

UNIVERSIDAD SAN FRANCISCO DE QUITO USFQ

Colegio de Ciencias e Ingenierías

**Desempeño de Canales Inalámbricos de Onda Milimétrica
característicos en Entornos 5G**

Anthony Sebastian Salazar Sarmiento

Ingeniería en Electrónica y Automatización

Trabajo de fin de carrera presentado como requisito
para la obtención del título de
Ingeniero en Electrónica

Quito, 13 de mayo de 2020

UNIVERSIDAD SAN FRANCISCO DE QUITO USFQ

Colegio de Ciencias e Ingenierías

HOJA DE CALIFICACIÓN DE TRABAJO DE FIN DE CARRERA

**Desempeño de Canales Inalámbricos de Onda Milimétrica característicos
en Entornos 5G**

Anthony Sebastian Salazar Sarmiento

Nombre del profesor, Título académico

René Patricio Játiva Espinoza, PhD.

Quito, 13 de mayo de 2020.

DERECHOS DE AUTOR

Por medio del presente documento certifico que he leído todas las Políticas y Manuales de la Universidad San Francisco de Quito USFQ, incluyendo la Política de Propiedad Intelectual USFQ, y estoy de acuerdo con su contenido, por lo que los derechos de propiedad intelectual del presente trabajo quedan sujetos a lo dispuesto en esas Políticas.

Asimismo, autorizo a la USFQ para que realice la digitalización y publicación de este trabajo en el repositorio virtual, de conformidad a lo dispuesto en el Art. 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior.

Nombres y apellidos: Anthony Sebastian Salazar Sarmiento

Código: 00131424

Cédula de identidad: 1725896540

Lugar y fecha: Quito, mayo de 2020.

ACLARACIÓN PARA PUBLICACIÓN

Nota: El presente trabajo, en su totalidad o cualquiera de sus partes, no debe ser considerado como una publicación, incluso a pesar de estar disponible sin restricciones a través de un repositorio institucional. Esta declaración se alinea con las prácticas y recomendaciones presentadas por el Committee on Publication Ethics COPE descritas por Barbour et al. (2017) Discussion document on best practice for issues around theses publishing, disponible en <http://bit.ly/COPETHeses>.

UNPUBLISHED DOCUMENT

Note: The following capstone project is available through Universidad San Francisco de Quito USFQ institutional repository. Nonetheless, this project – in whole or in part – should not be considered a publication. This statement follows the recommendations presented by the Committee on Publication Ethics COPE described by Barbour et al. (2017) Discussion document on best practice for issues around theses publishing available on <http://bit.ly/COPETHeses>.

RESUMEN

El siguiente trabajo implementa las funcionalidades básicas de un sistema de comunicaciones inalámbrico, y provee de una metodología para determinar el desempeño de canales en sistemas de onda milimétrica en ambientes de Micro Celda Urbana (UMi) para escenarios típicos tanto con línea de vista como sin ella (LOS/NLOS). Se determina también el análisis de la Tasa de Error en términos de Bit (BER) del sistema de transmisión/recepción de datos utilizando la herramienta Simulink de MATLAB ®. Es importante mencionar que para este desarrollo ha sido fundamental el uso de las aplicaciones o *toolboxes* de Comunicaciones y DSP, imprescindibles para todas las etapas del simulador.

El esquema de comunicación digital emplea Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales (OFDM) mediante dos técnicas de inserción de pilotos. Además, utiliza esquemas de Modulación por Desplazamiento de Fase con 4 y 8 símbolos (QPSK y 8-PSK) y codificación de canal de tipo Reed- Solomon.

Se ha considerado un sistema de antenas de tipo Entrada Única - Salida Única (SISO) con una frecuencia portadora de 28 GHz y un ancho de banda del canal de 200 MHz característico de 5G. El canal referencial usado para este estudio incluye un Perfil de Retardos de Potencia (PDP) con 18 trayectos que se derivó a partir de realizaciones extensivas utilizando el simulador de canal desarrollado por NYU WIRELESS.

En base del estudio del canal en diferentes escenarios y ambientes de comunicación, se obtiene la propagación de retardo y con ello los parámetros para la reducción de los fenómenos de desvanecimiento multitrayectoria como la Interferencia Inter-Simbólica (ISI) y la Interferencia Inter-Canal (ICI) para una transmisión lo más efectiva posible.

