### 3. Planteamiento del problema

#### 3.1 Banda estrecha

Para realizar las medidas en banda estrecha se ha transmitido una señal sin modular y se ha medido la potencia de la señal recibida. El principal objetivo de estas mediciones es analizar las pérdidas de propagación y el comportamiento del canal [5]. Esto nos ha permitido obtener el Path Loss y la caracterización del fading que produce el canal en el que se han realizado las medidas.

El sistema de medida que se ha utilizado, emplea como transmisor una radio definida por software ADALM-PLUTO, transmitiendo una señal portadora sin modular a 433 MHz. En recepción se ha empleado una radio definida por software RTL-SDR. Para generar la señal de transmisión, a través de las herramientas que proporciona Simulink, se ha realizado un programa que permite generar un tono de frecuencia central de 433 MHz. En recepción usando el bloque que proporciona Simulink, explicado en el ANEXO IV, se recibe la señal para su posterior tratamiento y obtención de resultados.

El escenario donde se han realizado las medidas corresponde a una zona interior con línea de visión directa entre el transmisor y el receptor.

#### 3.2 Banda ancha

El objetivo del estudio en banda ancha consistía en obtener la función de perfil de retardo de potencia *Power Delay Profile* (PDP) a partir de la medida de la respuesta al impulso del canal *Channel Impulse Response* (CIR). Para ello se iba a hacer uso del generador de señal SM300 o del generador de señal vectorial SMBV100A como transmisor, y la radio ADALM-PLUTO como receptor. Sin embargo, debido a la situación de pandemia se han cambiado las medidas de banda ancha por simulaciones de medidas de banda ancha. Es por este motivo que se han realizado dos aplicaciones.

La primera aplicación desarrollada permite, a través de gráficas, observar como los diferentes efectos que se producen en un canal de radio afectan a las pérdidas de propagación de la señal. Además, se representa la constelación de algunas de las modulaciones digitales más comunes. Se puede ver cómo es el espectro en frecuencia de unas de las técnicas de modulación más usadas como es el OFDM y el espectro en frecuencia de un tono de señal a una frecuencia dada.

Dentro de las diferentes gráficas que son representadas, se pueden observar los modelos de rayos que existen (modelo de dos rayos, modelo de seis rayos y modelo de diez rayos) y algunas de las pérdidas de propagación dependientes de la distancia para los modelos de Friis, Okumura-Hata, etc.

La segunda aplicación permite simular las medidas en banda ancha y así observar los efectos que se producen en el canal de radio cuando se envía información desde el transmisor hasta el receptor. Se ha realizado una aplicación que permite controlar estos efectos. Para ello se visualiza un video en el que mediante el uso de los componentes de la aplicación se puede ver qué resultados tiene en ese video cada uno de los efectos.

El programa consiste en la simulación de un transmisor y un receptor en el que la información es modulada y transmitida por un canal, todo ello englobado como parte de un sistema OFDM.

Esto nos permite observar qué influencia tienen los efectos del canal en la BER y la calidad del video.

## 4. Arquitectura detallada de la solución

### 4.1 Banda estrecha

En el ANEXO IV se desarrolla qué es el programa de Matlab y, más exactamente, qué es el entorno Simulink y cuáles de sus herramientas son usadas para el desarrollo del sistema que se ha propuesto para realizar las medidas en banda estrecha.

En la figura 17 aparece representado el diagrama de bloques de la solución que se ha propuesto para la realización de medidas mediante radios definidas por software, y de su posterior procesamiento para la obtención de los valores de potencia recibidos que permiten realizar una caracterización del canal.

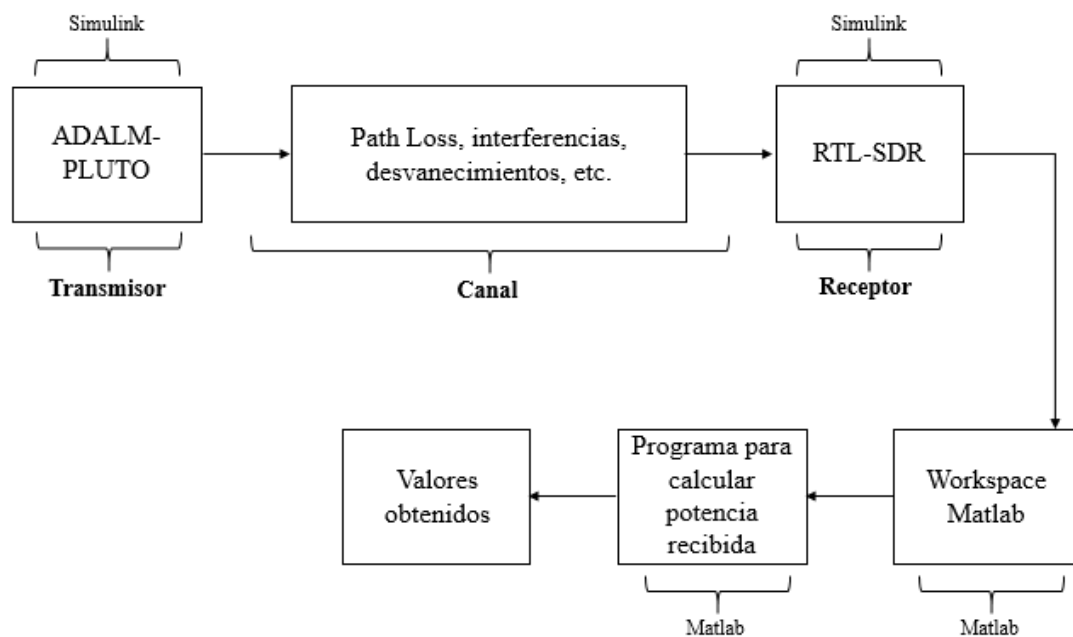


Figura 17. Diagrama de bloques del sistema de medida para la obtención de la potencia recibida  
Elaboración propia

Los pasos que sigue la solución propuesta para su ejecución son:

- El bloque ADALM-PLUTO representa el bloque de Simulink que permite la generación del tono a una frecuencia determinada para su transmisión.
- El bloque canal hace referencia al espacio comprendido entre el transmisor y el receptor. Este canal va a variar dependiendo del entorno en que se realizan las medidas, la distancia entre ambos dispositivos o la situación radioeléctrica.
- El bloque RTL-SDR representa el bloque de Simulink que permite la recepción del tono transmitido previamente y que ha recorrido el canal de radio hasta el receptor.
- Una vez se ha ejecutado el programa en Simulink, descrito previamente y representado en la figura 18, se genera en el workspace de Matlab una tabla de datos que se utilizará en el código escrito en Matlab para su tratamiento y obtención de resultados.

- La tabla de datos obtenida en el bloque anterior se trata de una matriz de datos que genera el diagrama de bloques que se observa en la figura 18. El programa escrito en Matlab y accesible a él mediante el enlace adjuntado en el ANEXO I permite procesar las medidas realizadas a través de la potencia recibida, y determinar las pérdidas (path loss) producidas a través del canal, debido a la disminución de la potencia recibida por el receptor con el aumento de la distancia y el fast fading, estudiando la variación en la atenuación que experimenta la señal. Este programa usa una serie de funciones predefinidas como son `pspectrum(x,Fs)` o `periodogram(x,[],N,Fs,'centered','power')` que devuelven la potencia de la señal de entrada y permite así su comparación. Donde  $x$  es la matriz de datos obtenida y  $F_s$  es la frecuencia de muestreo del sistema.

- Una vez ejecutado el programa en Matlab se obtienen unos valores de potencia que, tras tratar esos valores, como se muestra en el apartado 5, se obtienen una serie de resultados para caracterizar el canal de radio.

En la figura 18 se representa el diagrama de bloques de Simulink usado para transmitir un tono sin modular con el transmisor ADALM-PLUTO (figura 91) y recibir ese tono con el receptor RTL-SDR (figura 93) para posteriormente procesar esas medidas y obtener resultados.

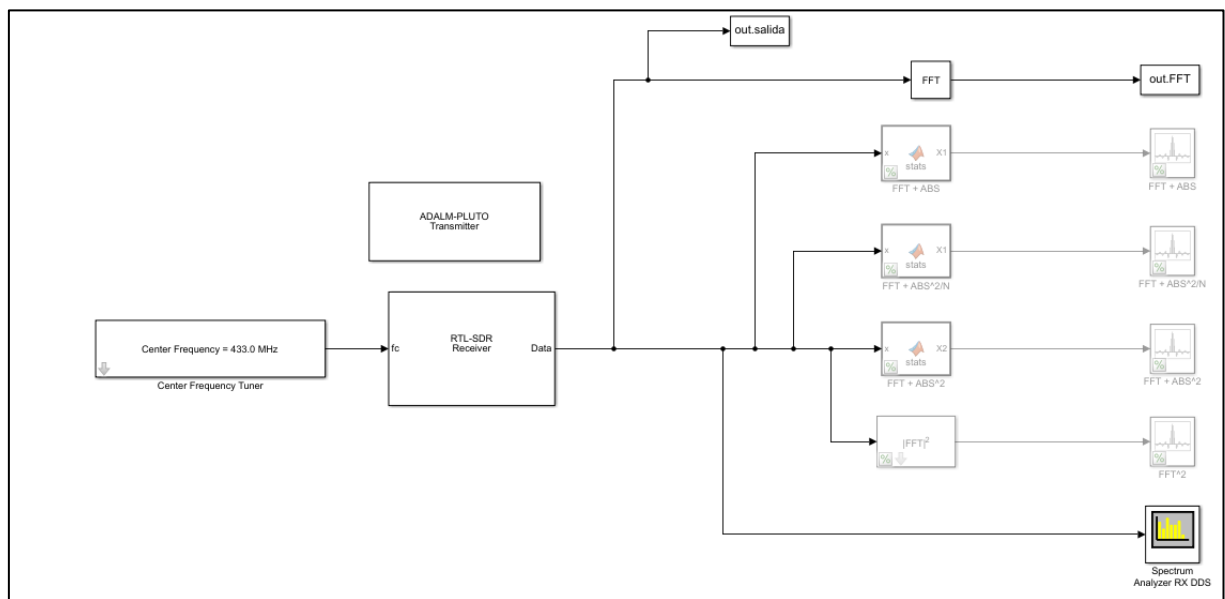


Figura 18. Diagrama de bloques Simulink

Como se ha expresado anteriormente, entre las herramientas usadas para el desarrollo de la arquitectura, se hace uso de SDR.

#### 4.1.1 Qué es una SDR

Una Radio definida por software *Software Defined Radio* (SDR) es un dispositivo que puede ser usado para para recibir y muestrear señales de radiofrecuencia en un rango de frecuencias y, a través, del entorno de Matlab y Simulink puede utilizarse para desarrollar sistemas de radio, en el que casi todas las funcionalidades asociadas con la capa física están implementadas en software, utilizando algoritmos de Procesamiento digital de señales *Digital Signal Processing* (DSP).

Un receptor SDR ideal está compuesto por un hardware *Front-End*, una antena y un muestreador que sea capaz de digitalizar una banda ancha de frecuencia de radio.

El *Front-End* recibe señales de radio por la antena, las convierte en banda base, las digitaliza y envía muestras de la señal a través de su interfaz USB para así extraer la información de la señal.

A nivel conceptual, una SDR consta de una sección de radiofrecuencia (antena, amplificadores y filtros), un Convertidor Analógico Digital *Analogue to Digital Converter* (ADC) o un convertidor Digital Analógico *Digital to Analogue Converter* (DAC) y un DSP y/o sistema de computación conectado a un *Digital Front-End*. La figura 19 muestra el esquema general de una SDR, tanto como dispositivo transmisor como receptor (transceptor) [22].

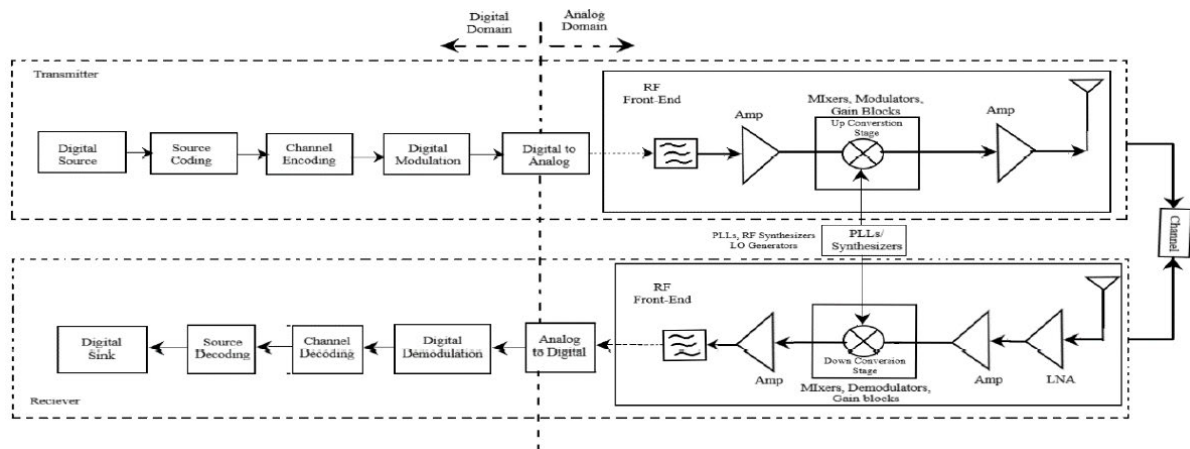


Figura 19. Sistema de un transceptor SDR [22]

Se debe tener en cuenta que para que la señal pueda ser recuperada, sin pérdida de información, la frecuencia de muestreo usada en el ADC tiene que cumplir el Teorema de Nyquist que establece, según la ecuación 45, que se necesita muestrear la señal a más del doble del ancho de banda de la señal (en banda base) o a la frecuencia máxima de la señal de entrada.

$$f_s > 2 \cdot f_{\max} = 2 \cdot B \quad (45)$$

Esta condición limitará el ancho de banda del sistema según la frecuencia de muestreo utilizada.

### Historia y evolución

La primera generación de SDR apareció a mediados de los años 90. En estas radios la parte analógica de la arquitectura radioeléctrica convierte las señales de RF a FI (Frecuencia Intermedia) usando un *Local Oscillator* Oscilador Local (OL) y, posteriormente, un segundo OL convierte la señal de frecuencia intermedia a banda base. La señal en banda base es muestreada y digitalizada usando un ADC (con frecuencia de muestreo de pocos kilohercios). Esta es la arquitectura usada por la tecnología GSM. En la figura 20 se puede ver el diagrama de bloques de la primera generación de SDR en la que se observa que la parte digital es muy pequeña [3].

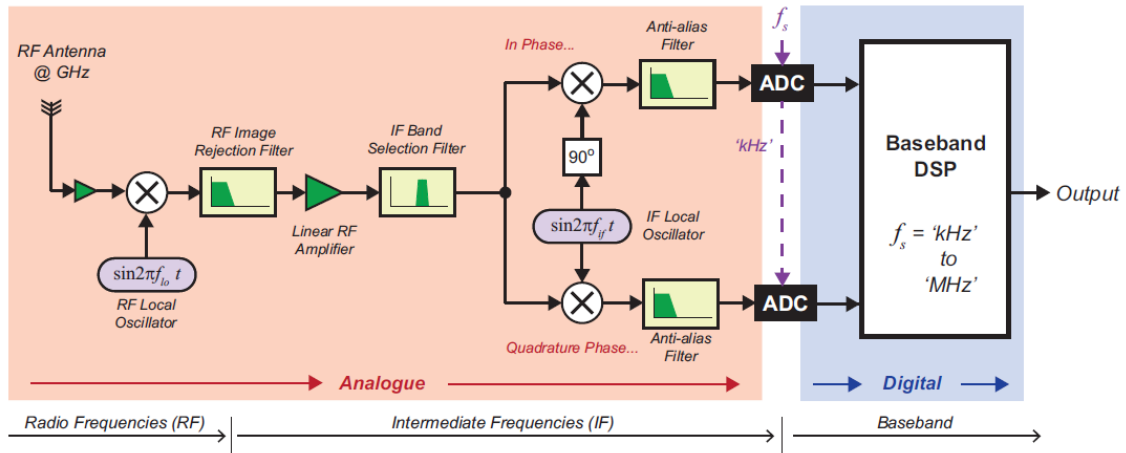


Figura 20. Diagrama SDR de primera generación [3]

En la siguiente generación que surge en los años 2000, el proceso de muestreo y digitalización se comenzó a hacer a frecuencias intermedias. La primera etapa del DSP hizo uso de un Convertidor Digital Descendente *Direct Digital Downconverter* (DDC) para trasladar la señal de frecuencia intermedia a banda base y posteriormente realizar un diezmado. La segunda fase de la conversión se hace en el dominio digital, cambiando con respecto a la primera generación. En esta segunda generación, gracias al desarrollo de los ADC/DAC, se implementaron más funcionalidades digitales lo que permitió mayor flexibilidad a la SDR. En la figura 21 se muestra el diagrama de bloques de la segunda generación de SDR, en la que se puede observar como hay una mayor importancia de la parte digital en el proceso de tratamiento de la señal [3].

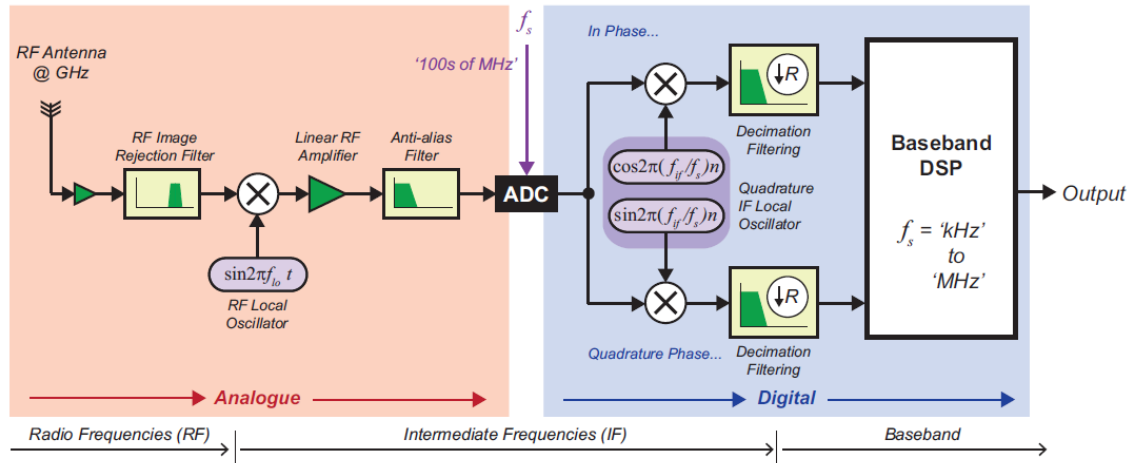


Figura 21. Diagrama SDR segunda generación [3]

La última generación de SDR se ha tratado de muestrear las señales de RF después de pasar por un amplificador y un filtro anti aliasing. Una vez digitalizada la señal, se traslada en una sola etapa desde RF a banda base con un solo DDC para después diezmara la señal. En la figura 22 se observa que solo un pequeña parte de este proceso se realiza de manera analógica, siendo fundamental la parte digital [3].



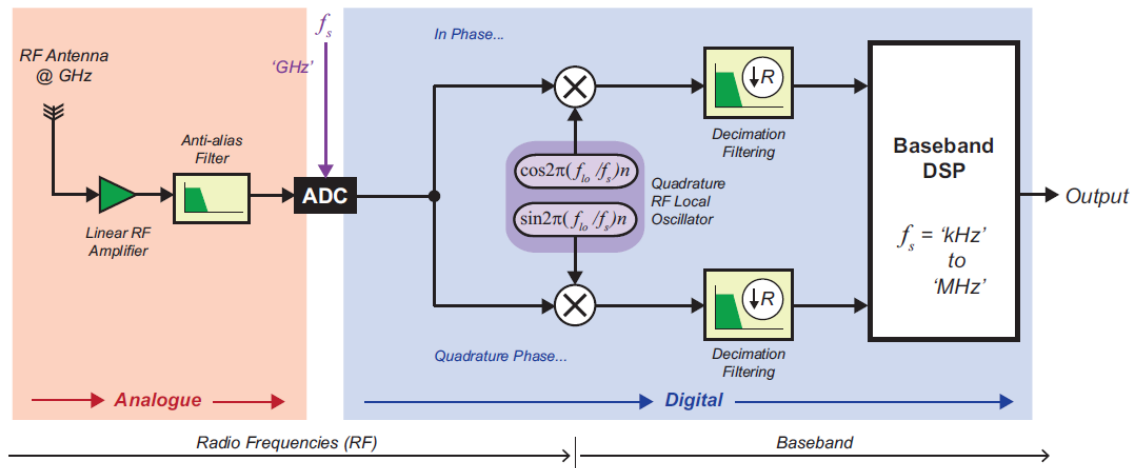


Figura 22. Diagrama SDR de tercera generación [3]

Como se puede observar la arquitectura de una SDR implica la implementación de la funcionalidad *Baseband DSP* en Matlab o Simulink por lo que existe una gran flexibilidad para el desarrollo de la parte software. El uso de una SDR con MATLAB y Simulink permitirá crear una amplia variedad de sistemas, capaces de recibir señales que utilicen muchos estándares de radio diferentes [3].

### RTL-SDR

El dispositivo RTL-SDR, receptor capaz de recibir señales de radio frecuencia en el rango de 25 MHz a 1,75 GHz, fue originalmente diseñado para la recepción de señales DVB-T (*Digital Video Broadcast – Terrestrial*) para permitir a los usuarios ver DTV desde un ordenador.

Como características principales tiene: un ancho de banda instantáneo o frecuencia de muestro de 2,8 MHz y una resolución del ADC de 8 bits.

De acuerdo a los modelos de arquitectura expuestos anteriormente la RTL-SDR esta implementada a través del modelo de segunda generación. Dispone de dos fases para trasladar la señal recibida a banda base. En la primera fase, de manera analógica, la señal es trasladada de radio frecuencia a frecuencia intermedia, siendo en la segunda fase cuando se traslada la señal de frecuencia intermedia a banda base de manera digital. Este proceso se realiza mediante software, lo que permite elegir la banda de frecuencias de RF deseada. El dispositivo sintonizador, controlado con un VCO (*Voltage Controlled Oscillator*) programable, que usa la RTL para convertir la señal de radio frecuencia a una frecuencia intermedia de 3,75 MHz es el Rafael Micro R820T2. Después de pasar por un filtro activo de ganancia que ajusta la amplitud para adaptarse al rango de operación del dispositivo, la señal resultante se introduce en el receptor de muestro de frecuencia intermedia RTL2832U que se sintoniza con la frecuencia central de la frecuencia intermedia y convierte la señal de frecuencia intermedia a banda base. Después, el RTL2832U muestrea la señal con velocidad de 28,8 MHz y se realiza una demodulación en cuadratura para producir muestras I/Q. A continuación, se lleva a cabo un proceso de diezmado para reducir la frecuencia de muestreo a un valor de 2,8 MHz para que, por último, se envíen las muestras por el puerto USB [3].