Finalmente se obtienen gráficas de BER, diagramas de constelación y densidades espectrales de potencia con el objetivo de relacionar los diferentes esquemas planteados y comparar su rendimiento.

El simulador implementado tiene la ventaja de ser manejado por variables de parámetros desde un *script* de MATLAB ® y es capaz de visualizar los diferentes diagramas y curvas de medición en función de la relación de la tasa de energía promedio del bit respecto de la densidad espectral de ruido que se dispone en el sistema con la herramienta *bertool*.

Palabras clave: Canales 5G, Ondas Milimétricas, Tasa de Error de Bit, OFDM, Estimación del canal, NYUSIM, Desvanecimiento Multitrayectoria.

ABSTRACT

The following research implements the basic functionalities of a wireless communication system, and provides a methodology to determine the performance of channels in millimeter wave systems in Urban Micro Cell (UMi) environments for typical scenarios both with and without line of sight (LOS / NLOS). The analysis of the Error Rate in terms of Bit (BER) of the data transmission/reception system is also determined using the MATLAB ® Simulink tool. It is important to mention that for this development the use of Communications and DSP applications or toolboxes has been essential for all stages of the simulator.

The digital communication scheme employs Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) using two pilot insertion techniques. In addition, it uses Phase Shift Keying schemes with 4 and 8 symbols (QPSK and 8-PSK) and Reed-Solomon channel coding.

A Single Input - Single Output (SISO) antenna system with a carrier frequency of 28 GHz and a channel bandwidth of 200 MHz characteristic of 5G has been considered. The reference channel used for this study includes an 18-path Power Delay Profile (PDP) that was derived from extensive realizations using the channel simulator developed by NYU WIRELESS.

Based on the channel study in different scenarios and communication environments, the delay propagation is obtained and with it the parameters for the reduction of multipath fading phenomena such as Inter-Symbolic Interference (ISI) and Inter-Channel Interference (ICI) for the most effective transmission possible.

Finally, BER graphs, constellation diagrams and power spectral densities are obtained to relate the different schemes proposed and compare their performance.

The implemented simulator has the advantage of being executed by parameter variables from a MATLAB ® script and is capable of displaying the different diagrams and measurement curves based on the ratio of the average bit energy rate to the spectral density of noise that is arranged in the system with *bertool*.

Key words: 5G Channels, Millimeter Waves, Bit Error Rate, OFDM, Channel Estimation, NYUSIM, Multipath Fading.

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	10
1.1 Transmisor CP-COFDM	11
1.1.1 Codificación.....	11
1.1.2 Modulador en fase y cuadratura.	12
1.1.3 Transmisor OFDM.....	13
1.1.4 Intervalo de Guarda y extensión cíclica.	15
1.1.5 Inserción de pilotos.	16
1.2 Receptor CP-COFDM	17
1.2.1 Sincronización de la trama.	18
1.2.2 Demultiplexación por División de Frecuencias Ortogonales.	19
1.2.3 Retiro del CP.	19
1.2.4 Estimación e interpolación del canal.....	19
1.2.5 Ecualización del canal.....	21
1.2.6 Demapeo en fase y cuadratura.	22
1.2.7 Decodificación.....	22
2.1 Características Estadísticas del Canal	23
2.1.1 Dispersión de Retardo (Valor Raíz Medio Cuadrático de los retardos de propagación).....	24
2.1.2 Desplazamiento Doppler máximo.....	25
2.1.3 Ancho de Banda de Coherencia y Tiempo de Coherencia.	25
2.1.4 Criterios de selección de parámetros del sistema OFDM.....	27
IMPLEMENTACIÓN EN SIMULINK.....	30
3.1 Parámetros de simulación.....	30
RESULTADOS.....	33
4.1 Esquema con pilotos asistidos.....	34
4.2 Esquema con preámbulo de pilotos.....	39
CONCLUSIONES	42
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	44
ANEXOS	46
5 Anexo A: Script de simulación de variables en MATLAB ®.....	46
6 Anexo B: Síntesis de los modelos de canal de onda milimétrica.	49
7 Anexo C: Parámetros de simulación en ambos esquemas y escenarios	50
8 Anexo D: Esquemas de modulación en Simulink	55