La salida de la RTL-SDR, a través de la interfaz USB, es equivalente a las dos entradas que tiene el bloque Baseband DSP, es decir, muestras I/Q en banda base. Estas muestras pueden ser procesadas en Matlab o Simulink donde se pueden crear diseños para implementar las etapas finales del receptor.

En la figura 23 se observa el gráfico del proceso que sucede en la RTL desde que se recibe la señal por la antena hasta que sale por el puerto USB al ordenador.

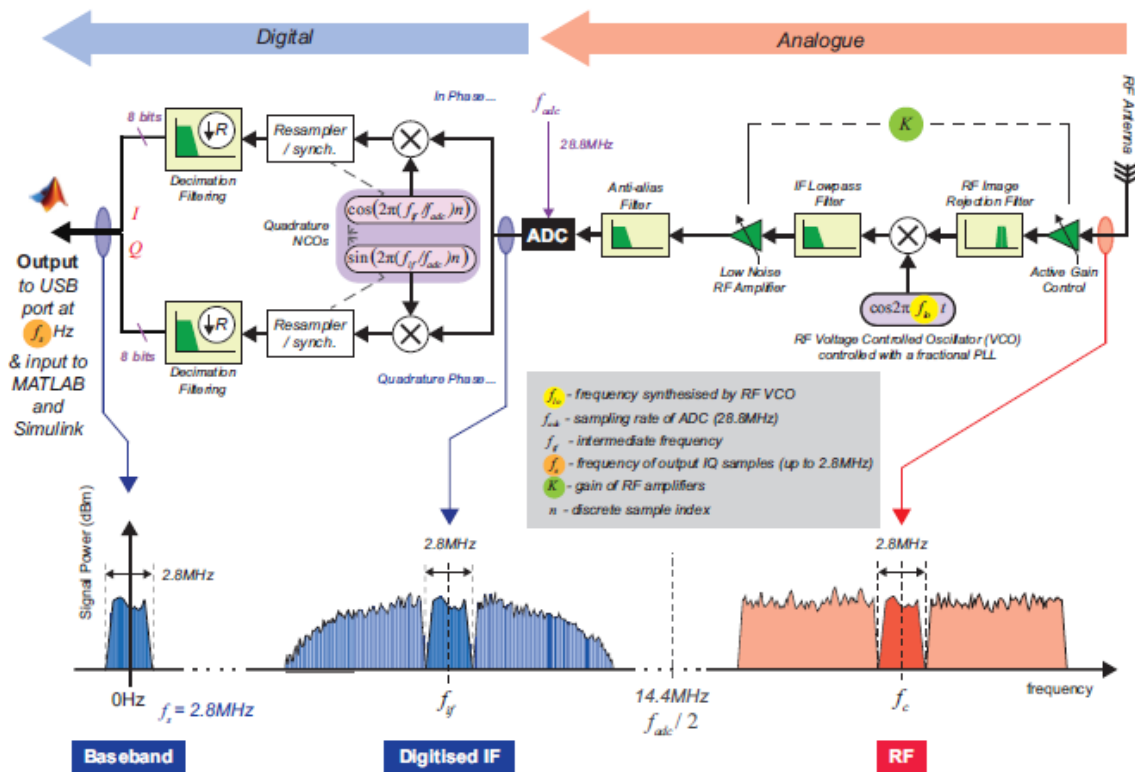


Figura 23. Diagrama de bloques del dispositivo RTL [3]

En la figura 24 se observan los principales componentes que forman parte de la RTL siendo los principales, entre otros, el chip sintonizador R820T, el chip demodulador RTL2832U, el conector MCX para conectar una antena al dispositivo y el reloj de cristal de 28,8 MHz.

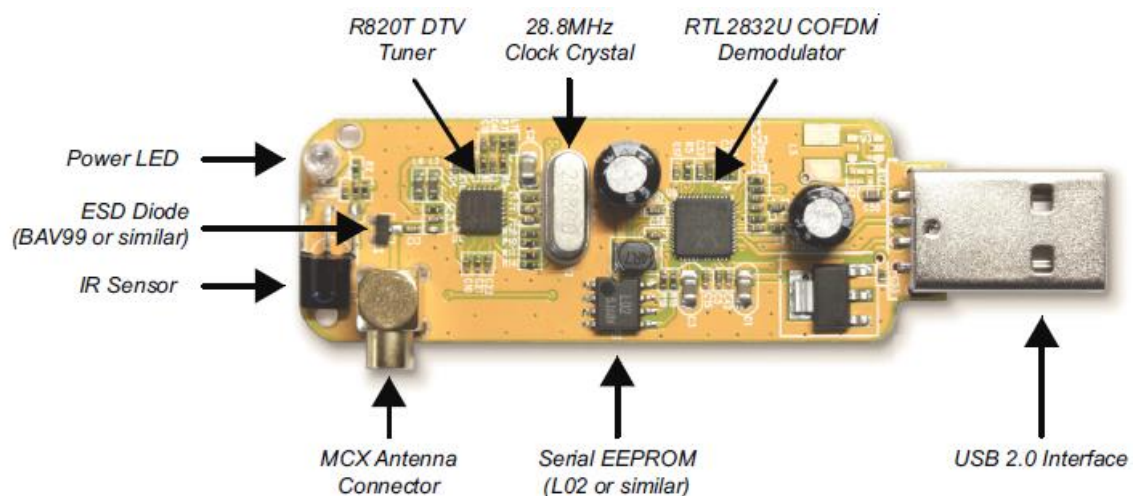


Figura 24. Componentes de una RTL [3]

Con el dispositivo RTL se pueden recibir, entre otras, señales FM, DTV, GPS, 2G, 3G, 4G siendo condición única que se encuentren en el rango de frecuencias sintonizables.

### ADALM-PLUTO

El terminal ADALM-PLUTO (PlutoSDR) está basado en el dispositivo transceptor ágil de radio frecuencia AD9363 de Analog Devices. Este dispositivo proporciona hasta 20 MHz de ancho de banda de canal sintonizable, puede generar o recibir señales analógicas de radio frecuencia entre 325 MHz y 3,8 GHz, aunque es posible extender el rango de frecuencias y el ancho de banda y tiene una resolución del ADC de 12 bits. Es capaz de transmitir y recibir 61,44 megamuestras por segundo en full dúplex, utilizando canales de recepción y transmisión separados [23].

La PlutoSDR tiene un factor de forma compacto, se alimenta por USB y es controlada por los paquetes de software que dispone Matlab y Simulink o GNU Radio a través del puerto USB usando controladores libiiio que soportan OS X, Windows y Linux, lo que permite usar el dispositivo a un gran número de usuarios.

Es posible la instalación de un driver que proporciona Matlab para ampliar el rango de sintonización de 70 MHz a 6 GHz y un ancho de banda de 56 MHz utilizando la configuración AD9364, en vez de la configuración por defecto AD9363. En la figura 25 se observan las partes principales del terminal ADALM-PLUTO [13] [12].

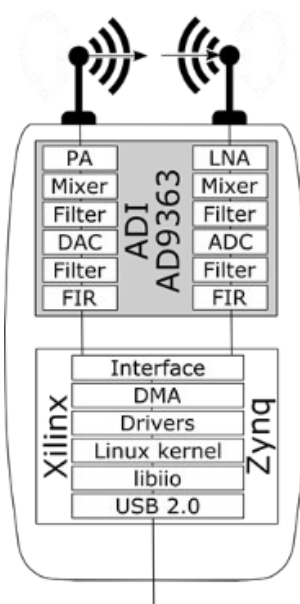


Figura 25. Esquema ADALM-PLUTO [12]

#### Características ADALM-PLUTO:

- Módulo de aprendizaje de radiofrecuencia compacto y autónomo.
- Módulo económico.
- Construido sobre los dispositivos analógicos, Transceptor de radiofrecuencia integrado AD9363 y la FPGA Xilinx Zynq Z-7010.
- Cobertura de radiofrecuencia entre 325 MHz y 3,8 GHz.

- Ancho de banda instantáneo de hasta 20 MHz.
- Tasa flexible de 12 bits en el ADC y DAC.
- Transmisor y receptor único o posibilidad de full dúplex.
- Soporte de la herramienta Simulink de Matlab.

## 4.2 Banda ancha

### 4.2.1 Aplicación 1

El aspecto de la aplicación aparece en la figura 26:

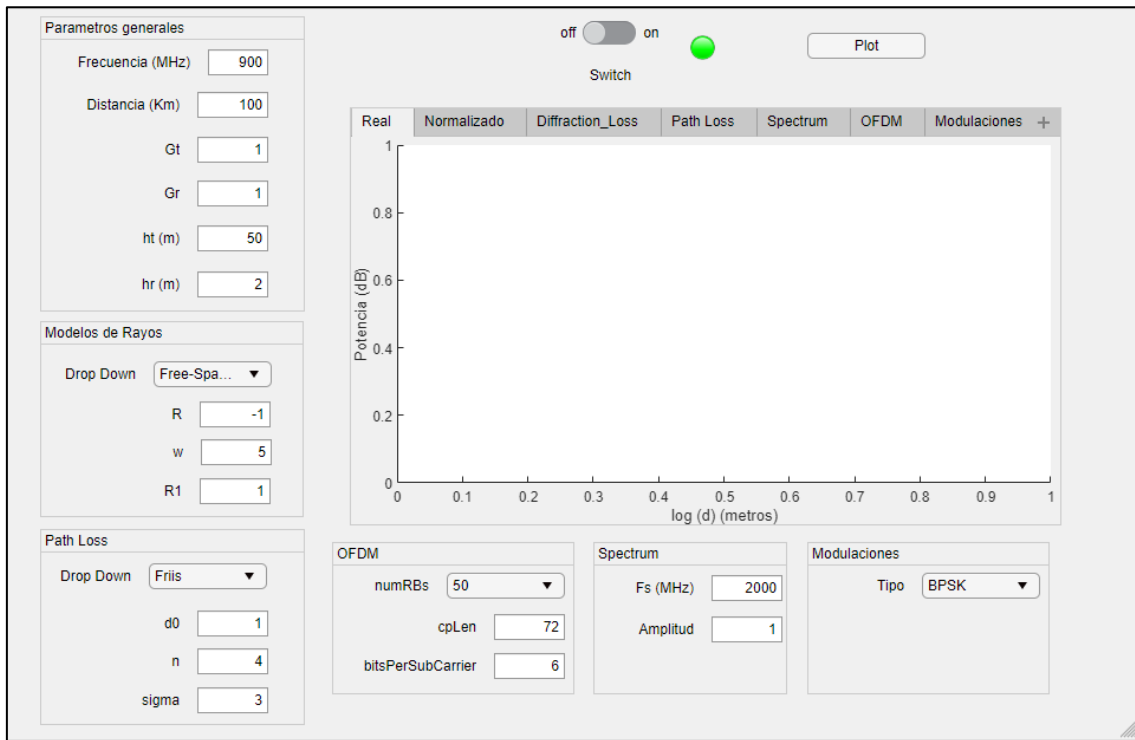


Figura 26. Vista general de la aplicación

En la aplicación aparecen pestañas para ir mostrando los diferentes gráficos que nos permite representar la aplicación. Estas pestañas son:

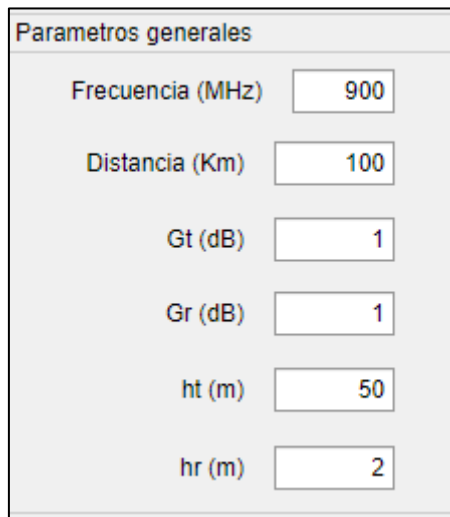
- **Real:** en esta pestaña se representan los diferentes modelos de rayos, además de la propagación en espacio libre sin normalizar.
- **Normalizado:** en esta pestaña se representan los diferentes modelos de rayos, además de la propagación en espacio libre normalizado.
- **Diffraction Loss:** en esta pestaña se representan las pérdidas por difracción en función parámetro de difracción de Fresnel-Kirchoff.
- **Path Loss:** en esta pestaña se representan las pérdidas de propagación en función de la distancia para diferentes modelos de propagación.
- **Spectrum:** en esta pestaña se representa el espectro de un tono de señal a una frecuencia determinada.

- **OFDM:** en esta pestaña se representa el espectro de una modulación OFDM.

- **Modulaciones:** en esta pestaña se representa la constelación de diferentes modulaciones digitales siendo el eje de abscisas el eje I en fase y el eje de coordenadas el eje Q en cuadratura.

La aplicación tiene distintos paneles en el que aparecen los diferentes componentes de la aplicación que van a permitir variar los parámetros de cada simulación. En el ANEXO II se detalla estas opciones en profundidad. Estos paneles son:

- **Parámetros generales:** en el panel (figura 27) se puede seleccionar los parámetros generales de la simulación entre los que están la frecuencia de la simulación, la distancia entre el transmisor y el receptor, y la ganancia y altura de la antena transmisora y receptora.

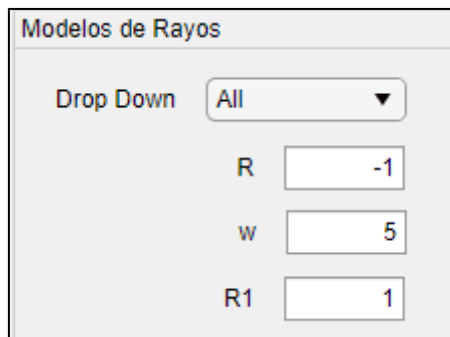


The screenshot shows a window titled "Parametros generales" with the following parameters and values:

Parameter	Value
Frecuencia (MHz)	900
Distancia (Km)	100
Gt (dB)	1
Gr (dB)	1
ht (m)	50
hr (m)	2

Figura 27. Panel parámetros generales

- **Modelos de Rayos:** en el panel (figura 28) se puede seleccionar la representación de la propagación en espacio libre, el modelo de dos rayos, el modelo de seis rayos y el modelo de 10 rayos. Además, se puede seleccionar los parámetros que caracterizan a los modelos de rayos como puede ser coeficiente de reflexión o la posición de las antenas en el entorno.



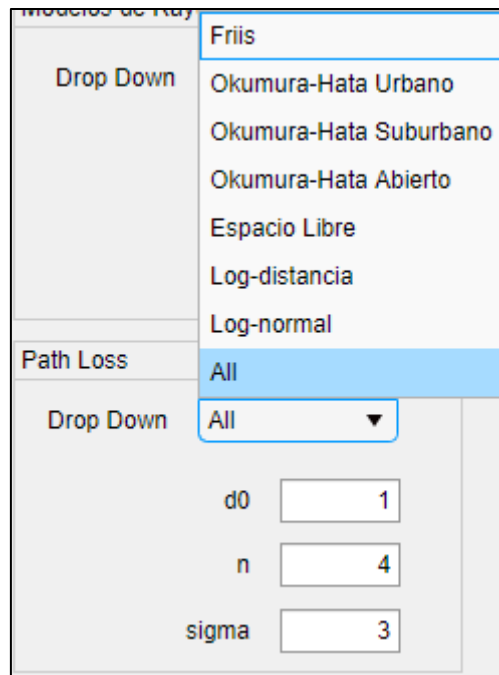
The screenshot shows a window titled "Modelos de Rayos" with the following parameters and values:

Parameter	Value
Drop Down	All
R	-1
w	5
R1	1

Figura 28. Panel Modelo de Rayos

- **Path Loss:** en el panel (figura 29) se pueden seleccionar la representación de las pérdidas de propagación para los modelos de Friis, Okumura-Hata Urbano, Okumura-Hata Suburbano, Okumura-Hata Abierto, Espacio Libre, Log-distancia y Log-normal.

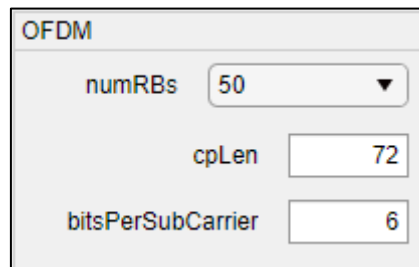
Además, se puede seleccionar el valor de la distancia de referencia  $d_0$ , el valor de  $n$  del Path Loss Exponent y el valor de sigma.



The image shows a software interface for Path Loss. It features a dropdown menu with the following options: Friis, Okumura-Hata Urbano, Okumura-Hata Suburbano, Okumura-Hata Abierto, Espacio Libre, Log-distancia, Log-normal, and All. Below the menu, there are three input fields:  $d_0$  with a value of 1,  $n$  with a value of 4, and sigma with a value of 3.

Figura 29. Panel Path Loss

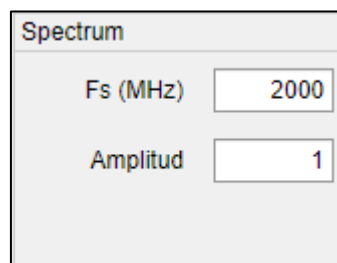
- **OFDM:** en el panel (figura 30) se puede seleccionar los parámetros que caracterizan el espectro de la modulación OFDM como pueden ser el número de bloques, el prefijo cíclico y el número de bits por subportadora.



The image shows a software interface for OFDM parameters. It includes three input fields: numRBs with a value of 50, cpLen with a value of 72, and bitsPerSubCarrier with a value of 6.

Figura 30. Panel OFDM

- **Spectrum:** en el panel (figura 31) se puede seleccionar la frecuencia de muestreo y amplitud del tono transmitido.



The image shows a software interface for Spectrum parameters. It includes two input fields: Fs (MHz) with a value of 2000 and Amplitud with a value of 1.

Figura 31. Panel Spectrum

- **Modulaciones:** en el panel (figura 32) se pueden seleccionar diferentes modulaciones digitales para representar su constelación. Entre ellas están las modulaciones BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 32QAM, 64QAM, 128QAM y 256QAM.

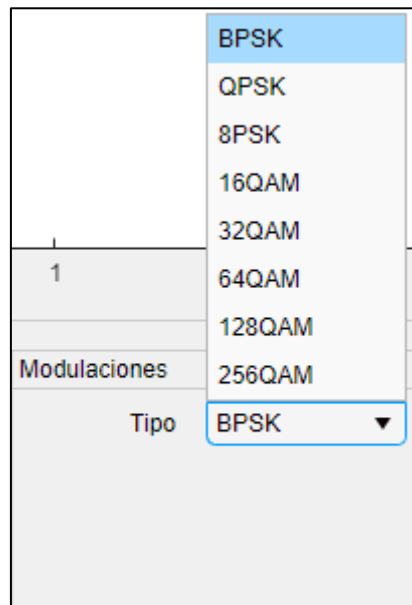


Figura 32. Panel Modulaciones

#### 4.2.2 Aplicación 2

En el ANEXO IV se describe la herramienta de Matlab, llamada App Designer, con la cual se han realizado las aplicaciones para realizar las simulaciones en banda ancha.

En la figura 33 aparece representado el diafragma de bloques del transmisor, el receptor y el canal que forma parte de un sistema OFDM correspondiente con la segunda aplicación.

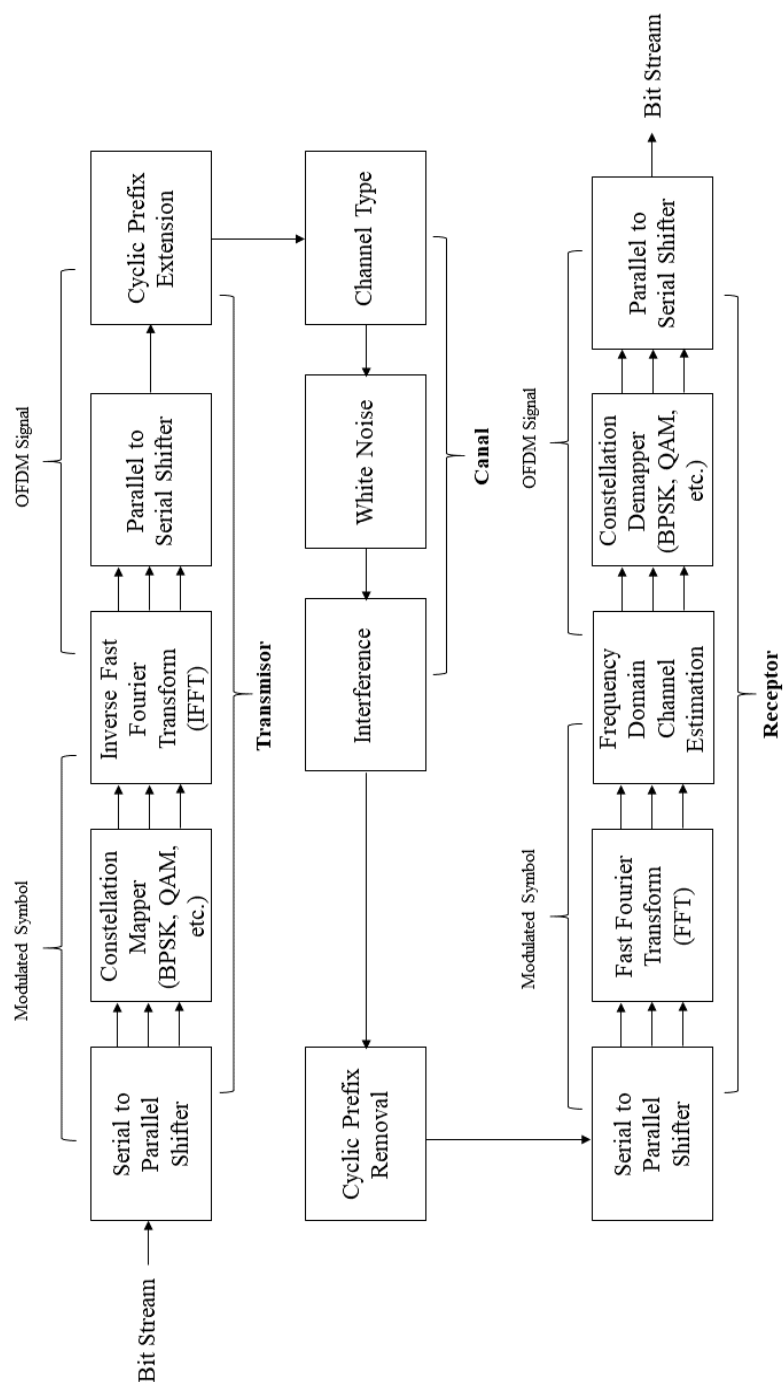


Figura 33. Diagrama de bloques sistema OFDM

Los pasos que sigue el programa para su ejecución son los siguientes [31]:

- El programa obtiene los frames del video para posteriormente convertir estos frames en una cadena de bits (bitstream binario).
- En el bloque **Serial to Parallel Shifter** el bitstream de datos generado previamente se reorganiza en bloques paralelos para realizar una modulación digital y su posterior procesamiento.



- En el bloque **Constellation Mapper** los datos paralelos se mapean de bits a símbolos según el esquema de modulación seleccionado.

- En el bloque **Inverse Fast Fourier Transform (IFFT)** cada conjunto de símbolos se mueve del plano IQ (dominio de frecuencia) al dominio del tiempo. Esto nos permite la generación y simulación de la señal OFDM.

- En el bloque **Parallel to Serial Shifter** los datos que se encuentra en el dominio del tiempo en paralelo se reordenan en frames en serie.

- En el bloque **Cyclic Prefix Extension** se añade una extensión del prefijo cíclico (intervalo de guardia) a cada frame para combatir la ISI. Esta extensión se utiliza ya que si la señal no está distorsionada al ser recibida, la señal demodulada es igual a la señal original, pero si existe dispersión en el canal la señal OFDM, pierde la ortogonalidad, por lo tanto se añade el prefijo cíclico para que sean más inmunes a los efectos del canal. El prefijo cíclico se añade al inicio del símbolo OFDM siendo de igual o mayor longitud que la dispersión del canal. Sin embargo, se produce la desventaja de reducir la eficiencia energética, el rendimiento de los datos y la contención espectral del canal [34].

- En el bloque **Channel Type** la señal OFDM se propaga a través de un canal que puede ser elegido entre un canal Rician, un canal Rayleigh o un canal MIMO.

- En el bloque **White Noise** a la señal OFDM se le añade ruido blanco gaussiano.

- En el bloque **Cyclic Prefix Removal** la extensión del prefijo cíclico es eliminado de cada uno de los frames.

- En el bloque **Serial to Parallel Shifter** el frame OFDM en serie se reorganiza en un bloque paralelo.

- En el bloque **Fast Fourier Transform (FFT)** los datos del dominio del tiempo se trasladan al dominio de la frecuencia para su posterior procesamiento y recuperación en su forma original.

- En el bloque **Frequency Domain Channel Estimation**, para combatir los efectos del desvanecimiento, se realiza una estimación del canal. La señal OFDM  $x(n)$ , es transmitida por el canal  $g(n)$  apareciendo una componente de ruido gaussiano como consecuencia del canal  $w(n)$ . Por lo tanto la señal recibida  $y(n) = x(n) \cdot g(n) + w(n)$ . Debido a que el ruido tiene una media de cero, para la estimación del canal, se puede prescindir del término. Se pasan los valores al dominio de la frecuencia, pudiendo hacer una estimación del canal como  $X(\omega) = G(\omega)^{-1}Y(\omega)$  denominando a este proceso estimación LS (*Least Squares* o de mínimos cuadrados). Es decir, consiste en minimizar el error cuadrático entre los símbolos piloto recibidos y transmitidos.

La señal  $X(\omega)$  es denominada señal piloto y existen dos tipos:

- Señal piloto de tipo bloque (*block type*) (figura 34) que es periódica en el tiempo y abarca todo el rango de frecuencia siendo transmitida de manera periódica.
- Señal piloto de tipo peine (*comb type*) (figura 35) que es periódica en frecuencia y abarca todo el rango de tiempo siendo transmitida de manera constante.

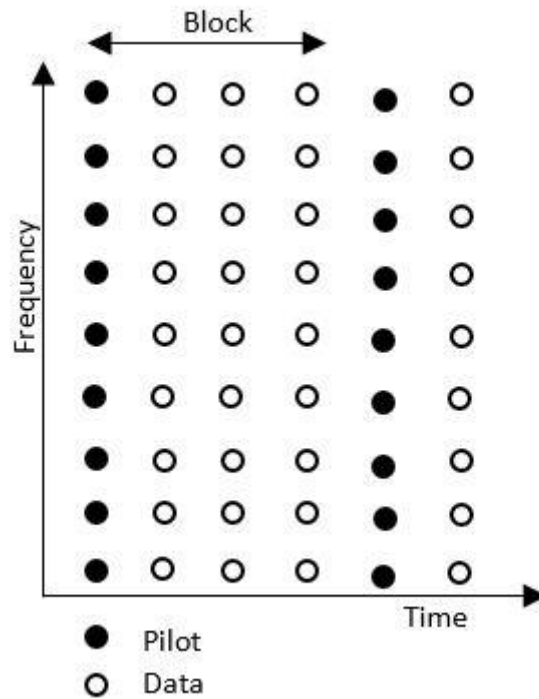


Figura 34. Señal piloto de tipo bloque [33]

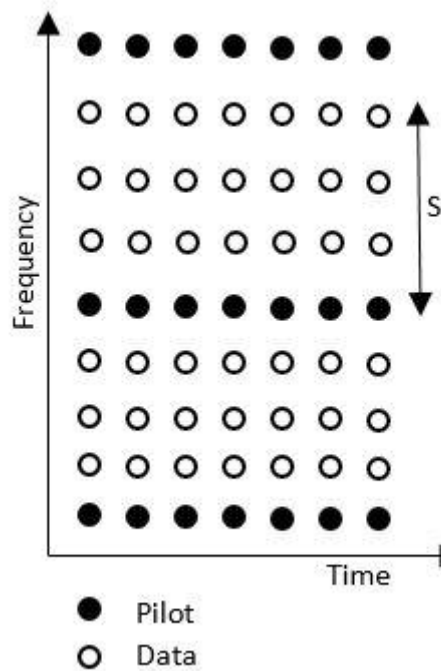


Figura 35. Señal piloto de tipo peine [33]

- En el bloque **Constellation Demapper** los datos del dominio de la frecuencia son mapeados desde los símbolos en el plano del IQ hasta los bits.
- En el bloque **Parallel to Serial Shifter** los datos paralelos se reorganizan en un bitstream de datos en serie.

- Por último, la cadena de bits obtenida es procesada para volver a obtener los frames del video y poder representar su visualización.

El sistema incorpora IFFT para multiplexar las señales en el transmisor y FFT para demultiplexar la señal en el receptor.

## 5. Resultados

### 5.1 Banda estrecha

Para modelar matemáticamente las pérdidas de potencia en la propagación se ha aplicado la expresión matemática logarítmica que describe de manera general la atenuación de potencia en espacio libre con una variable aleatoria  $X\sigma$ , la cual incluye la atenuación de la señal en entornos abiertos debido a pequeños obstáculos. Esta expresión ha sido definida y descrita en el apartado 2 de este proyecto [17].

Se ha realizado el estudio sin tener en cuenta la variable aleatoria  $X\sigma$ , debido a que en la ecuación usada aparece el término  $PL_0$  y el factor  $n$ , que permiten no tener en cuenta las variables asociadas a las pérdidas de potencia ya que estos términos llevan implícitos estos efectos. La ecuación 3 se usa, sobre todo, en los métodos de predicción empíricos [17].

La potencia de la señal disminuye en función de la distancia entre el transmisor y el receptor, por lo tanto se puede establecer una relación lineal entre las pérdidas de propagación y el logaritmo de la distancia entre el transmisor y el receptor. La proporción en la que disminuye la potencia viene dada por el valor de  $n$ , conocido como *Path Loss Exponent* (PLE).

Según el entorno de propagación el PLE varía según los valores típicos que se especifican en la tabla 1.

Entorno	Path Loss Exponent
Espacio libre	2
Área Urbana	2,7-3,5
Área Suburbana	3-5
LOS interior	1,6-1,8
Obstrucción en edificios	4-6
Obstrucción en fabricas	2-3

Tabla 1. Valores de  $n$  para diferentes entornos [17]

El objetivo es determinar cuál es el valor de  $n$  que caracteriza el canal de radio en el que se han realizado las medidas.

Para ello, y con el objetivo de estudiar e interpretar los resultados, se han realizado medidas a diferentes distancias y ángulos de visión entre el transmisor y el receptor para obtener una serie de valores que nos permitan caracterizar el comportamiento del canal.

Para facilitar el estudio y la posterior evaluación y comprensión de los resultados obtenidos se va a hacer uso de gráficas.

En la figura 36 se representa la distancia entre el transmisor y el receptor y la potencia recibida.

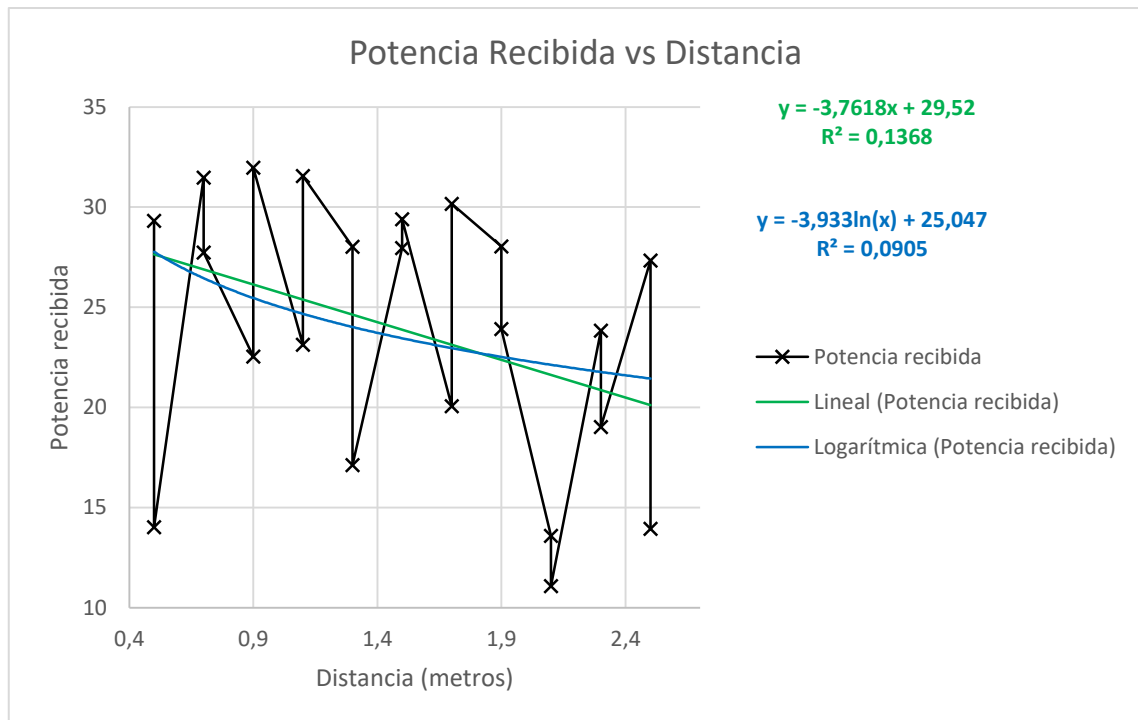


Figura 36. Relación entre la potencia recibida en función de la distancia  
Elaboración propia

El aumento progresivo de la distancia entre el transmisor y el receptor y los efectos del multirayecto provocan la existencia de valores de medida que no son los esperados en condiciones normales de visión directa. Es por este motivo que es necesario realizar un estudio de la causa que produce estas variaciones en las medidas, producidas en su mayoría por el canal en el que se realizan estas mediciones. Las estadísticas de la señal recibida en un entorno de radio móvil se obtienen utilizando el modelo de dispersión y el supuesto de un gran número de componentes en fase aleatoria [10].

Es importante destacar que el número de medidas realizadas limita la calidad del resultado.

Ante la dispersión en los valores que se produce al realizar las mediciones, se ha realizado una media móvil de las medidas para suavizar la curva y poder hacer así un mejor ajuste logarítmico.

Con esta media móvil se puede analizar un conjunto de datos de manera que se obtiene una serie de promedios, pudiendo crear una sucesión de valores en la cual cada uno es promedio de un subconjunto de los datos originales. El número N de valores que determinan el subconjunto puede variar, siendo el valor mínimo 2.

Cuando se obtiene un coeficiente de correlación ( $R^2$ ) muy cercano a 1 significa que el error entre la curva ajustada y los puntos medidos es el mínimo, es decir, existe una gran dependencia entre la curva y los puntos. Es por este motivo que se ha realizado una media móvil con varios valores de N para posteriormente, mediante el ajuste logarítmico de la curva, obtener el coeficiente de correlación más cercano a 1. Gracias a este valor podemos determinar cuál es el valor de N que mejor nos permite ajustar la curva y los puntos.

En la figura 37 y 38 se representa algunos de los valores de N que han sido utilizados para realizar la media móvil y su posterior ajuste logarítmico.

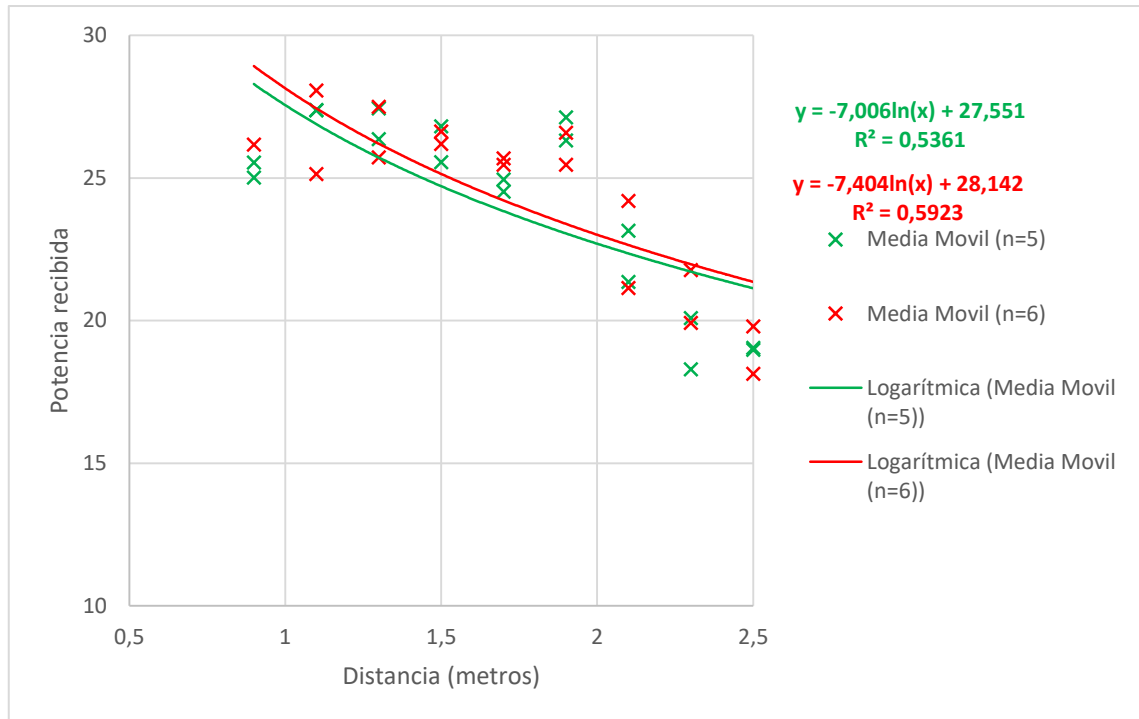


Figura 37. Media móvil con diferentes valores de N  
Elaboración propia

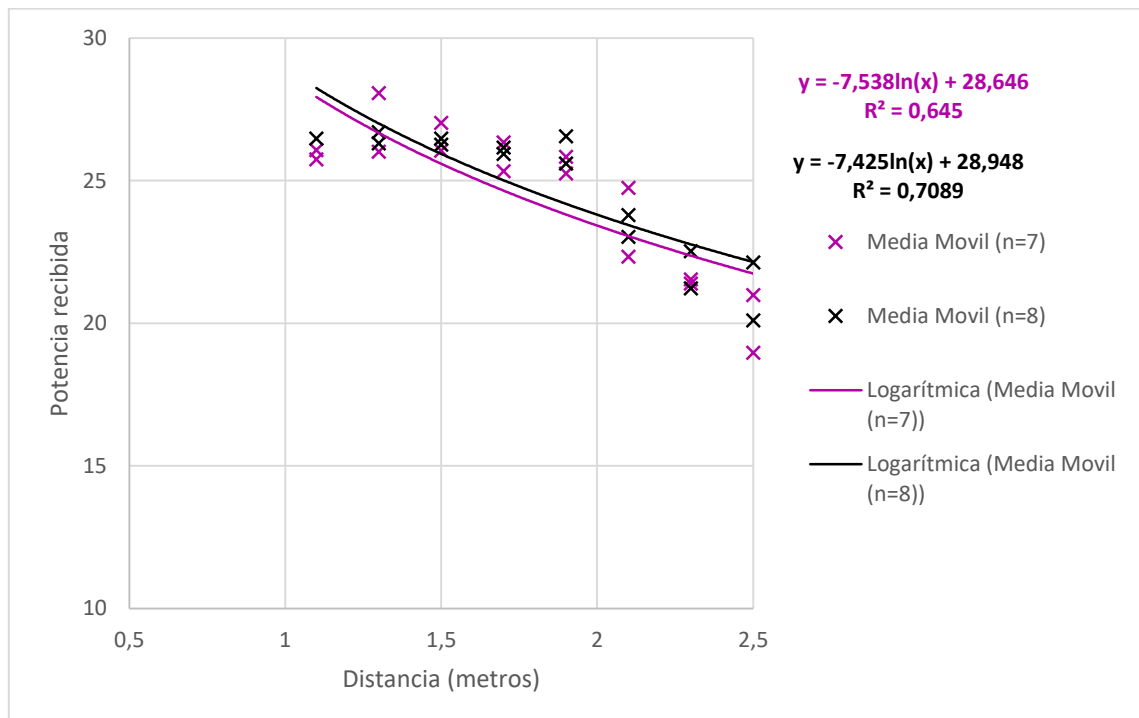


Figura 38. Media móvil con diferentes valores de N  
Elaboración propia

A través de la gráfica de la figura 37 y 38 y con la ayuda del coeficiente de correlación se puede determinar que la media móvil con el valor de N igual a 8 es la que mejor nos permite hacer el ajuste logarítmico para obtener el valor del coeficiente de correlación más cercano a 1. Mediante este ajuste se obtiene la ecuación 46:

$$Pr = -7,425 \cdot \ln(x) + 28,948 \quad (46)$$

Mediante esta ecuación, en la figura 39 se muestra el resultado del ajuste a una curva logarítmica de los puntos de medida de potencia tomados en el escenario de propagación después de realizar la media móvil más conveniente.

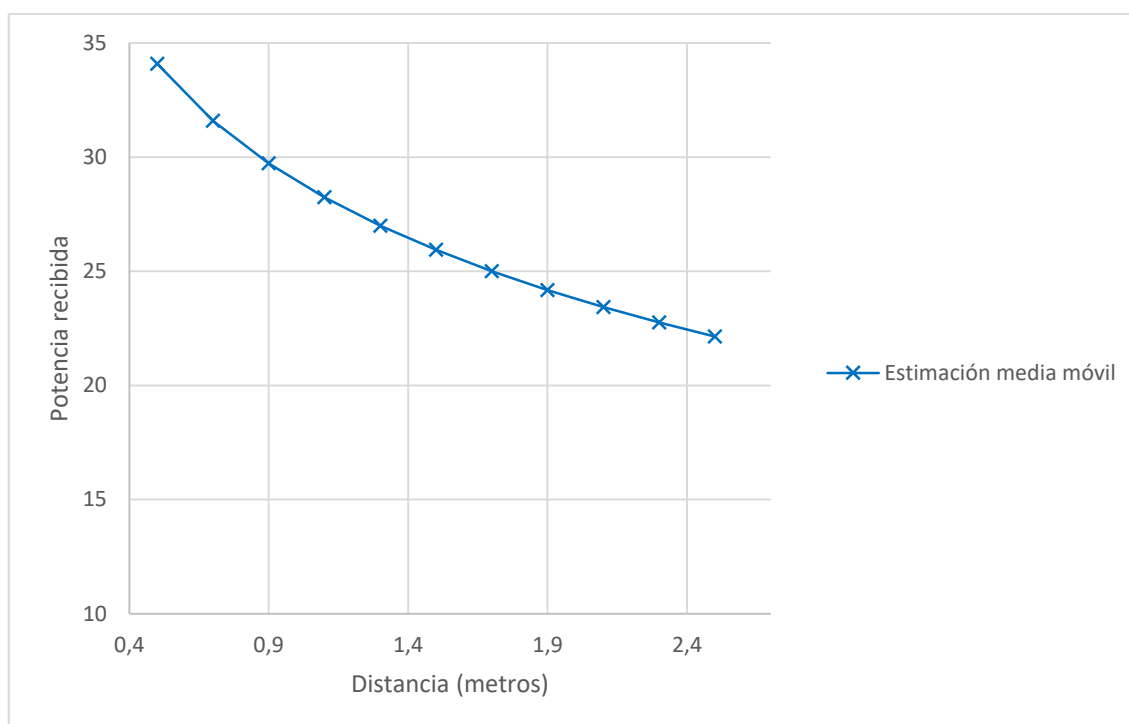


Figura 39. Relación entre la potencia recibida en función de la distancia con ajuste logarítmico  
Elaboración propia

La media móvil realizada genera una aproximación de los datos. Esta aproximación origina la posibilidad de que ciertos valores difieran de su valor original. Para ello se ha hecho uso del error absoluto medio (MAE), que permite caracterizar la diferencia entre dos variables continuas. El MAE que existe es de 4,77.