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Parámetros de los canales de onda milimétrica estudiados.	27
Tabla 2. Parámetros de extensión cíclica para el sistema OFDM.....	29
Tabla 3. Parámetros distancia en frecuencia para el sistema OFDM.	29
Tabla 4. Órdenes de modulaciones en los esquemas planteados	31
Tabla 5. Síntesis de los modelos de canal de onda milimétrica estudiados.	49
Tabla 6. Parámetros de simulación por pilotos asistidos en escenario UMI-NLOS....	51
Tabla 7. Parámetros de simulación por pilotos asistidos en escenario UMI-LOS.....	52
Tabla 8. Parámetros de simulación por preámbulo de pilotos en escenario UMI-NLOS.....	53
Tabla 9. Parámetros de simulación por preámbulo de pilotos en escenario UMI-NLOS.....	55

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Características del transmisor CP-COFDM.	11
Figura 2. Extensión Cíclica e Intervalo de Guarda	16
Figura 3. Características del receptor CP-COFDM.	18
Figura 4. Pérdidas en la potencia por la multitrayectoria y desvanecimiento.	23
Figura 5. Herramienta bertool en MATLAB ®.	33
Figura 6. BER para el esquema de pilotos asistidos.	34
Figura 7. Diagrama de constelación del esquema de pilotos asistidos en UMi-NLOS con modulación QPSK para una relación de energía por bit: (a) 0 dB; (b) 25 dB.....	35
Figura 8. Diagrama de constelación del esquema de pilotos asistidos en UMi-NLOS con modulación 8-PSK para una relación de energía por bit: (a) 0 dB; (b) 25 dB.	36
Figura 9. Diagrama de constelación del esquema de pilotos asistidos en UMi-LOS con modulación QPSK para una relación de energía por bit: (a) 0 dB; (b) 25 dB.	37
Figura 10. Diagrama de constelación del esquema de pilotos asistidos en UMi-LOS con modulación 8-PSK para una relación de energía por bit: (a) 0 dB; (b) 25 dB.	37
Figura 11. Densidad espectral de potencia del esquema de pilotos asistidos con modulación QPSK para una relación de energía por bit: (a) 0 dB; (b) 25 dB.	38
Figura 12. Densidad espectral de potencia del esquema de pilotos asistidos con modulación 8-PSK para una relación de energía por bit: (a) 0 dB; (b) 25 dB.....	38
Figura 13. BER para el esquema de preámbulo de pilotos.	39
Figura 14. Densidad espectral de potencia del esquema de preámbulo de pilotos con modulación QPSK para una relación de energía por bit: (a) 0 dB; (b) 25 dB.	40
Figura 15. Densidad espectral de potencia del esquema de preámbulo de pilotos con modulación 8-PSK para una relación de energía por bit: (a) 0 dB; (b) 25 dB.....	40

INTRODUCCIÓN

Las comunicaciones móviles mantienen un importante desarrollo tecnológico que sostiene mejoras en términos de eficiencia espectral, tiempos de latencia y capacidad de transmisión, referidos como factores claves que han posibilitado el crecimiento exponencial de servicios y aplicaciones proporcionados a través de la internet móvil. Los sistemas de transmisión y recepción que los conforman se optimizan permanentemente para conseguir una mejor respuesta frente a fenómenos físicos como desvanecimientos de frecuencia, propagación multiproyectos, efecto Doppler, interferencias y ruido; además de asegurar el aprovechamiento del espectro disponible y la provisión de servicios dentro de sus áreas de cobertura.

La red inalámbrica de Quinta Generación (5G) tiene como propósito marcar un hito en la evolución de la internet móvil y proporcionar al usuario las facilidades necesarias para desarrollar la Internet de las Cosas (IoT) en una escala nunca vista.

Con estas mejoras, los dispositivos han incrementado las capacidades de los transmisores y receptores, utilizando nuevas técnicas y algoritmos de modulación, multiplexado, codificación, estimación y equalización de los datos en un esquema de comunicación digital.