Para obtener el valor de n que caracterice el canal en el que se han realizado las medidas puede establecerse una relación entre la potencia recibida, Pr, y el logaritmo de la distancia entre el transmisor y el receptor de forma análoga a la ecuación 3, que viene dado por la ecuación 47:

$$Pr(d) = Pr_0 - n \cdot 10 \log \frac{d}{d_0} \quad (47)$$

Donde  $d \geq d_0$ ,  $Pr_0$  es la potencia medida a una distancia  $d_0 = 1$  m y  $n$  es el denominado PLE que está relacionado con el tipo de entorno de propagación.

Con la ecuación 46, dando valores a la  $x$ , es decir a la distancia, se obtienen los valores de potencia recibida con respecto a la distancia que siguen la línea de tendencia logarítmica. En la tabla 2 se indican estos valores.

Distancia (metros)	Potencia recibida
0,5	34,0946
0,7	31,5963
0,9	29,7303
1	28,948
1,1	28,2403
1,3	26,9999
1,5	25,9374
1,7	25,008
1,9	24,1822
2,1	23,4391
2,3	22,7636
2,5	22,1445

Tabla 2. Valores de potencia tras el ajuste logarítmico  
Elaboración propia

Una vez se han obtenido estos valores, haciendo uso de la ecuación 47, se puede obtener el valor de  $n$ . Para ello, se dispone de una  $Pr$  para una distancia determinada y  $Pr_0 = 28,948$ . Por ejemplo, se va a hacer uso del valor de  $Pr(d = 2,1) = 23,439115$ . A continuación se detallan los cálculos necesarios para la obtención de valor del PLE, despejando el valor de  $n$  de la ecuación 47:

$$n = \frac{Pr - Pr_0}{-10 \log(d/d_0)} = \frac{23,439115 - 28,948}{-10 \log(2,1/1)} = 1,7097$$

El valor de PLE que caracteriza el entorno de propagación es LOS en zona interior. Como se puede observar en la tabla 1, este valor obtenido se aproxima a los valores que se podían esperar en un entorno de propagación de línea de visión directa de interiores.

En la figura 40 se representan las pérdidas de propagación en función de la distancia de separación entre el transmisor y el receptor para las medidas a 433 MHz, la media móvil utilizada para el desarrollo del estudio del PLE y el ajuste logarítmico sobre el total de las medidas.



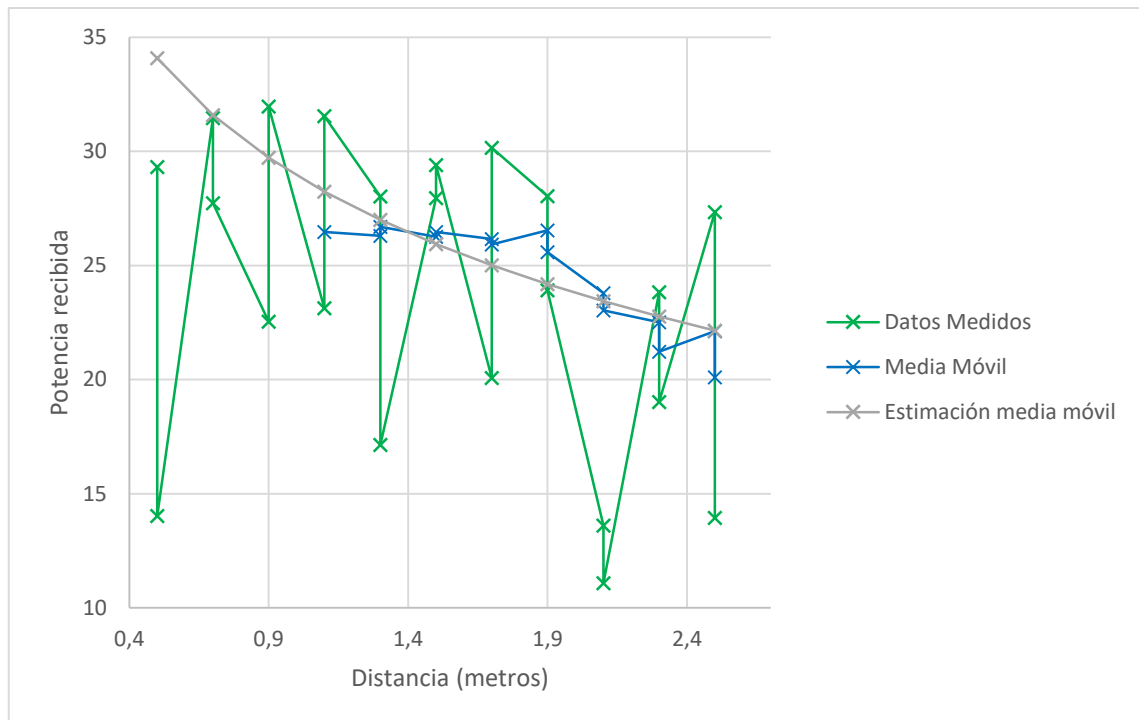


Figura 40. Potencia recibida, media móvil y ajuste logarítmico en función de la distancia

Elaboración propia

La atenuación que se produce en la señal, que viene determinada por el término  $10\log(d/d_0)$ , nos permite determinar cuáles son estas pérdidas de propagación para el valor del PLE obtenido y compararlo con los valores esperados de un entorno de interiores con visión directa y con respecto al espacio libre. En la tabla 3 se hace una comparación de estos valores.

<b>Distancia (metros)</b>	<b>Atenuación PLE medido</b>	<b>Atenuación PLE teórico</b>	<b>Atenuación en espacio libre</b>
0,5	1,7079	1,6-1,8	2
0,7	1,7079	1,6-1,8	2
0,9	1,7079	1,6-1,8	2
1	1,7079	1,6-1,8	2
1,1	1,7079	1,6-1,8	2
1,3	1,7079	1,6-1,8	2
1,5	1,7079	1,6-1,8	2
1,7	1,7079	1,6-1,8	2
1,9	1,7079	1,6-1,8	2
2,1	1,7079	1,6-1,8	2
2,3	1,7079	1,6-1,8	2
2,5	1,7079	1,6-1,8	2

Tabla 3. Comparación de diferentes valores de atenuación  
Elaboración propia

En la figura 41 aparece representado las diferentes curvas de pérdidas de propagación para los valores que se han comparado en la tabla 3. Para el valor del PLE teórico se ha usado el valor intermedio entre los especificados, es decir, un valor de 1,7.

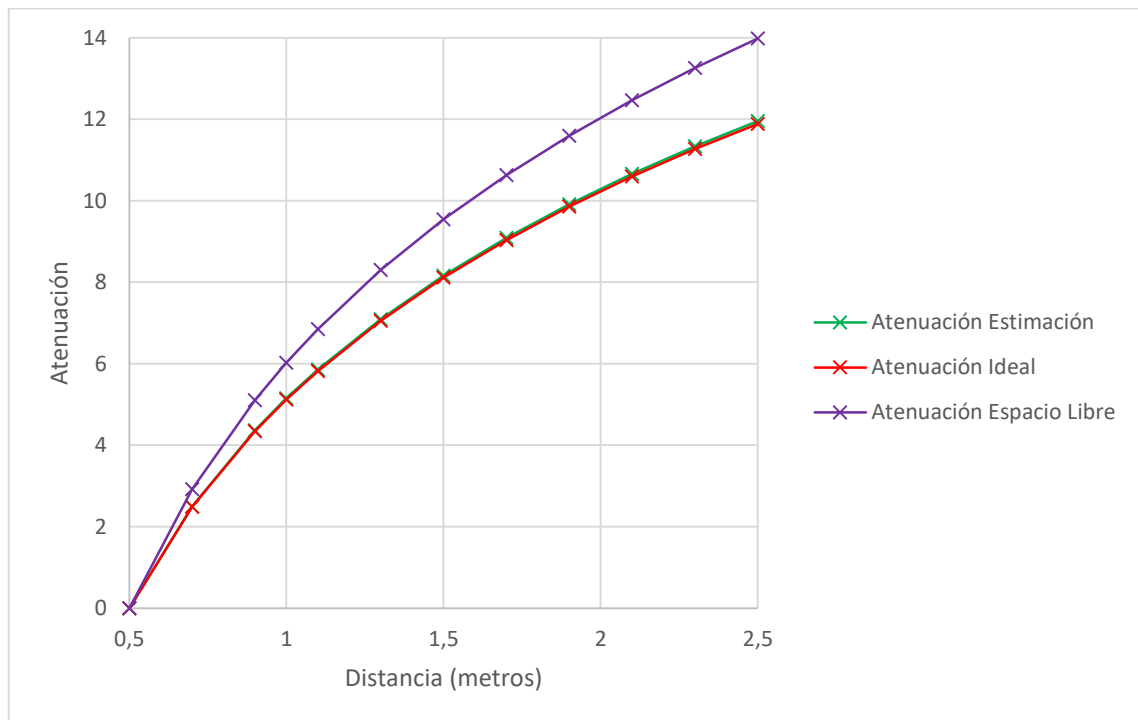


Figura 41. Atenuación en función del PLE y la distancia  
Elaboración propia

En la figura 42 se ha extrapolado la señal a valores de distancia superiores a la distancia real entre el transmisor y el receptor, permitiendo ver cuál sería la proyección de la potencia a distancias superiores.

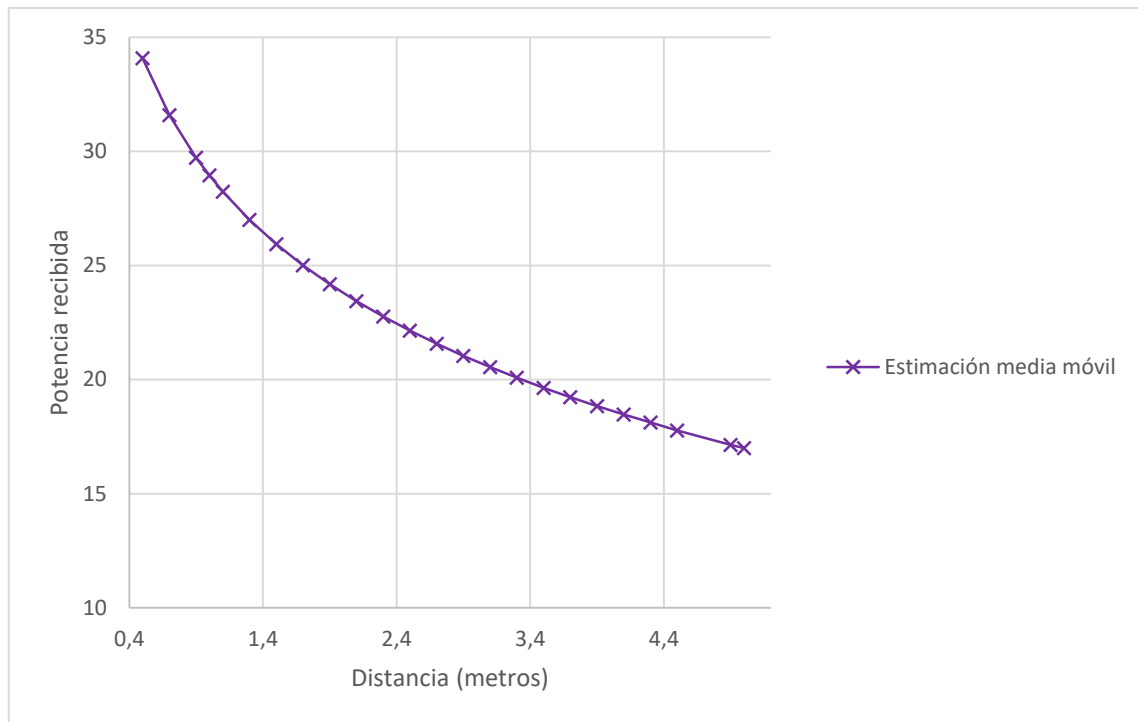


Figura 42. Extrapolación potencia recibida  
Elaboración propia

Una vez determinado el valor del PLE que influye en la atenuación de la señal, producido por la variación lenta dependiente de la distancia, es necesario la caracterización del canal debido a las variaciones rápidas en torno a la media. Para ello es necesario quedarse con las variaciones rápidas eliminando la variación que depende de la distancia.

En la tabla 4 se indican los valores que hacen referencia a esas variaciones rápidas de la señal en torno a la media.

Distancia (metros)	Variación en torno a la media
0,9	2,242798171
1	3,313978085
1,1	1,027154664
1,3	3,463278428
1,5	5,156914764
1,7	3,857765105

Tabla 4. Valores desvanecimiento rápido  
Elaboración propia

Con los valores de la tabla 4, se va a caracterizar el fading con una de las distribuciones a las que se ha hecho referencia en el apartado 2. Para llevarlo a cabo, se va a hacer uso de un programa en Matlab que nos permita obtener los parámetros de cada distribución y cuál de ellos es más correcto para poder caracterizar el desvanecimiento del canal. El programa se encuentra en el enlace adjunto del ANEXO I.

Este programa crea un objeto de distribución de probabilidad ajustando la distribución especificada por los valores de la tabla 4 a una de las distribuciones que pueden caracterizar el canal para, posteriormente, representar su función densidad de probabilidad. Además, se obtienen los parámetros de cada una de las distribuciones.

En las figuras 43, 44, 45, 46 y 47 se observa cada una de las distribuciones generadas mediante el programa descrito anteriormente.

#### - Distribución Rician

Parámetros:  $s = 2,77747$  y  $\sigma = 1,42162$

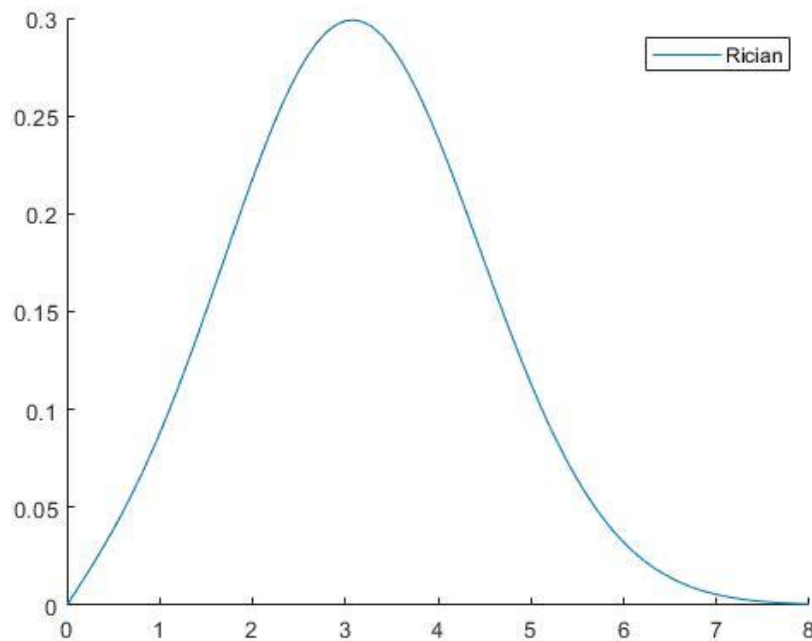


Figura 43. Distribución Rician

A través de la ecuación 34, se puede calcular el valor de  $k$  que caracteriza a la distribución Rician:

$$k(\text{dB}) = 10\log\left(\frac{2,77747^2}{2 \cdot 1,42162^2}\right) = 2,807$$

### - Distribución Rayleigh

Parámetros:  $B = 2,42449$

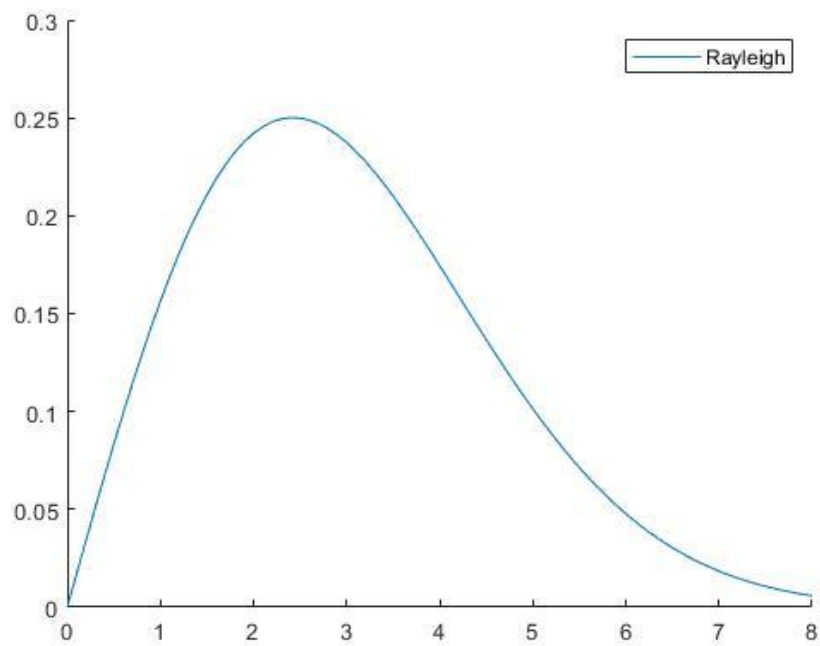


Figura 44. Distribución Rayleigh

### - Distribución Nakagami

Parámetros:  $\mu = 1,47444$  y  $\omega = 11,7563$

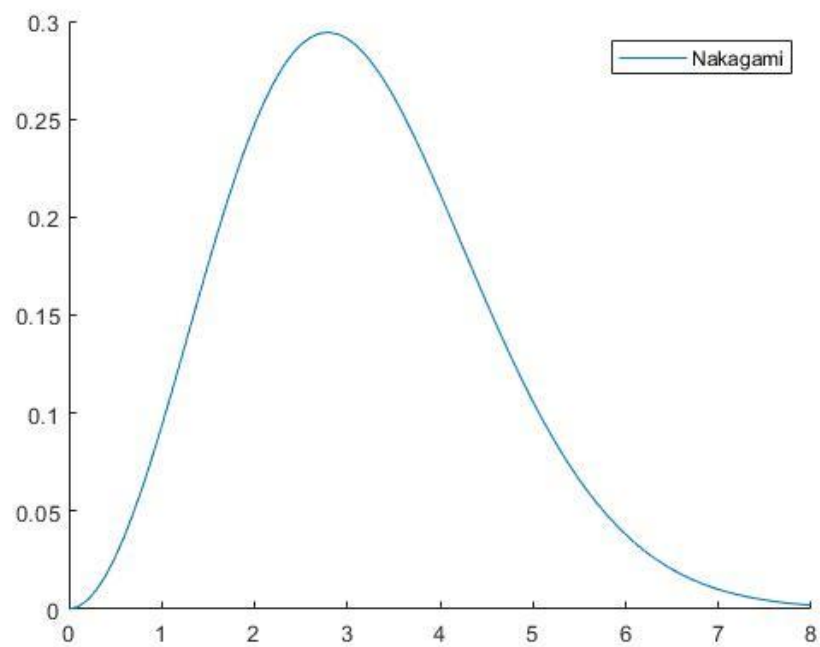


Figura 45. Distribución Nakagami

### - Distribución Log-normal

Parámetros:  $\mu = 1,04422$  y  $\sigma = 0,566197$

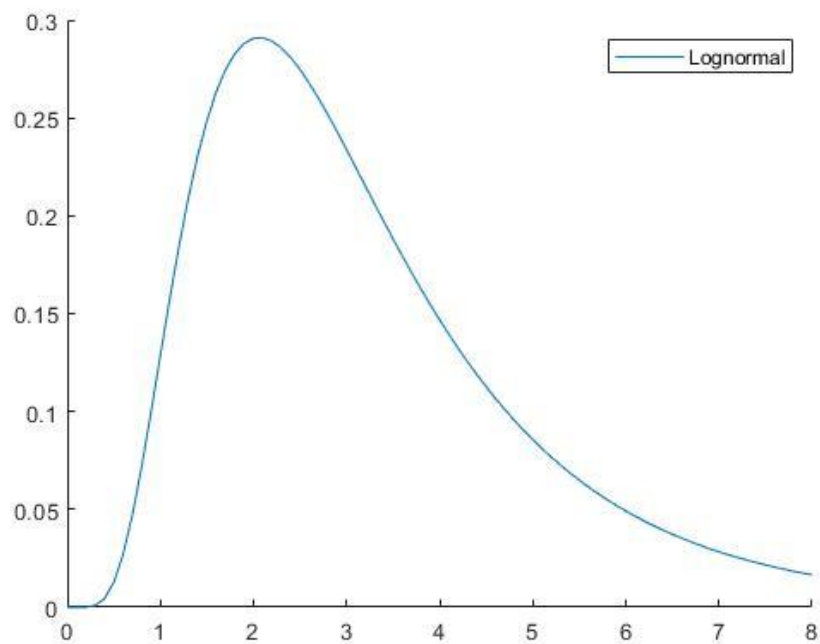


Figura 46. Distribución Log-normal

### - Distribución Weibull

Parámetros:  $A = 3,57215$  y  $B = 2,72265$

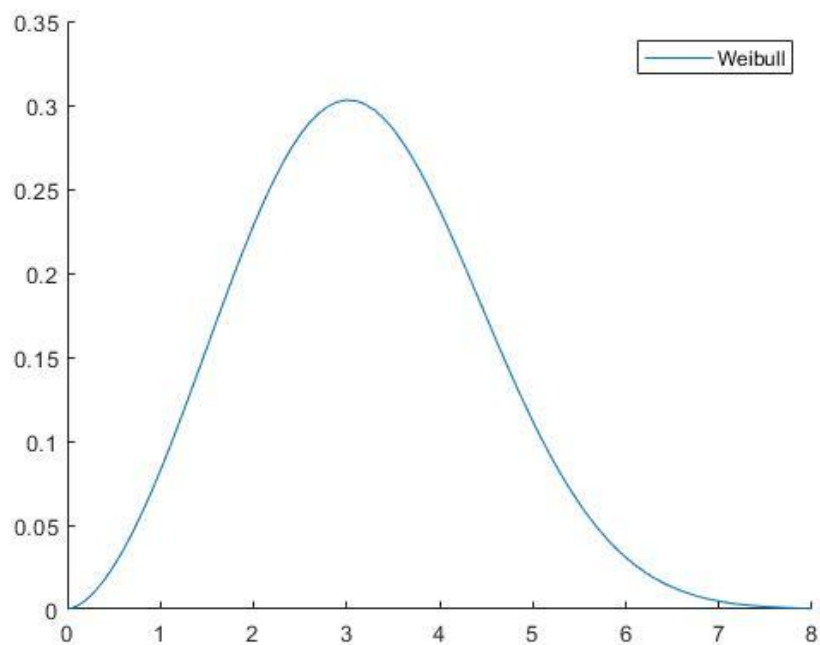


Figura 47. Distribución Weibull

En la figura 48 se pueden observar las funciones densidad de probabilidad de todas las distribuciones que han sido calculadas en función de su variable aleatoria.

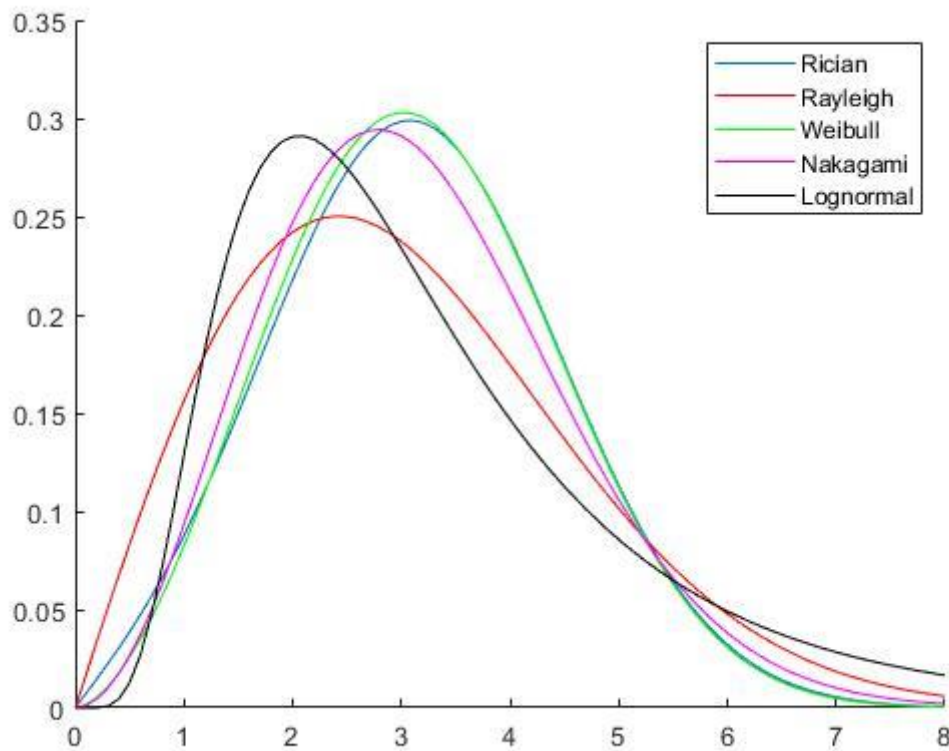


Figura 48. Conjunto de distribuciones

Según las gráficas anteriormente mostradas y los parámetros que describen cada una de ellas, la distribución de canal que más se adecua a las condiciones del canal donde se han realizado las medidas es Rician, debido a que existe línea de visión directa en las medidas realizadas y los valores de los parámetros se adecuan a esta distribución.

Existen pruebas no paramétricas que permiten probar el grado de concordancia entre una distribución de datos empíricos y una distribución teórica específica. Entre estas pruebas se encuentra el análisis cuantitativo Kolmogorov-Smirnov. Haciendo uso de esta prueba y con las herramientas que proporciona Matlab, se va a proceder a comparar la función de distribución acumulativa de las medidas empíricas con la función de distribución acumulativa que genera una distribución Rician con los valores característicos de esta, según las medidas realizadas y el tipo de canal existente. En la figura 49 se observa que las medidas empíricas siguen la progresión de la distribución Rician teórica.

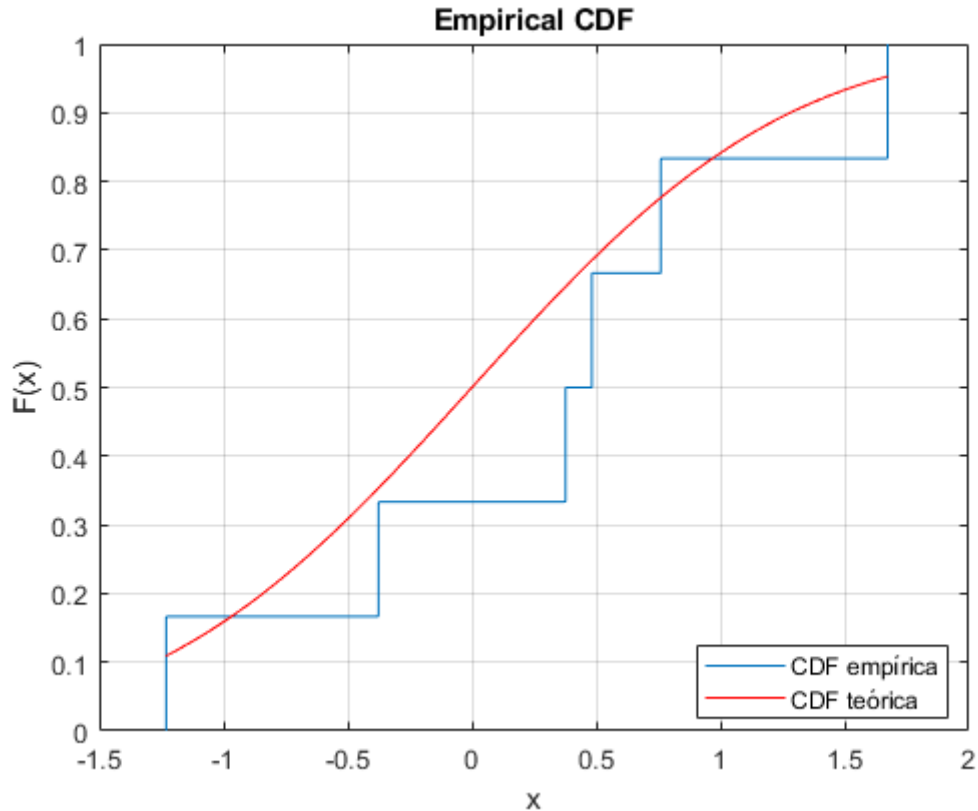


Figura 49. Función de distribución acumulativa

## 5.2 Banda ancha

### 5.2.1 Aplicación que simula efectos del canal

En la figura 50 y 51 aparecen representados los diferentes modelos que permite la aplicación.

Tanto en la representación real como en la normalizada se puede observar como la distancia produce pérdidas en la potencia de la señal. En color rojo aparece representado las pérdidas debidas al espacio libre, en azul la caída en potencia del modelo de dos rayos, en verde la caída en potencia del modelo de seis rayos, en negro la caída en potencia del modelo de diez rayos y en rosa la aproximación lineal de los modelos de rayos. Se puede observar en la forma de la señal del modelo de rayos que existen momentos en los que los rayos generan interferencias destructivas, donde hay un fuerte caída de la potencia y momentos en los que se producen interferencias constructivas en las que la potencia de la señal aumenta. Esto es debido al número de rayos que llegan desde la antena transmisora a la receptora.

Las representaciones se han realizado a una frecuencia central de 900 MHz, una distancia de 100 Km, la ganancia de la antena transmisora y receptora de 1, una altura de la antena transmisora de 50 metros y una altura de la antena receptora de 2 metros. Además, con un coeficiente de reflexión igual a -1.



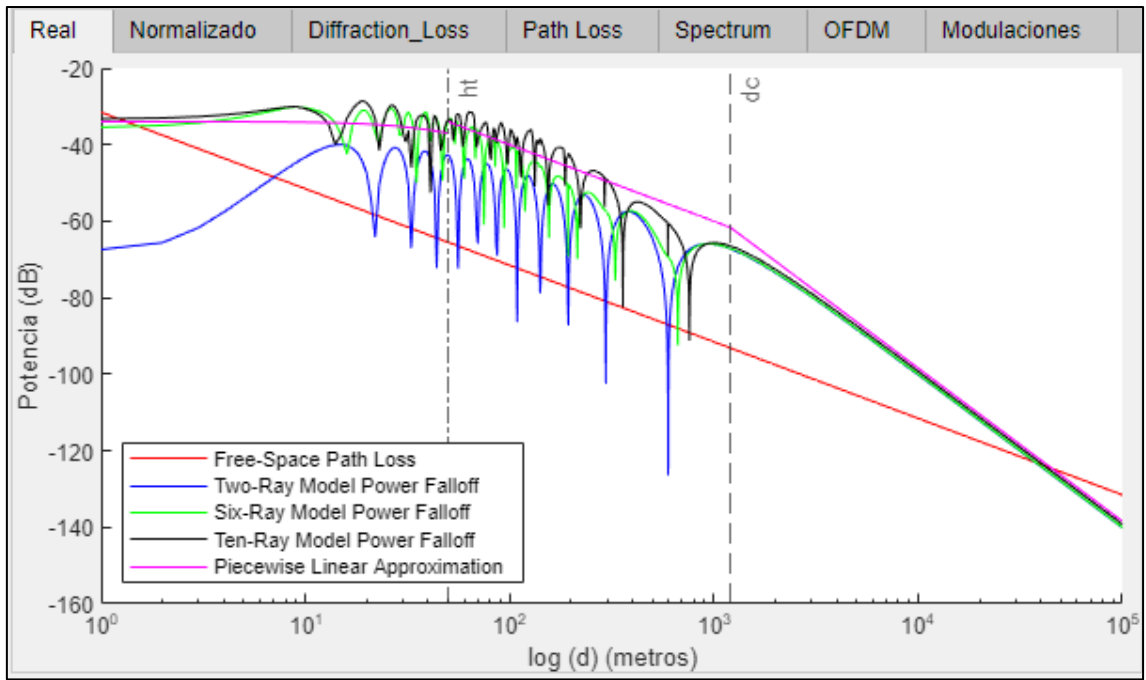


Figura 50. Representación del Modelo de Rayos sin normalizar

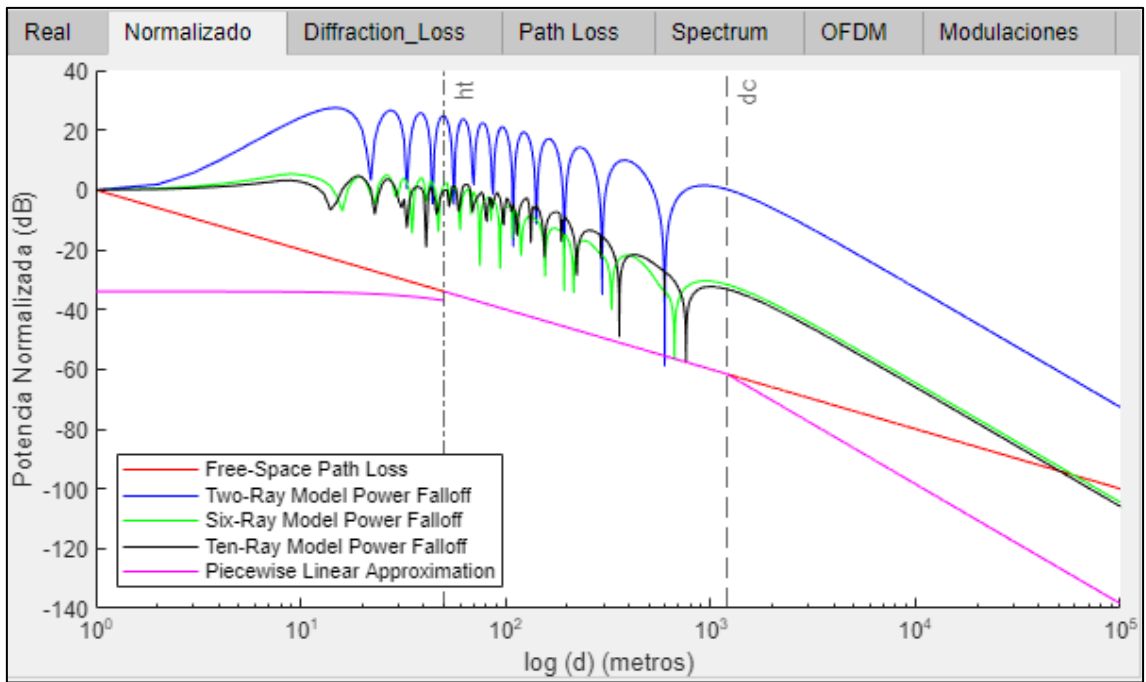


Figura 51. Representación del Modelo de Rayos normalizado

En la figura 52 se puede observar como varían las pérdidas de difracción en función del parámetro  $v$ .

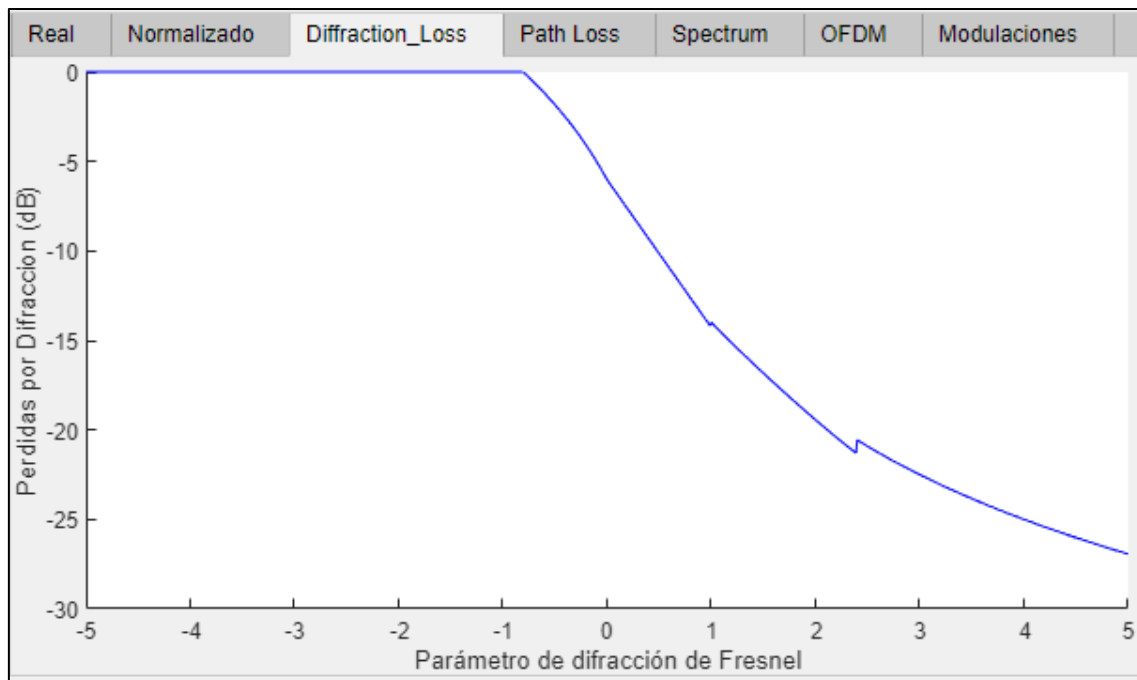


Figura 52. Pérdidas por difracción en función del parámetro de difracción

Para valores del parámetro de difracción de Fresnel negativos, es decir, la obstrucción se encuentra debajo de la línea de visión, las pérdidas por difracción son cero. Si el camino está obstruido, aumenta el parámetro de difracción de Fresnel y por lo tanto, según la ecuación 26, aumentan las pérdidas por difracción.

En la figura 53 se pueden observar las pérdidas de propagación para diferentes modelos.

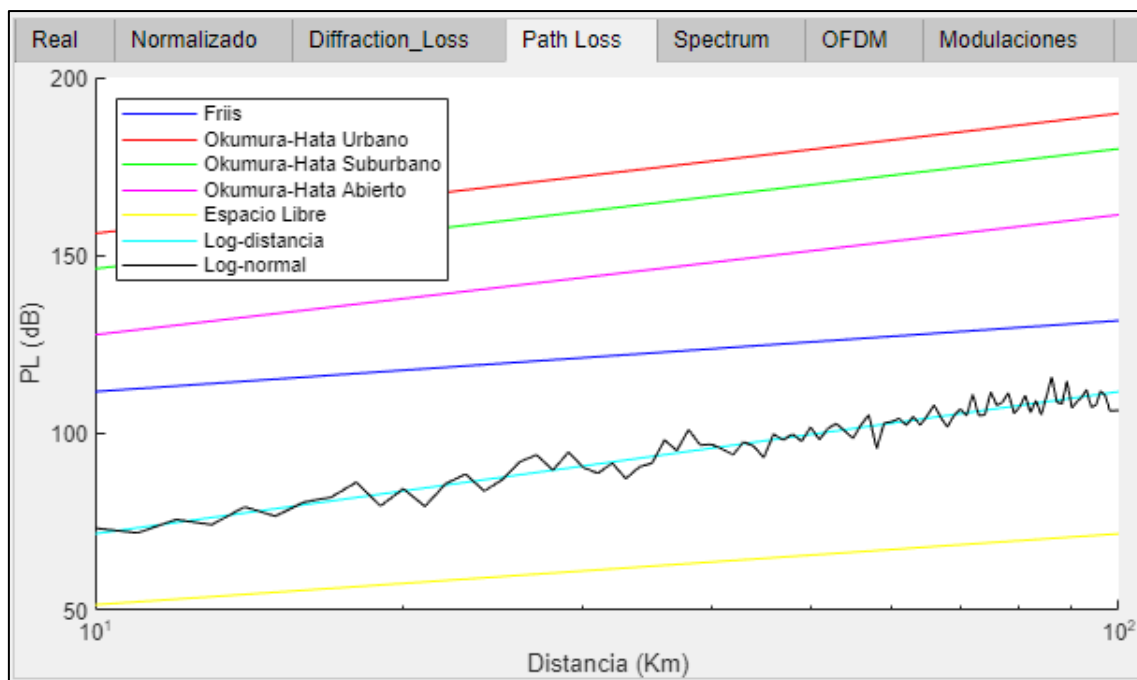


Figura 53. Pérdidas de propagación en función de la distancia

Se representan las pérdidas de propagación de diferentes modelos que han sido desarrollados en el apartado 2 de este proyecto. En azul oscuro se representan las pérdidas

de propagación según la fórmula de Friis (ecuación 6), en rojo las pérdidas de propagación para el modelo de Okumura-Hata Urbano (ecuación 18), en verde las pérdidas de propagación para el modelo de Okumura-Hata Suburbano (ecuación 21), en rosa las pérdidas de propagación para el modelo de Okumura-Hata Abierto (ecuación 22). La representación del modelo de Okumura-Hata nos permite observar que en entornos urbanos las pérdidas son mayores que en entornos suburbanos o abiertos debido a la presencia de más obstáculos. En amarillo se representan las pérdidas en espacio libre (ecuación 8), en azul claro y negro se representan el modelo de propagación Log-Distancia y Log-Normal respectivamente (ecuación 3), donde la diferencia entre ambos es la variable aleatoria que introduce la distribución Log-Normal. Para estos últimos modelos se usa un valor del PLE de 4 (obstrucción en edificios) ya que si se usara un valor de 2, la representación del modelo de pérdidas en espacio libre y el modelo Log-Distancia serian iguales, por lo tanto se usan valores distintos para observar su impacto.

La figura 54 representa el espectro de una un tono a la frecuencia de 900 MHz.

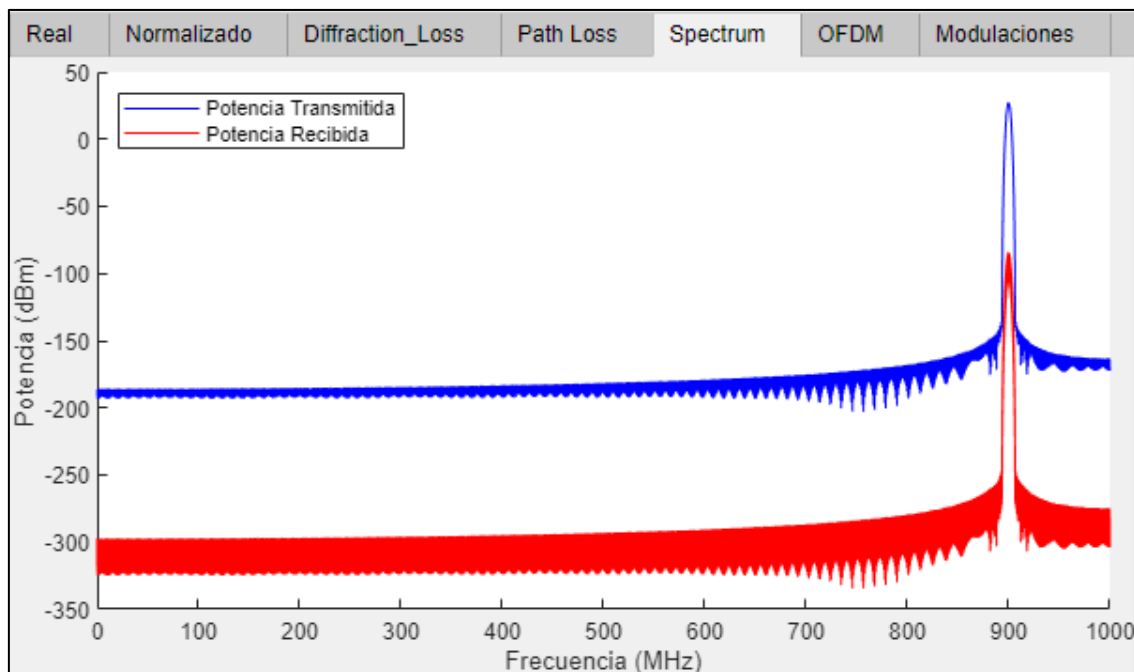


Figura 54. Espectro de un tono

En azul aparece el espectro en frecuencia de un tono a 900 MHz y frecuencia de muestreo de 2000 MHz y en rojo la misma señal que ha sufrido las pérdidas anteriormente descritas.

En la figura 55 se muestra el espectro de una señal OFDM.