El sistema de comunicaciones implementado para su simulación en este estudio se orienta a la generación de una trama de datos binarios modulados basados en Multiplexación por División de Frecuencias Ortogonales Codificado con inserción de Prefijo Cíclico (CP- COFDM) mediante dos enfoques de transmisión para plantear dos esquemas de estimación: pilotos de asistencia y preámbulo de pilotos. Además, se evalúa el rendimiento de estos esquemas mediante la variación de diferentes

parámetros como: orden de modulación, tasa de codificación, extensión cíclica, entre otros.

1.1 Transmisor CP-COFDM

El esquema de transmisión CP-COFDM simulado en este trabajo se basa en 5 etapas esenciales, que se deben considerar desde la generación de los datos hasta los procesos de estimación, ecualización y demodulación del receptor, y que se ilustran en la Figura 1.

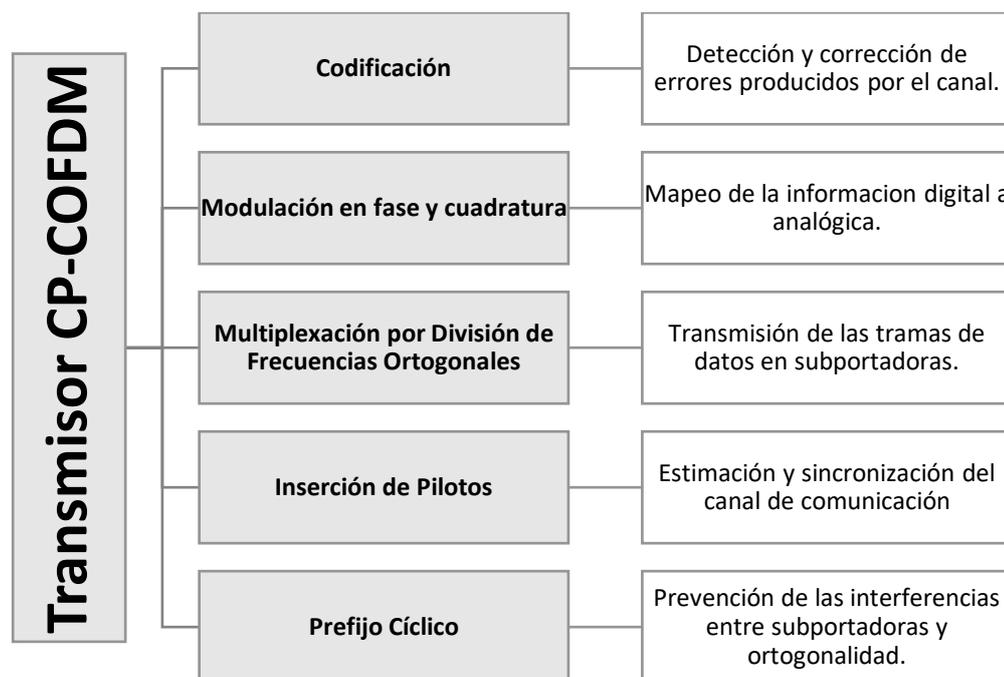


Figura 1. Características del transmisor CP-COFDM.

A continuación, se presenta de forma detallada y ordenada los procesos del esquema de transmisión OFDM.

1.1.1 Codificación.

Se utiliza un código cíclico Reed-Solomon utilizado en corrección de ráfagas. Un código $RS(n, k)$ donde la entrada es k símbolos se genera una salida de n símbolos

que contiene a los k bits anteriores más $(n - k)$ símbolos de paridad y cada uno de estos símbolos contiene m bits dado que:

$$n = 2^m - 1 \quad (1)$$

Las palabras código se definen como elementos de un cuerpo finito $GF(2^m)$ llamado Campo de Galois.

La tasa, por tanto, se define como $R = k/n$. Cuanto mayor sea la redundancia, menos símbolos de paridad se añaden.

Se utiliza este tipo de códigos ya que a pesar de que no introducen una gran redundancia, su capacidad de corrección de errores es bastante grande.

Se define la distancia mínima entre dos palabras código como:

$$d_m = 2t + 1 \quad (2)$$

Siendo $2t = n - k$ el número de símbolos de paridad redundantes, el código será capaz de corregir hasta t símbolos erróneos por cada bloque (Flores, 2019).

Se debe cumplir también que la entrada de datos sea múltiplo entero de $k \log_2(n + 1)$.