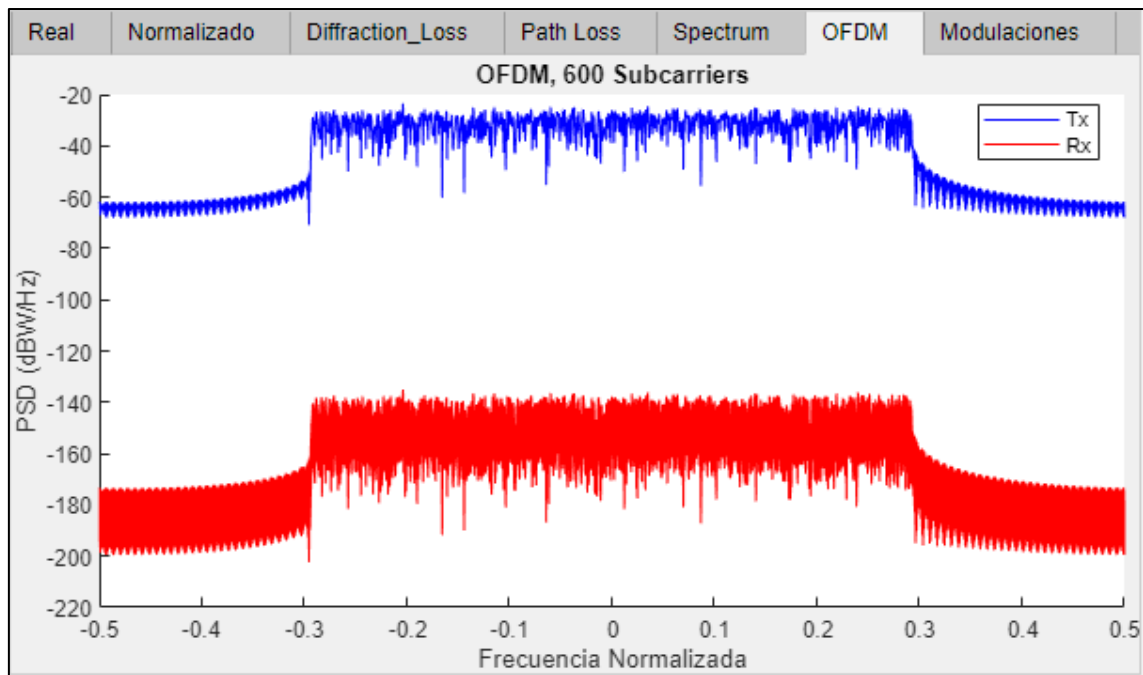


Figura 55. Espectro de la modulación OFDM

En azul se representa el espectro de una señal OFDM para un total de 600 subportadoras y en rojo, ese mismo espectro después de sufrir alguna de las pérdidas de propagación descritas previamente. Para el caso de la figura anterior, el número de bloques es 50, el prefijo cíclico 72 y el número de bits por subportadora es 6, por esto se trata de una modulación 64 QAM ( $K = \log_2 M = \log_2(64) = 6$ ). Partiendo de que el número de subportadoras por bloque es fijo en el código y es 12, el número total de subportadoras de datos sería  $12 \times 50 = 600$ , lo que justifica como se ha obtenido ese valor para ser representado.

En la figura 56 y 57 se muestran un ejemplo de las constelaciones que se puede elegir, en este caso 16QAM y 8PSK.

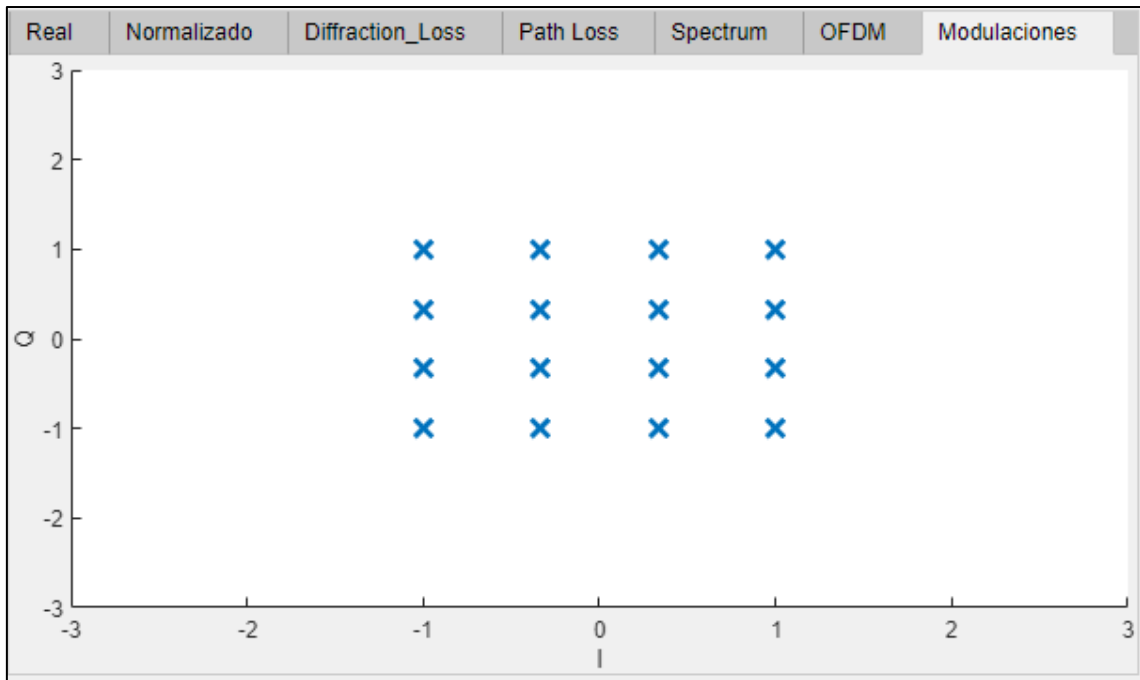


Figura 56. Constelación de la modulación 16QAM

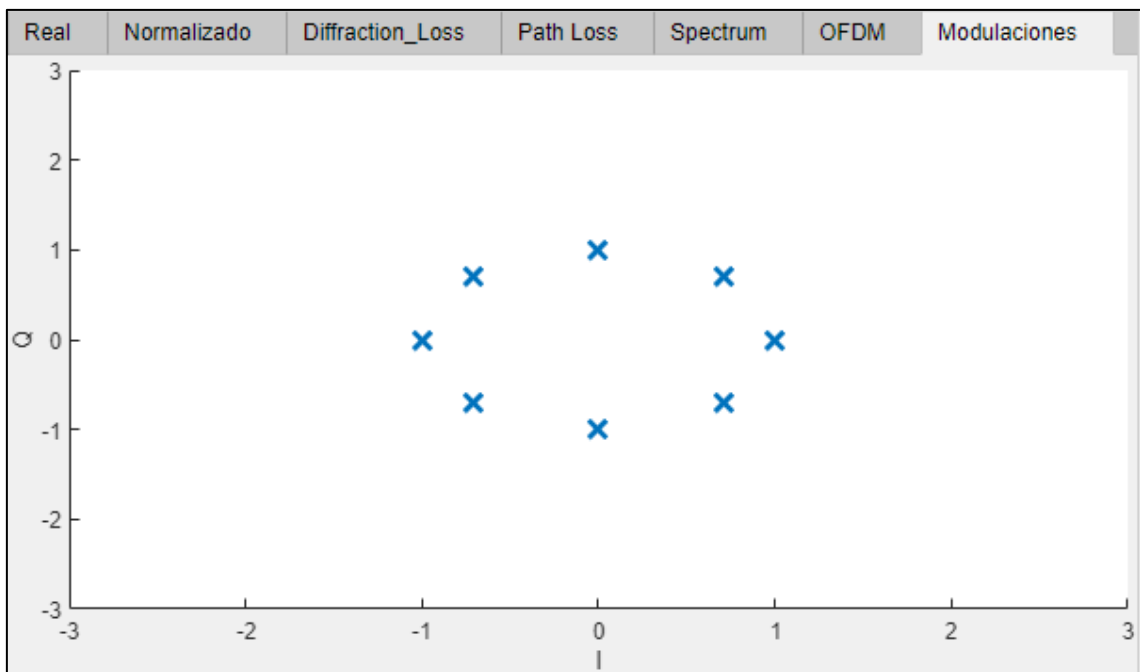


Figura 57. Constelación de la modulación 8PSK

### 5.2.2 Aplicación que simula la transmisión y recepción de un video

Al iniciar la aplicación se puede ver el video recibido, la constelación de la modulación digital de la señal recibida y el diagrama de radiación de la antena en unos ejes polares, en los que se puede observar la posición del receptor y la posición de la interferencia con respecto al transmisor y al receptor. En la figura 58 se puede observar el aspecto general de la aplicación.

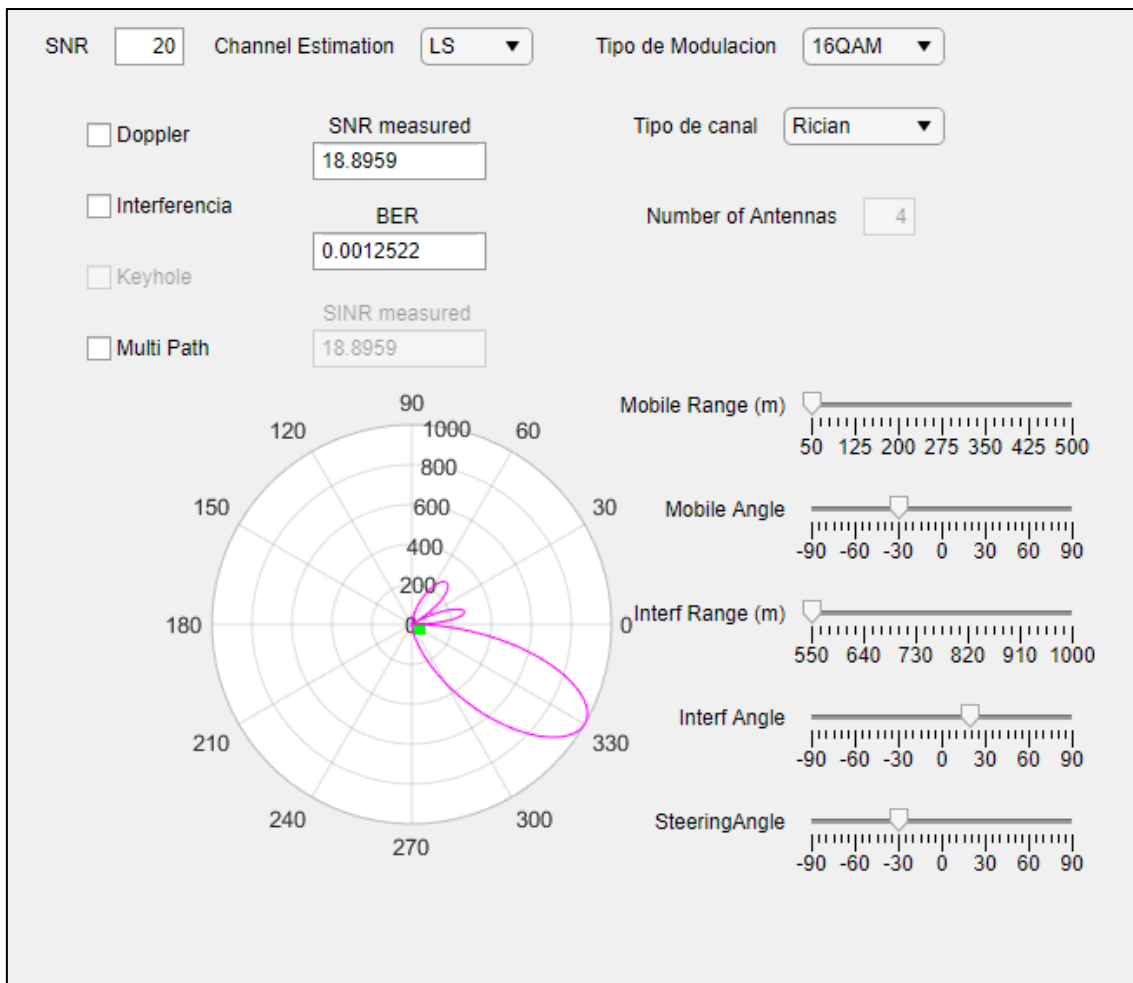


Figura 58. Vista general de la aplicación

Se pueden elegir algunos parámetros que nos van a permitir determinar cómo varía la calidad en recepción del video según los valores establecidos. Estos parámetros pueden ser la SNR de la transmisión, el tipo de modulación, los efectos del canal, si existe frecuencia Doppler, si existe una interferencia en el canal (jammer), si existe efecto keyhole o si existe multitrayecto. Además, se puede escoger el tipo de canal, ya sea Rician, Rayleigh o MIMO. Dentro del canal MIMO la aplicación nos va a permitir escoger el número de antenas transmisoras y receptoras que van a formar parte de la comunicación.

Por otra parte, la aplicación tiene una serie de deslizadores (sliders), que nos permiten elegir la distancia entre el transmisor y el receptor y el ángulo en el que se encuentra el receptor. También, una vez se ha activado la existencia de un jammer en el canal, hay dos sliders que nos van a permitir variar ciertos valores como la distancia y el ángulo a la que se encuentra la interferencia. Debido a que existe la posibilidad de variar la posición tanto de la distancia como del ángulo del receptor y de la interferencia, se puede variar el ángulo de dirección de la antena transmisora para mejorar la capacidad y calidad de la transmisión.

El manual que describe más detalladamente los parámetros nombrados anteriormente se encuentra en el ANEXO III.

Dentro de los pasos que sigue la aplicación para su ejecución se encuentra la estimación del canal. Este paso es importante para la recuperación de la señal, y la aplicación nos va a permitir elegir si queremos realizar una estimación del canal, permitiendo observar cual es la importancia de su realización y que efectos conlleva su no aplicación.

Para describir de una manera mejor la aplicación se van a exponer situaciones en las que se puede trabajar para observar cómo afecta cada parámetro al funcionamiento completo del sistema.

### - Situación 1

Cuando se inicia la aplicación se fija un valor de SNR de 20 dB, se está haciendo una estimación del canal mediante mínimos cuadrados, la modulación escogida es 16 QAM y el tipo de canal es Rician. Con estos valores predeterminados, en las figuras 59 y 60, se puede ver una captura del video y la constelación recibidos.



Figura 59. Imagen video recibido situación 1

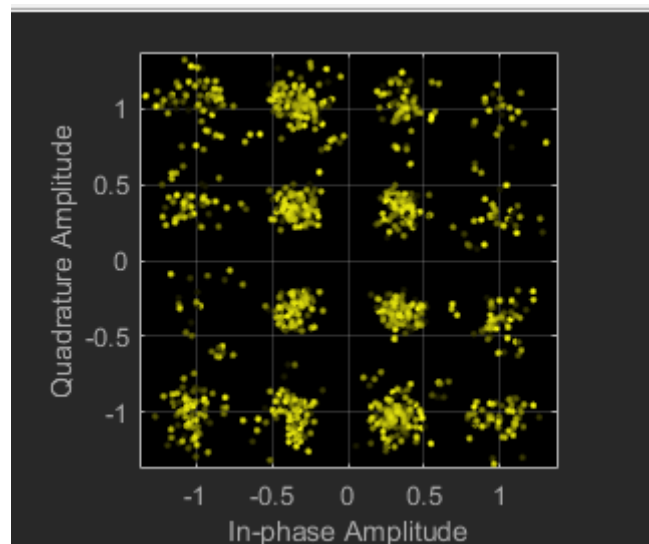


Figura 60. Constelación recibida situación 1

La SNR del sistema es aproximadamente 19 dB y la BER es 0,002.

### - Situación 2

A continuación se van a ir modificando los valores que permite la aplicación para ver que afectación tienen en el video cada uno de ellos. Sin modificar los valores predeterminados dados en la situación 1, se va a introducir el efecto Doppler lo que va a provocar que se distorsionen tanto la imagen del video recibido como la constelación recibida. En las capturas de la figura 61 y 62 se puede observar cómo han empeorado significativamente el video y la constelación.

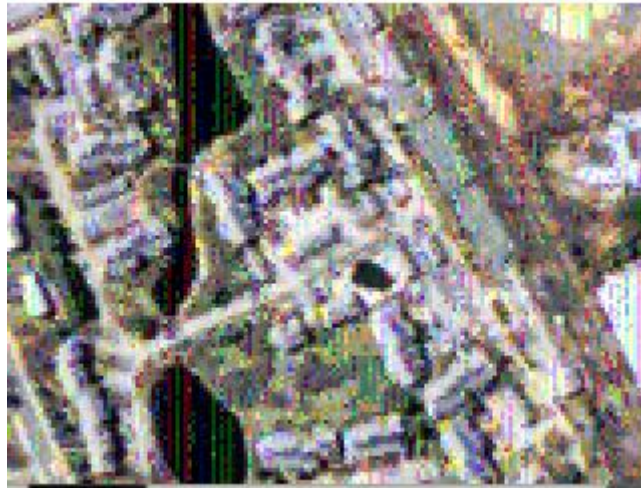


Figura 61. Imagen video recibido situación 2

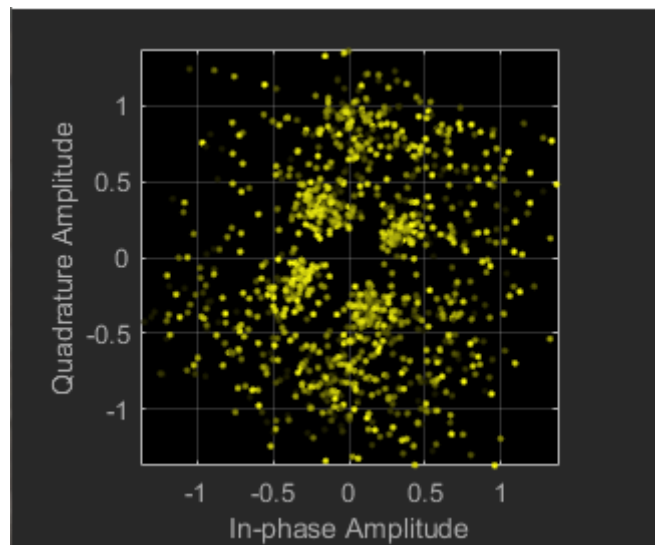


Figura 62. Constelación recibida situación 2

En esta situación, la SNR del sistema es aproximadamente 18 dB y la BER es 0,1. Por lo tanto, con los valores de estos parámetros, se puede observar que la calidad del sistema se ha deteriorado.

### - Situación 3

Se deshabilita el efecto Doppler y se activa la interferencia en el canal que va a provocar, al igual que el efecto Doppler, una distorsión de la imagen y la constelación. A pesar de tener distintos orígenes, ya que son dos efectos diferentes los que han producido



una distorsión y la consiguiente pérdida de calidad en la recepción. En las capturas de las figuras 63 y 64 se puede observar los efectos de la interferencia.



Figura 63. Imagen video recibida situación 3

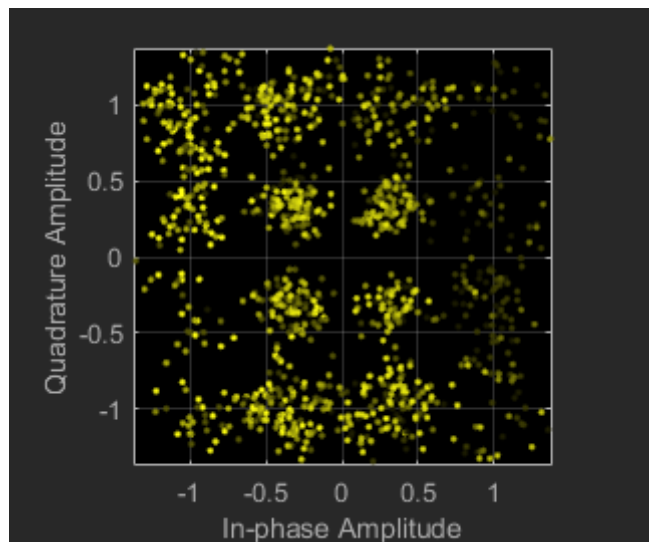


Figura 64. Constelación recibida situación 3

En esta situación, la SNR del sistema es aproximadamente 16 dB y la BER es 0,01. Por lo tanto con los valores de estos parámetros se puede observar que la calidad del sistema se ha deteriorado.

#### - Situación 4

En esta situación se va a proceder a activar el efecto del keyhole, por lo tanto es imprescindible para su activación que el tipo de canal sea MIMO. En un primer escenario, se activa el tipo de canal MIMO y se establece el número de antenas en 4. Cuando se activa el efecto keyhole, se da la situación que el canal MIMO 4x4, es decir, cuatro antenas transmisoras y cuatro antenas receptoras se ve simplificado a una antena transmisora y una antena receptora lo que ocasiona que el canal vea reducido su capacidad. Con estos valores en las capturas de las figuras 65 y 66 se puede observar cual es el efecto.



Figura 65. Imagen video recibido situación 4

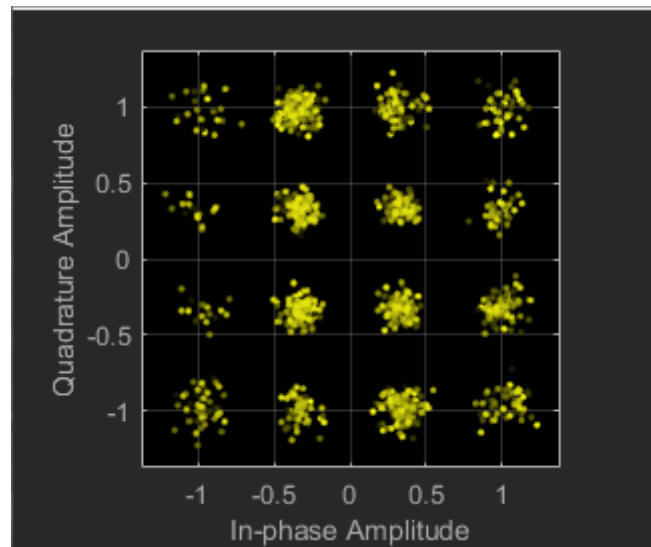


Figura 66. Constelación recibida situación 4

### - Situación 5

En esta situación, se va a probar el canal Rayleigh, se va a activar la posibilidad de que exista multitrayecto y se va a comprobar el efecto que tiene la distancia entre el transmisor y el receptor a la hora de recibir la imagen del video y la constelación. En las capturas de las figuras 67 y 68 se puede observar cómo es la calidad en recepción de ambos.



Figura 67. Imagen video recibido situación 5.1

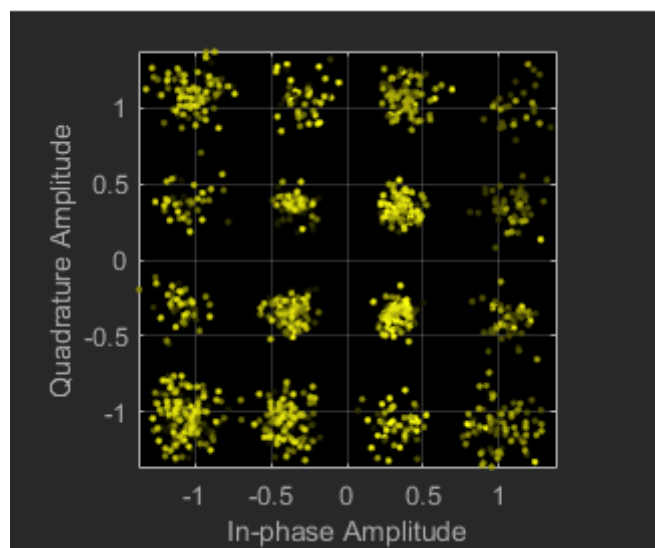


Figura 68. Constelación recibida situación 5.1

A continuación, manteniendo los valores anteriormente descritos, se va a aumentar la distancia entre el transmisor y el receptor, una distancia diez veces superior a la distancia inicial lo que provoca efectos en las señales en recepción como se muestra en las figuras 69 y 70.



Figura 69. Imagen video recibido situación 5.2

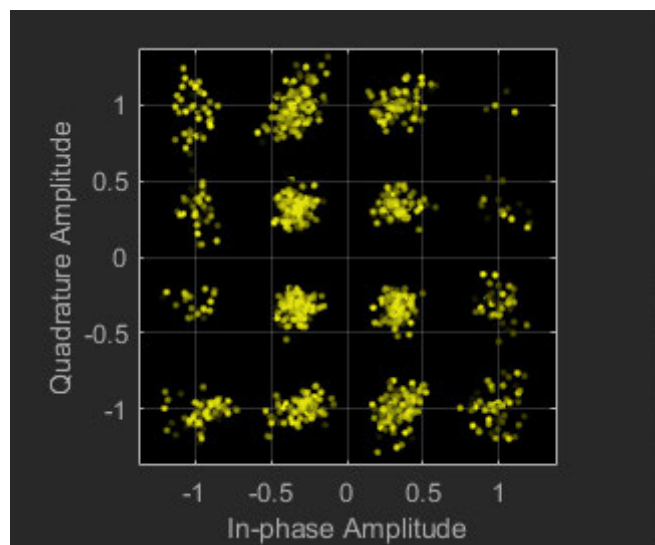


Figura 70. Constelación recibida situación 5.2

Como consecuencia del aumento de la distancia entre el transmisor y el receptor, la calidad del video y la constelación disminuye, obteniendo unos valores de SNR de aproximadamente 2 dB y de BER de 0,07.

#### - Situación 6

Las situaciones anteriores se han realizado con la modulación 16 QAM, por lo que en esta situación teniendo elegido el canal Rayleigh, se va a introducir una interferencia y cambiando a la modulación BPSK se va a observar como las modulaciones con menor número de símbolos resisten mejor a las interferencias. Además, se aumentará la distancia entre el transmisor y el receptor para profundizar en el impacto que tiene tanto el tipo de modulación como la distancia. En las capturas de las figuras 71 y 72 se observa como es la imagen del video y la constelación para la modulación BPSK.



Figura 71. Imagen video recibido situación 6.1

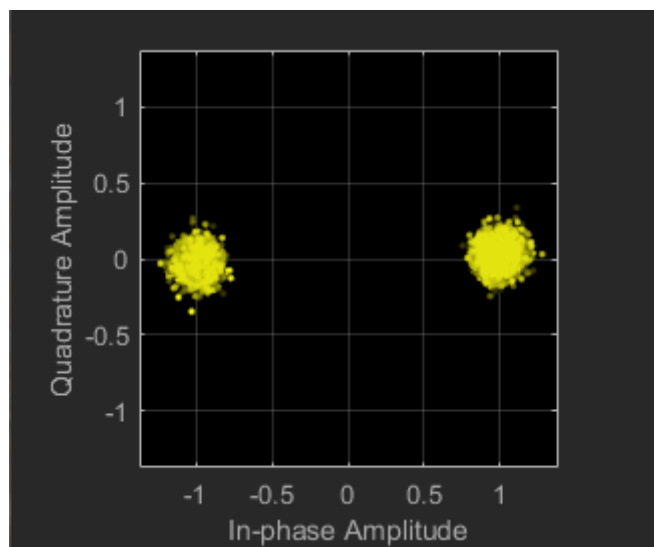


Figura 72. Constelación recibida situación 6.1

En las capturas de las figuras 73 y 74 se ha introducido una interferencia y se ha aumentado la distancia entre el transmisor y el receptor, y se observa, como era de esperar, que este tipo de modulación soporta mejor los desvanecimientos.



Figura 73. Imagen video recibido situación 6.2



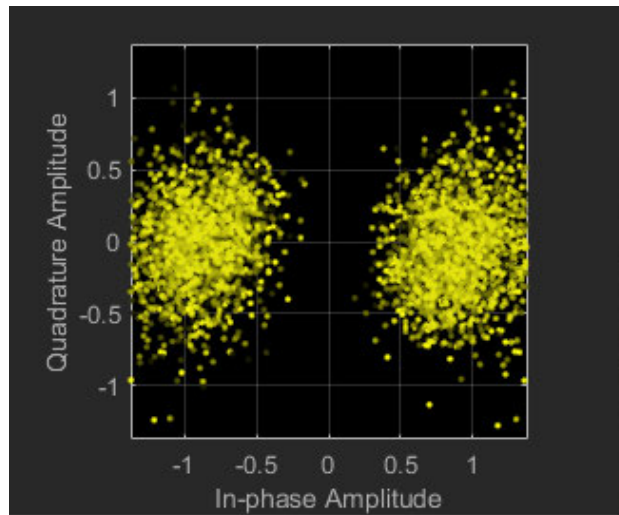


Figura 74. Constelación recibida situación 6.2

### - Situación 7

Las situaciones anteriores se han realizado teniendo activado la opción de hacer la estimación del canal mediante el método de mínimos cuadrados. Para ver el impacto que tiene esta estimación en el sistema y partiendo con los parámetros de la situación 1 se va a proceder a desactivar la estimación y como se puede observar en las capturas de las figuras 75 y 76 el sistema pierde calidad y se produce un gran deterioro de las señales recibidas.



Figura 75. Imagen video recibido situación 7

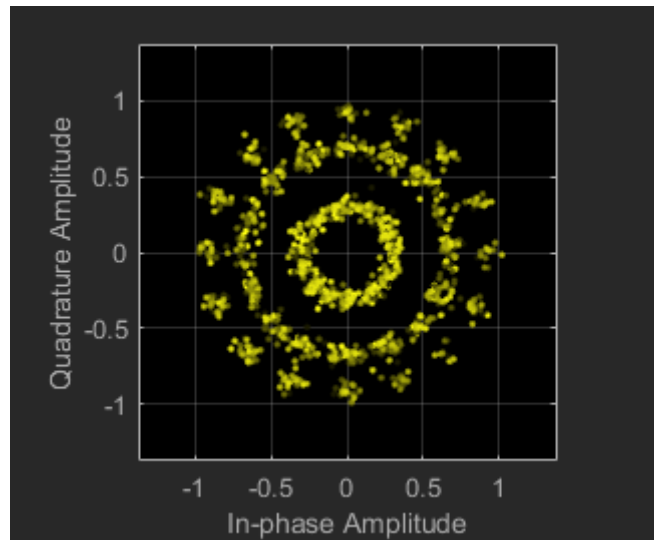


Figura 76. Constelación recibida situación 7

### - Situación 8

En esta situación, partiendo de los valores predeterminados de la situación 1, se va a comparar como mejora el sistema si aumentamos la SNR (figuras 77 y 78) y como empeora de la disminuimos (figuras 79 y 80).



Figura 77. Imagen video recibido situación 8.1

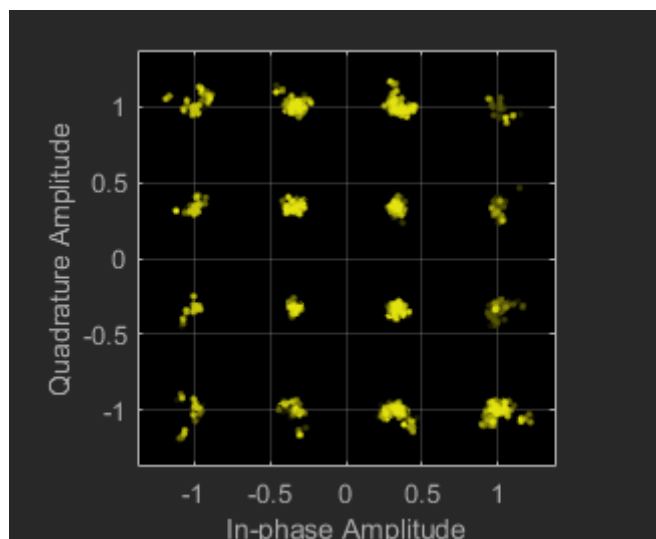


Figura 78. Constelación recibida situación 8.1



Figura 79. Imagen video recibido situación 8.2

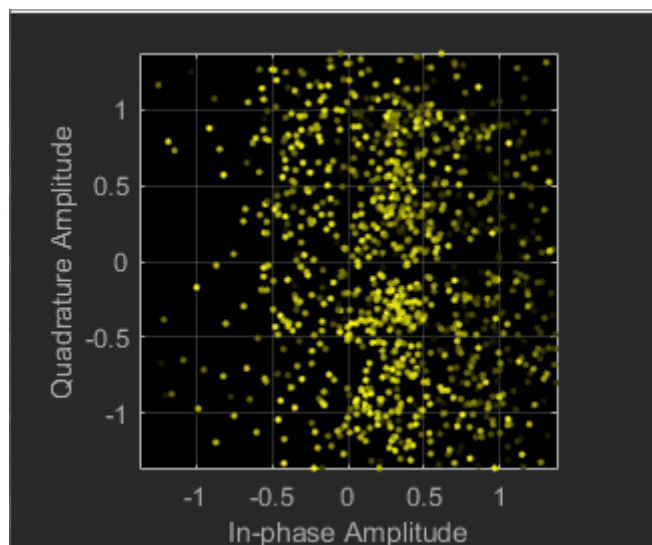


Figura 80. Constelación recibida situación 8.2



Esto va a provocar, además de un cambio en la calidad de la señales, un cambio en los parámetros que caracterizan al sistema.

Por otra parte, como se ha explicado anteriormente, la aplicación permite elegir la posición tanto del receptor como de la interferencia, además del ángulo de dirección de la antena transmisora. En la figura 81 se muestra una captura con la posición del receptor (cuadrado verde) a 150 metros del transmisor, la posición de la interferencia (círculo rojo) a 550 metros del transmisor y el ángulo de dirección a -30 grados.

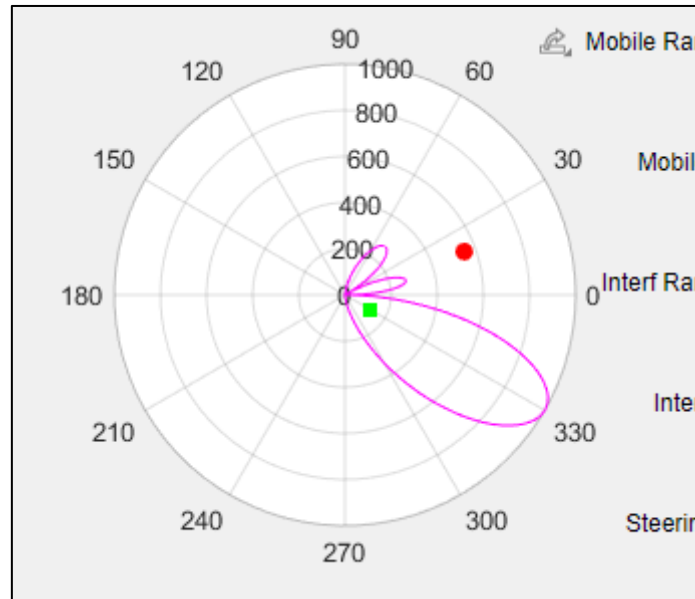


Figura 81. Diagrama polar y posición del receptor e interferencia

## **6. Conclusiones y líneas futuras de trabajo**

### **6.1 Conclusiones**

Con este proyecto se ha demostrado que es importante la realización de un estudio del canal de radio para conocer su comportamiento. Este estudio permite conocer, de una manera anticipada, cómo va a ser la comunicación en el canal de radio. Para ello se han usado SDR, elementos que han permitido acercar las comunicaciones a un nivel accesible sin necesidad de grandes equipos de medida añadiendo el carácter de portabilidad, por lo tanto pudiendo realizar las mismas comprobaciones en numerosos entornos. Así, se ha determinado cómo se comporta el canal radio y de qué manera repercute este a la hora del diseño de un sistema.

Con respecto a las medidas en banda estrecha, los resultados obtenidos corroboran aquello que se esperaba debido al entorno en el que se han realizado (línea de visión directa entre el transmisor y el receptor, y zona interior), confirmando la utilidad del sistema. Al no disponer de los recursos necesarios para realizar las medidas de banda ancha, debido a la situación de pandemia, se han tenido que posponer estas mediciones para completar la caracterización del canal en ambas bandas. Sin embargo, esta adversidad, ha permitido descubrir la potente capacidad de la herramienta App Designer de Matlab pudiéndose realizar aplicaciones, que mediante interfaces gráficas, permiten visualizar simulaciones de banda ancha supliendo de una manera satisfactoria y complementaria la intención inicial.

### **6.2 Líneas futuras de trabajo**

Para abordar futuras ampliaciones, y así introducir mejoras que permitan una mayor profundización de este proyecto, sería necesario realizar las medidas en banda ancha que estaban previstas y que no se han podido realizar debido a la situación de pandemia. Esto permitiría la obtención de un perfil de potencia-retardo a partir de la medida de la respuesta al impulso de canal.

Las medidas realizadas en banda estrecha tienen limitaciones debidas, principalmente, a la banda de frecuencias a las que pueden trabajar los radios usados. La RTL-SDR puede operar entre 25 MHz y 1760 MHz y la ADALM-PLUTO entre 325 MHz y 3800 MHz, por lo tanto, sería una buena práctica usar otros radios que existen en el mercado como puede ser la USRP B200 ya que proporciona altas prestaciones mejorando así el sistema. Esto implicaría pequeñas modificaciones en el programa utilizado, no siendo muy compleja su implementación.

Para perfeccionar el sistema de medida, tanto en banda ancha como en banda estrecha, sería conveniente el uso de generadores de señal como el SM300 o de generadores de señal vectoriales como el SMBV100A que se usarían como transmisores, dando mayor fiabilidad al sistema. Asimismo, estos generadores permitirían realizar una calibración del sistema de medida mediante SDR.

## Referencias

- [1]. David G. Michelson y Saeed S. Ghassemzadeh, *New Directions in Wireless Communications Research*. Berlin: Springer US, 2009.
- [2]. “Sistemas de Radiocomunicación”, apuntes de clase para 595000334, Departamento de Ingeniería Audiovisual y Comunicaciones, Universidad Politécnica de Madrid, 2018.
- [3]. Robert W. Stewart, Louise H. Crockett, Kenneth W. Barlee y Dale S. W. Atkinson, *Software Defined Radio using MATLAB – Simulink and the RTL-SDR*. Estados Unidos: Strathclyde Academic Media, 2015.
- [4]. A. Goldsmith, *Wireless Communications*. Cambridge University Press, 2005.
- [5]. H. Fernández, L. Rubio, V. Rodrigo y J. Reig, 2013. *Caracterización de las pérdidas de propagación en el canal de radio V2V para un escenario suburbano*. Universidad Politécnica de Valencia. Disponible en: [https://www.researchgate.net/publication/276714191\\_Caracterizacion\\_de\\_las\\_perdidas\\_de\\_propagacion\\_en\\_el\\_canal\\_de\\_radio\\_V2V\\_para\\_un\\_escenario\\_suburbano](https://www.researchgate.net/publication/276714191_Caracterizacion_de_las_perdidas_de_propagacion_en_el_canal_de_radio_V2V_para_un_escenario_suburbano)
- [6]. Marvin K. Simon y M. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis*. Estados Unidos: John Wiley and Sons Ltd, 2002.
- [7]. Inaan A. Hieder, 2018. *Improvement of Fading Channel Modeling Performance for Wireless Channel*. Disponible en: [https://www.researchgate.net/publication/326626650\\_Improvement\\_of\\_Fading\\_Channel\\_Modeling\\_Performance\\_for\\_Wireless\\_Channel](https://www.researchgate.net/publication/326626650_Improvement_of_Fading_Channel_Modeling_Performance_for_Wireless_Channel)
- [8]. S. Popa, N. Draghiciu y R. Reiz, 2008. *Fading Types in Wireless Communications Systems*. Universidad de Oradea. Disponible en: [https://www.researchgate.net/publication/40422477\\_Fading\\_Types\\_in\\_Wireless\\_Communications\\_Systems](https://www.researchgate.net/publication/40422477_Fading_Types_in_Wireless_Communications_Systems)
- [9]. Gregory D. Durgin, *Space-Time Wireless Channels*. Estados Unidos: Prentice Hall, 2002.
- [10]. Krystyna M. Noga y B. Palczynska, 2010. *Overview of Fading Channel Modeling*. Disponible en: [https://www.researchgate.net/publication/270255881\\_Overview\\_of\\_Fading\\_Channel\\_Modeling](https://www.researchgate.net/publication/270255881_Overview_of_Fading_Channel_Modeling)
- [11]. M. Soni, P. K. Ghosh y K. Gupta, 2015. *Review of Data Communication in Wireless Fading Channel and a Case Study*. Disponible en: <http://www.iject.org/vol61/1/11-Madhvi-Soni.pdf>

- [12]. ANALOG DEVICES. [En línea]. Disponible en: <https://www.analog.com/en/design-center/evaluation-hardware-and-software/evaluation-boards-kits/adalm-pluto.html#eb-overview>
- [13]. ADALM-PLUTO SDR Active Learning Module. [En línea]. Disponible en: <https://www.mouser.es/datasheet/2/609/ADALM-PLUTO-Product-Highlight-1633770.pdf>
- [14]. UIT-R P.1057-4. Distribuciones de probabilidad para establecer modelos de propagación de las ondas radioeléctricas, Julio 2015.
- [15]. UIT-R P.1057. Distribuciones de probabilidad para establecer modelos de propagación de las ondas radioeléctricas, 1994
- [16]. C. Gómez, Luis D. Emiliani y Roberto C. *Análisis y simulación de modelos de canal de banda ancha aplicables en HAPS*. Universidad Pontificia Bolivariana. Disponible en: [http://www.iiiisci.org/journal/CV\\$/risi/pdfs/P282170.pdf](http://www.iiiisci.org/journal/CV$/risi/pdfs/P282170.pdf)
- [17]. J. Marín. *Modelo de propagación empírico para predicción de pérdidas de potencia en señales inalámbricas bajo el estándar IEEE 802.11b/g*. Disponible en: <https://pdfs.semanticscholar.org/fa54/c3f830893f90409b0c920aa9e35703f8bf31.pdf>
- [18]. UIT-R M.1035. Marco general para el estudio de la funcionalidad de las interfaces radioeléctricas y del subsistema radioeléctrico en las telecomunicaciones móviles internacionales-2000 (IMT-2000), 1994.
- [19]. The MathWorks, Inc, Documentación de Matlab y Simulink © 1994-2020. [En línea]. Disponible en: <https://www.mathworks.com/help/index.html>
- [20]. O. Sallent, J- L. Valenzuela y R. Agustí, *Principios de comunicaciones móviles*. España: Ediciones Universidad Politécnica de Cataluña, 2003.
- [21]. M. Gorricho y Juan L. Gorricho, *Comunicaciones móviles*. España: Ediciones Universidad Politécnica de Cataluña, 2002.
- [22]. P. Sowjanya y P. Satyanarayana, 2018. *Implementation of Transceiver module for SDR system using ADALM PLUTO platform*. Disponible en: [https://www.researchgate.net/publication/332140400\\_Implementation\\_of\\_transceiver\\_module\\_for\\_SDR\\_system\\_using\\_ADALM\\_PLUTO\\_platform](https://www.researchgate.net/publication/332140400_Implementation_of_transceiver_module_for_SDR_system_using_ADALM_PLUTO_platform)
- [23]. John E. Post y D.Silage, 2018. *Incorporating PlutoSDR in the Communication Laboratory and Classroom: Potential or Pitfall?* Disponible en: <https://www.google.com/search?q=Incorporating+PlutoSDR+in+the+Communication+Laboratory+and+Classroom%3A+Potential+or+Pitfall%3F&oq=Incorporating+PlutoSDR+in+the+Communication+Laboratory+and+Classroom%3A+Potential+or+Pitfall%3F&aqs=chrome..69i57j0j9&sourceid=chrome&ie=UTF-8>

- [24]. J Bach, Theodore S. Rappaport y S. Yoshida, 1995. *Propagation Measurements and Models for Wireless Communications Channels*. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/339880>
- [25]. Yong S. Cho, J. Kim, Won Y. Yand y Chung G. Kang, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*. Asia: John Wiley & Sons, 2010.
- [26]. Gordon L. Stüber, *Principles of Mobile Communication*. Nueva York: Springer, 2012.
- [27]. S. Sanayei y A. Nosratinia. *Antenna Selection in Keyhole Channels*, 2007. IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4133007>
- [28]. A. Müller and J. Speidel. *Capacity of Multiple-Input Multiple-Output Keyhole Channels with Antenna Selection*, 2007. Institute of Telecommunications, University of Stuttgart. Disponible en: <http://projets.comelec.enst.fr/EW2007/papers/1569014420.pdf>.
- [29]. P. Almers, F. Tufvesson y Andreas F, 2003. Molisch. *Keyhole Effects in MIMO Wireless Channels - Measurements and Theory*. Mitsubishi Electric Research Laboratories. Disponible en: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4027594>
- [30]. H. Zarrinkoub. (2015, Marzo 25). MathWorks. Disponible en: <https://es.mathworks.com/videos/whats-new-in-wireless-system-design-100489.html>
- [31]. J. Street. (2015). Universidad de Florida. Disponible en: <https://www.youtube.com/watch?v=SyKJrrNhPO8>
- [32]. S. Khan. (2020). Shujaat Khan (2020). OFDM Channel Estimation in MATLAB (<https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/67156-ofdm-channel-estimation-in-matlab>), MATLAB Central File Exchange. Disponible en: <https://es.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/67156-ofdm-channel-estimation-in-matlab>
- [33]. T Anowar y M. Tareq, 2015. *Channel Estimation Techniques for OFDM traffic based on Fast Fourier Transform*. Disponible en: [https://www.researchgate.net/publication/299529519\\_Channel\\_Estimation\\_Techniques\\_for\\_OFDM\\_traffic\\_based\\_on\\_Fast\\_Fourier\\_Transform](https://www.researchgate.net/publication/299529519_Channel_Estimation_Techniques_for_OFDM_traffic_based_on_Fast_Fourier_Transform)
- [34]. Wael H. Zayer y A. Kateeb, 2019. *OFDM based FFT compared with OFDM based wavelet Transform*. Disponible en: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1757-899X/518/5/052011>

## ANEXO

### I) Códigos de programas realizados durante el desarrollo del proyecto

Se adjunta un enlace al repositorio donde se puede acceder al código fuente de los programas desarrollados:

<https://github.com/juanmorenogl/Wideband-Channel-Simulator>

### II) Manual aplicación que simula efectos del canal

En el apartado 4.2.1 figuran las variables que pueden ser escogidas y modificadas en la aplicación que se detalla en dicho punto. A continuación se va a proceder de una manera más detallada a describir las variables a elegir.