1.1.2 Modulador en fase y cuadratura.

La modulación es el proceso por el cual se mapea en fase y cuadratura una señal digital a analógica para una posterior transmisión por el canal. La modulación aplicada en este estudio es de tipo M-PSK (*Modulación por desplazamiento de fase M-aria*). Este tipo de modulación es comúnmente usada en sistemas OFDM.

En la modulación M-PSK se define una señal como:

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2(i-1)\pi}{M}\right), \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (3)$$

Donde E_s es la energía de la señal por símbolo T_s . Se define f_c como la frecuencia portadora. La fase se define como:

$$\theta_i = 2(i-1)\frac{\pi}{M}, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (4)$$

En la modulación M-PSK, la amplitud de las señales se limita a permanecer constante, lo que produce una constelación circular (Kansal, Kansal, & Singh, 2011).

Si se quiere obtener un canal robusto, la modulación M-PSK es la mejor opción, además de la eficiencia del transmisor. Cuando se modula en M-QAM (*Modulación por Amplitud en Cuadratura*), la amplitud del símbolo es menor y se transmite con menos potencia que la máxima del transmisor. Es por ello por lo que a menudo se prefiere M-PSK para comunicaciones de largo alcance. El orden de modulación también es un parámetro importante frente al ruido: cuanto menor sea el orden mayor inmunidad presenta el sistema al ruido, mientras que en cambio su velocidad de transmisión decrementa reduciendo su eficiencia espectral.

En este estudio se ha preferido diseñar e implementar el sistema de comunicaciones utilizando la ventaja del canal robusto en desmedro de las velocidades de transmisión. Se emplean esquemas de modulación QPSK y 8-PSK.

1.1.3 Transmisor OFDM.

La idea de una transmisión OFDM es enviar datos por medio de diferentes subportadoras de forma paralela y simultánea, con una duración de símbolo proporcionalmente mayor que un sistema con única portadora.

La siguiente ecuación introduce la expresión matemática de una señal OFDM en banda base:

$$x(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} a(n, i) e^{j2\pi f_n t} p(t - iT_{OFDM}) \quad (5)$$

Donde se representa una transmisión de símbolos complejos $a(n, i)$ a la salida del modulador M-PSK. Se define $p(t)$ como el pulso conformador o ventana de solapamiento, T_{OFDM} como el período de símbolo OFDM y f_n como la n -ésima frecuencia en la subportadora de transmisión. De esta manera se crea una sumatoria de productos ajustadas a un número determinado de subportadoras.

Se debe cumplir una condición de ortogonalidad entre las subportadoras, que cumpla con la siguiente expresión matemática:

$$\frac{1}{T_{OFDM}} \int_0^{T_{OFDM}} e^{j2\pi(f_n - f_m)t} |p(t)|^2 dt = 0 \quad (6)$$

Donde el término $(f_n - f_m)$ es la separación frecuencial entre las subportadoras. Al resolver la expresión (6), se debe cumplir con la siguiente condición:

$$(f_n - f_m) = \frac{k}{T_{OFDM}} \quad (7)$$

Donde k es un número entero.

La condición de ortogonalidad definida en (7) hace factible la idea de que se solapen subportadoras en el sistema sin causar pérdida de ortogonalidad, lo que incrementa la eficiencia espectral comparada con un sistema de portadora simple. (Gaitán, 2014)

A la ecuación (5) se la puede expresar de forma discreta, considerando que el pulso conformador es rectangular con longitud T_{OFDM} y de energía unitaria, realizando un

muestreo de la señal en N muestras por símbolo OFDM, cuya frecuencia de muestreo se define como $f_m = \frac{N}{T_{OFDM}}$. Dicha expresión se escribe como:

$$x_i(k) = N * IDFT_N \{a(n, i)\}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (8)$$

El algoritmo *IDFT* (*Transformada Discreta Inversa de Fourier*) permite la generación de una señal a partir de sus muestras espectrales de forma discreta. En la práctica, se aplica el algoritmo *IFFT* (*Transformada Rápida Inversa de Fourier*) con el objetivo de aumentar la eficiencia algorítmica y explotar la regularidad de la operación *IDFT* (Yuan, 2007) lo cual introduce una restricción en el número de subportadoras que debe ser una potencia de 2.

En síntesis, el transmisor OFDM recibe una señal binaria mapeada en una constelación y agrupada en N muestras (subportadoras) para aplicar la transformación *IFFT*. Posterior a ello, se realiza una conversión digital/analógica pasa bajo con una frecuencia de muestreo f_m dando lugar a una señal que se transmite al canal con desvanecimiento Rayleigh. (Gaitán, 2014).

1.1.4 Intervalo de Guarda y extensión cíclica.

En escenarios donde prevalece el desvanecimiento multitrayectoria producto de la dispersión del canal, se generan dos tipos de interferencias: ISI (*Interferencia Inter-Simbólica*) e ICI (*Interferencia Inter-Portadora*) (Gaitán, 2014).

Para eliminar el efecto del ISI se introduce un GI (*Intervalo de Guarda*) mayor al DS (*Propagación de Retardo*) del canal. Por otra parte, para eliminar el efecto del ICI se introduce un CP (*Prefijo Cíclico*) tomando muestras del período del símbolo del final e insertando al principio del período. El CP es mayor a la propagación de retardo

máxima del canal para eliminar dicha interferencia (Yuan, 2007), tal como se verifica en capítulos siguientes.

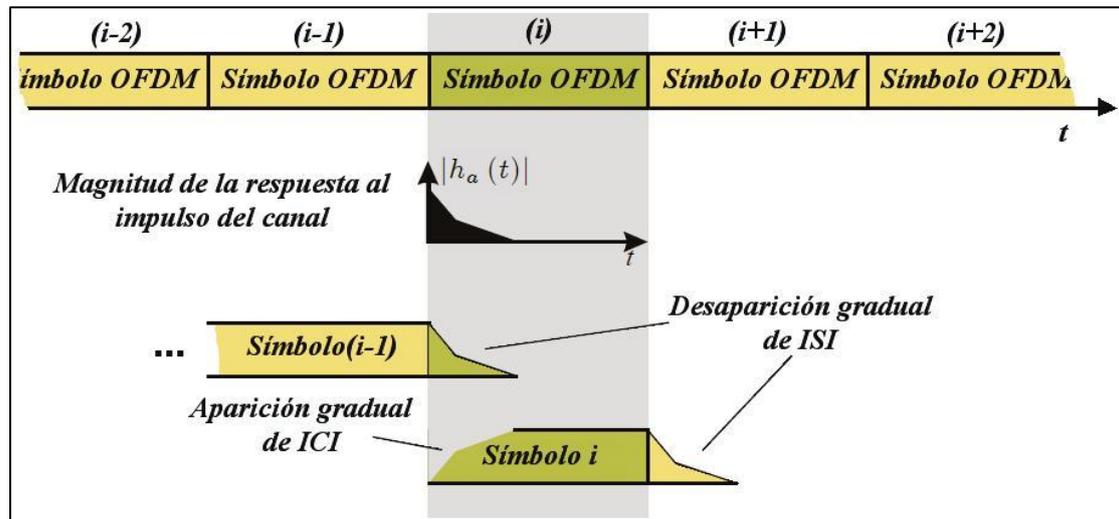


Figura 2. Extensión Cíclica e Intervalo de Guarda¹

1.1.5 Inserción de pilotos.

Los pilotos se definen como datos que son transmitidos por el canal conocidos por el receptor y que se usan para la estimación del canal de comunicaciones. En este apartado se diferencian los esquemas planteados en la sección introductoria.

En el primer enfoque, los pilotos son modulados en subportadoras en cada símbolo OFDM con una separación frecuencial. En el segundo enfoque, los pilotos son modulados de forma simultánea con las subportadoras de datos y finalmente se concatenan para formar un solo flujo de transmisión. Ambos enfoques difieren

¹ Méndez, R. (2011). Módem para la comunicación por la red eléctrica. Tesis de maestría. Centro de Investigación en Computación, Instituto Politécnico Nacional, México DF. Obtenido de <https://bit.ly/3dz5cVV>

sustancialmente en el ancho de banda de la señal transmitida debido a la cantidad de pilotos introducidos.

Las funciones primordiales de la inserción de pilotos son: estimación de CFO (*Compensación de Frecuencia Portadora*) producto de la falta de sincronización, estimación del canal y ecualización.