La aplicación cuenta con seis paneles:

- Parámetros generales: se pueden escoger los parámetros más generales que comprenden la simulación.
  - Frecuencia (MHz): frecuencia central de la simulación en Mega Hercios.
  - Distancia (Km): Distancia entre el transmisor y el receptor en kilómetros.
  - Gt: Ganancia de la antena transmisora.
  - Gr: Ganancia de la antena receptora.
  - ht (m): Altura de la antena transmisora en metros.
  - hr (m): Altura de la antena receptora en metros.
- Modelo de Rayos:
  - Drop Down: desplegable que permite elegir entre modelo de Espacio Libre, Modelo de dos rayos, modelo de seis rayos, modelo de diez rayos y la representación de todos los anteriores a la vez.
  - R: coeficiente de reflexión.
  - w: ancho de las calles donde se encuentran las antenas transmisora y receptora.
  - R1: coeficiente de reflexión para los rayos del modelo de seis y diez rayos.
- Path Loss:
  - Drop Down: desplegable que permite elegir entre el modelo de Friis, el modelo de Okumura-Hata Urbano, el modelo de Okumura-Hata Suburbano, el modelo de Okumura-Hata Abierto, el modelo de Espacio Libre, el modelo Log-distancia y el modelo Log-normal.
  - d0: distancia de referencia. Entre 1 metro y 10 metros para Microcélulas y 1 Km para Macrocelulas.
  - n: valor de PLE.

- Sigma: variable aleatoria distribuida gaussiana de media cero con desviación estándar sigma.
- OFDM:
  - numRBs: desplegable que permite elegir entre 6, 15, 25, 50, 75 y 100 bloques de recursos.
  - cpLen: longitud del prefijo cíclico.
  - bitsPerSubCarrier: número de bits por subportadora, es decir, 2 para la modulación QPSK, 4 para la modulación 16-QAM, 6 para la modulación 64-QAM y 8 para la modulación 256-QAM.
- Spectrum:
  - Fs (MHz): Frecuencia de muestreo en Mega Hercios.
  - Amplitud: Amplitud en voltios del tono que se va a representar su espectro.
- Modulaciones:
  - Tipo: desplegable que permite representar la constelación de las modulaciones BPSK, QPSK, 8PSK, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM y 256-QAM.

Existe un botón de switch (figura 82) en el que puedes seleccionar “on” para que puedas elegir si quieres representar los cambios pulsando el botón “plot” (figura 82). Si el botón de switch marca “off” la representación será automática.

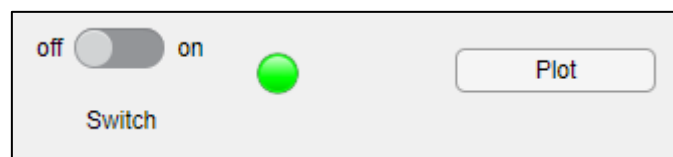


Figura 82. Botones Switch y Plot

### III) Manual aplicación que simula la transmisión y recepción de un video

En el apartado 5.2 se ha descrito el funcionamiento de la aplicación. A continuación se va a proceder, de una manera más detallada para su mejor comprensión, a la descripción de cada parámetro que se puede modificar.

- SNR: campo editable para fijar el valor de la relación señal a ruido.

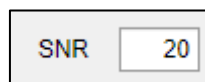


Figura 83. Campo editable SNR

- Channel Estimation: desplegable que permite elegir si se realiza una estimación mediante el método de mínimos cuadrados o no se hace ninguna estimación en el canal.

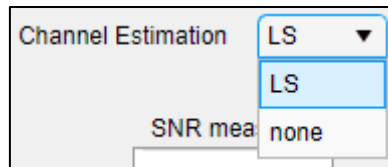


Figura 84. Desplegable Channel Estimation

- Tipo de Modulación: desplegable que permite elegir entre la modulación BPSK, QPSK, 16-QAM o 64-QAM.

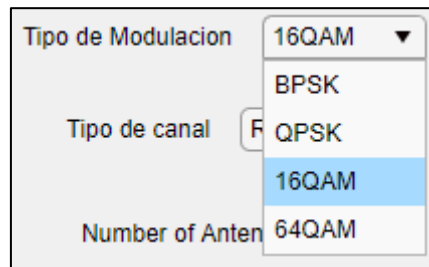


Figura 85. Desplegable tipo de modulación

- Tipo de Canal: desplegable que permite elegir entre el tipo de canal Rician, Rayleigh y MIMO.

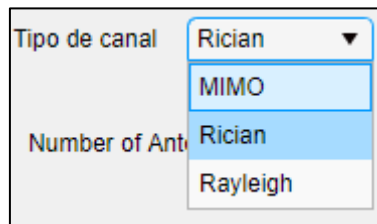


Figura 86. Desplegable tipo de canal

- Doppler: casilla que al activarse introduce el efecto Doppler a la simulación.
- Interferencia: casilla que al activarse introduce una interferencia en la simulación.
- Keyhole: casilla que al activarse introduce el efecto keyhole en la simulación (solo se puede activar cuando el canal es MIMO).
- Multi Path: casilla que al activarse permite que exista multitrayecto.

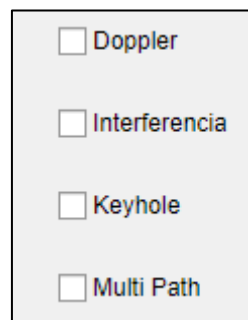


Figura 87. Casillas Doppler, Interferencia, Keyhole y Multi Path



- Number of Antennas: número de antenas de la simulación (solo aplicable cuando está seleccionado el canal MIMO).

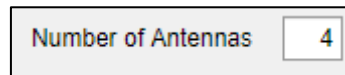


Figura 88. Campo para editar el número de antenas

- Deslizadores: permiten elegir el valor de las variables detalladas a continuación:
  - Mobile Range (m): distancia entre el transmisor y el receptor en metros. El rango seleccionable es entre 50 y 500 metros.
  - Mobile Angle: posición del receptor con respecto al transmisor. Se determina en grados con valores entre -90 y 90.
  - Interf Range: distancia a la que se encuentra la interferencia con respecto al transmisor en metros. El rango seleccionable es entre 550 y 1000 metros.
  - Interf Angle: posición de la interferencia con respecto al transmisor. Se determina en grados con valores entre -90 y 90.
  - Steering Angle: ángulo de dirección de la antena transmisora. Se determina en grados con valores entre -90 y 90.

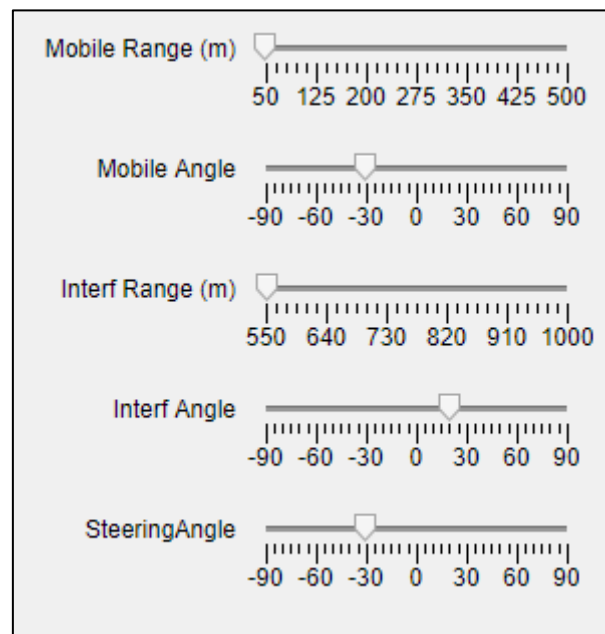


Figura 89. Deslizadores

Además la aplicación tiene tres campos que permiten determinar la calidad de la transmisión simulada. Estos campos son:

- SNR measured: indica el valor de la SNR medida en el receptor.
- BER: indica la BER medida en el receptor.
- SINR measured: indica el valor de la SINR medida en el receptor.

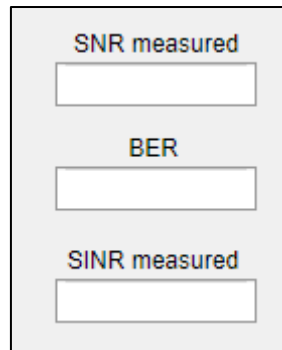


Figura 90. Valor de la SNR, BER y SINR medidas

#### IV) Matlab

Para construir sistemas a través de una SDR es necesario usar Matlab y Simulink. Para ello se necesita tener instalado el RTL-SDR Hardware Support Package además de las extensiones DSP System Toolbox, Communications System Toolbox y Signal Processing Toolbox que proporcionan características especiales para desarrollar el sistema.

Matlab y Simulink proporcionan un entorno que permite constituir, a través de diferentes algoritmos, transmisores y receptores pudiendo tratar la señal y visualizarla tanto en el tiempo como en frecuencia.

El bloque de Simulink que representa el transmisor o el receptor con el cuál se pueden realizar las simulaciones para desarrollar un sistema permite fijar varios valores clave, como son la frecuencia central de RF, la frecuencia de muestreo, la ganancia, el número de muestras por trama o la frecuencia de corrección para adecuar las características del sistema a la situación real de este.

Estos valores pueden ser modificados siempre dentro de unos valores que marca el propio hardware del sistema que estamos utilizando para la simulación.

En las figuras 91, 92, 93, 94, 95 y 96 que aparecen a continuación representan los diferentes bloques de Simulink que son usados en el proyecto.

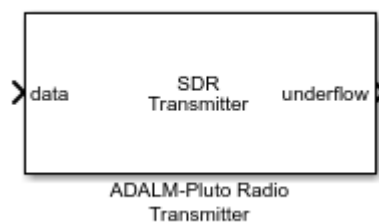


Figura 91. Transmisor ADALM-PLUTO de la extensión *Communications System Toolbox* en Simulink [19]

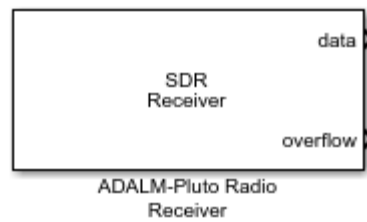


Figura 92. Receptor ADALM-PLUTO de la extensión *Communications System Toolbox* en Simulink [19]

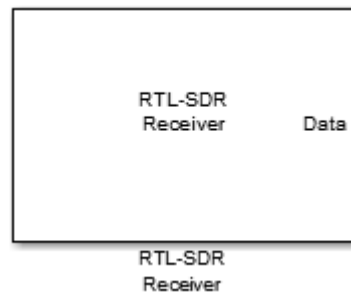


Figura 93. Receptor RTL-SDR de la extensión *Communications System Toolbox* en Simulink [19]

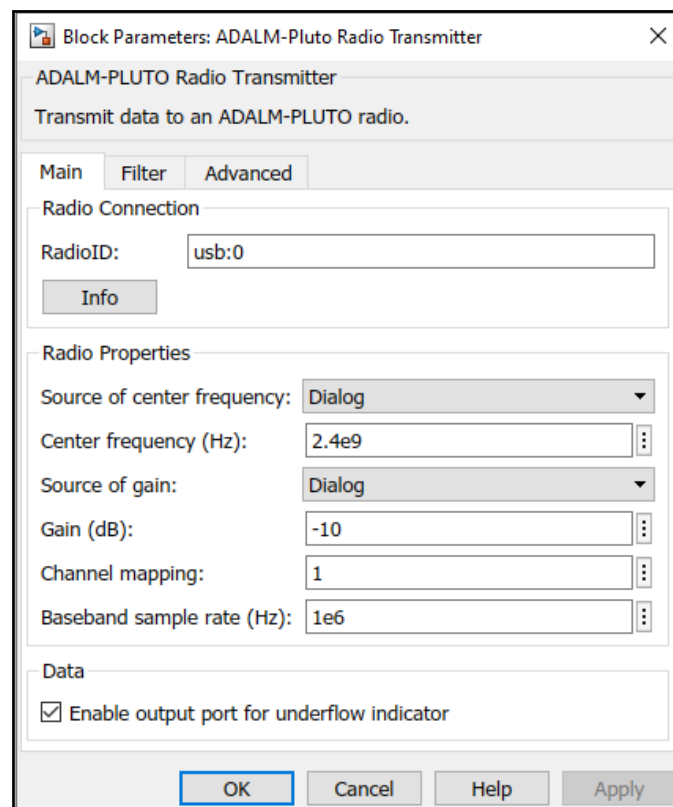


Figura 94. Ventana de parámetros del Transmisor ADALM-PLUTO en Simulink [19]

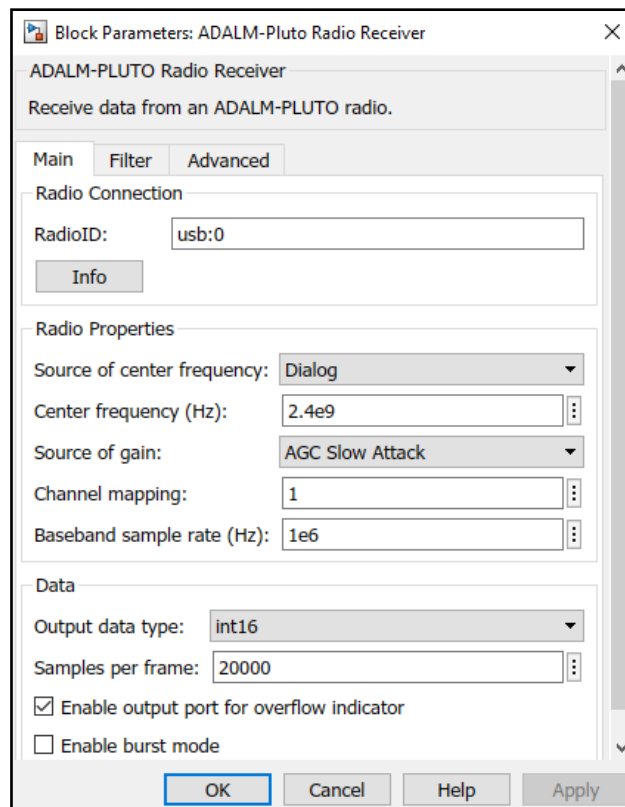


Figura 95. Ventana de parámetros del Receptor ADALM-PLUTO en Simulink [19]

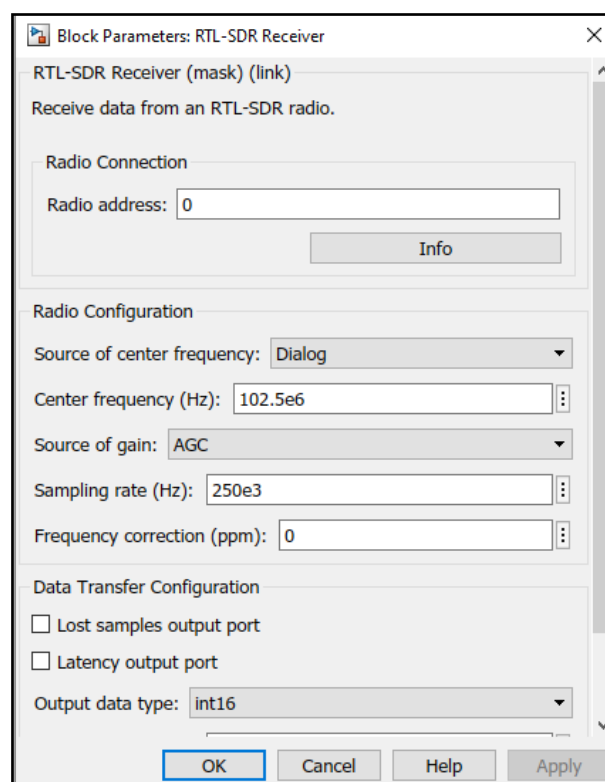


Figura 96. Ventana de parámetros del Receptor RTL-SDR en Simulink [19]

## Error de en la frecuencia de Offset de la RTL

Debido a las características del sistema la frecuencia de Offset del receptor RTL puede no ser precisa y, por lo tanto, que se requiera de su corrección por lo que para ello el bloque de Simulink que representa el receptor RTL tiene un campo llamado *Frequency Correction* expresado en partes por millón (ppm) que permite realizar esta corrección. Las partes por millón es una medida que permite cuantificar valores muy pequeños como puede ser la frecuencia de corrección de la RTL.

La técnica utilizada para determinar este valor consiste en calcular la desviación que existe entre la frecuencia central de un tono transmitido y la frecuencia central requerida que necesita la RTL para convertir el tono transmitido a 0Hz.

Este valor expresado en partes por millón, que la RTL lo requiere como un valor entero, se calcula mediante la ecuación 48, donde la frecuencia de Offset es el valor de la desviación que se produce y la frecuencia central es el valor del tono transmitido. Todo ello en Mega Hercios.

$$\text{Frecuencia de Corrección (ppm)} = \frac{\text{Frecuencia de Offset}}{\text{Frecuencia central} \cdot 10^{-6}} \quad (48)$$

## Parámetros que caracterizan el sistema de medida

### Source of center frequency (Fuente de la frecuencia central)

Fuente de la frecuencia central, especificada como una de las siguientes opciones: *Dialog* (especificando la frecuencia central en el parámetro Center frequency (Hz)) o *Input Port* (especificando la frecuencia central usando un bloque de entrada que añada la frecuencia deseada).

### Center frequency (Frecuencia central)

Frecuencia central de radiofrecuencia en Hercios, especificado como un escalar entre 70 MHz y 6 GHz para el caso de la ADALM-PLUTO receptor y transmisor y entre 25 MHz y 1,7 MHz para el caso de la RTL-SDR.

### Source of gain (Fuente de ganancia)

Fuente de la ganancia, especificada como una de las siguientes opciones: *Dialog* (especificando la ganancia en el parámetro Gain (dB)) o *Input Port* (especificando la ganancia en dB usando un bloque de entrada que añada la ganancia deseada).

### Gain (Ganancia)

Ganancia del dispositivo en dB, especificado como un escalar entre -87.5 y 0 con una resolución de 0.25 dB para la ADALM-PLUTO transmisor, entre -4 y 71 para la ADALM-PLTO receptor.

### Baseband sample rate/Sampling rate (Tasa de muestreo)

Tasa de muestreo de la banda base en Hz, especificada como un escalar entre 65105 a 61.44e6 para el caso de la ADALM-PLUTO transmisor y receptor. Para la RTL-SDR el número de muestras adecuado para el ADC se especifica como un escalar positivo que se encuentra en el rango de 225 KHz y 300 KHz y 900 KHz y 3200 KHz.

### **Samples per frame (Muestras por trama)**

Número de muestras por trama, especificado como un número entero positivo par de 2 a 16777216 por la ADALM-PLUTO receptor. Si se usan valores pequeños puede dar lugar a un rendimiento deficiente. Cuando se transmite, el uso de tamaños de trama más grandes puede dar un rendimiento más eficiente.

### **Output data type (Tipos de datos de la salida)**

Tipos de datos de la señal de salida, especificado como una de las siguientes opciones: int16 (entero con signo de 16 bits), double (formato en coma flotante de doble precisión), single (formato en coma flotante de precisión única).

### **Frequency correction**

Frecuencia de corrección en partes por millón (ppm), especificado como un escalar.

### **App Designer**

App Designer es un entorno de desarrollo que proporciona vistas de diseño y código de una manera totalmente integrada del editor de Matlab. Permite diseñar el aspecto visual y la percepción de la app a través de la incorporación de componentes a la GUI (Interfaz Gráfica de Usuario) y la modificación de su disposición, además de la programación para controlar su comportamiento. Todo esto permite crear aplicaciones que, mediante interfaces gráficas de usuario, controlen los diferentes parámetros a simular [19].

La herramienta App Designer dispone de una librería de componentes tales como botones, casillas de verificación, listas desplegables, etc. También ofrece elementos de control como conmutadores que permiten replicar el aspecto y las acciones de los paneles de instrumentación. Del mismo modo se pueden utilizar componentes de contenedores, como pestañas o paneles.

En las figuras 97, 98 y 99 que se muestran a continuación se pueden ver algunos de los componentes usados para la realización del proyecto:

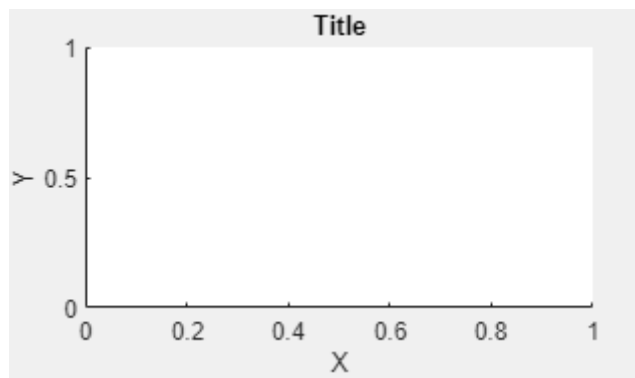


Figura 97. UI Axes [19]

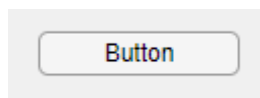


Figura 98. Button [19]



Figura 99. Tab Group [19]