La disposición de los pilotos en los símbolos OFDM depende del comportamiento del canal. Este comportamiento se analiza en la Capítulo 2 relativo el estudio estadístico del canal.

Las señales sufren muchos efectos al ser transmitidas por un canal con desvanecimiento y generan limitaciones en el rendimiento de los sistemas de comunicación digital. Los fenómenos más importantes son las reflexiones y dispersiones, que originan multitrayectos en el receptor. Además, debido a la movilidad de los transmisores y receptores, la respuesta del canal es rápida y variante en el tiempo. Debido a la movilidad y dispersiones locales la señal se ve afectada por corrimientos en el tiempo, frecuencia y fase. La dispersión temporal de la señal se relaciona con el desvanecimiento selectivo en frecuencia introducido por el canal, que influye de forma significativa en la señal recibida. Algunos algoritmos realizan una mejor estimación del canal para mitigar la distorsión introducida por su selectividad de frecuencia (Gaitán, 2014).

1.2 Receptor CP-COFDM

El esquema de receptor CP-COFDM utilizado en este estudio se compone de 7 etapas.

El receptor tiene una implementación de mayor complejidad que el transmisor, para

mitigar los efectos producidos por el canal de comunicación como se muestra en la Figura 3.

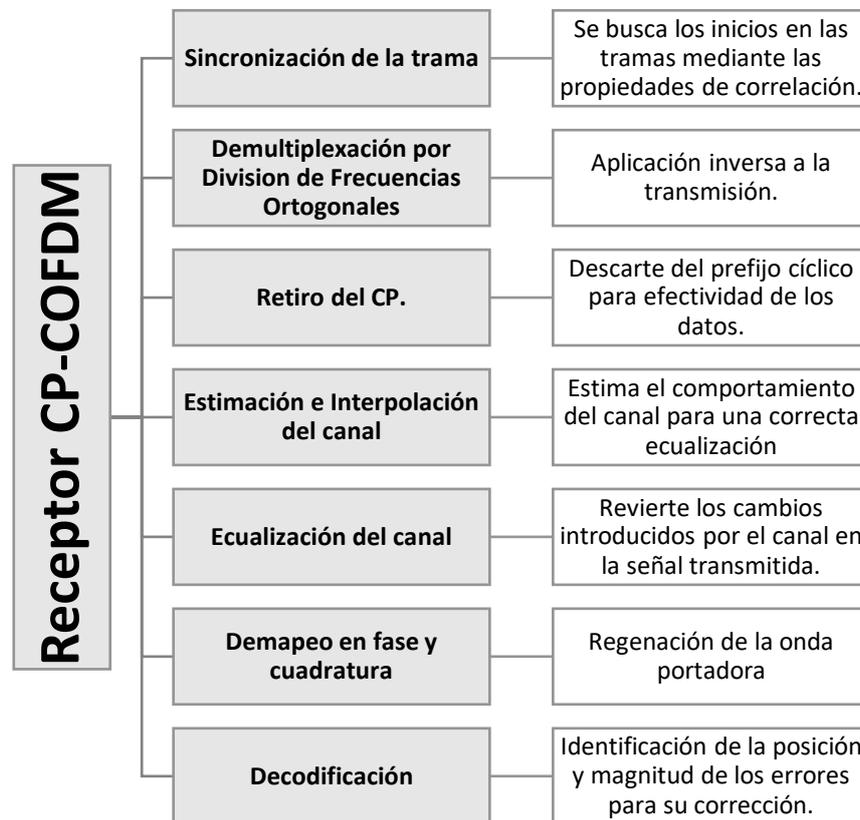


Figura 3. Características del receptor CP-COFDM.

A continuación, se presenta de forma detallada y ordenada los procesos del esquema de recepción OFDM.

1.2.1 Sincronización de la trama.

En esta etapa se consideran la secuencia de entrenamiento piloto y sus características de correlación, en donde se busca el inicio de cada trama.

El receptor OFDM aprovecha estas características para buscar el inicio de las tramas. Al realizar las correlaciones entre el flujo de muestras entrante y las secuencias de entrenamiento, se generan picos altos en la salida del correlador. Este patrón de picos se utiliza como indicadores para el comienzo de la trama OFDM. En el símbolo del

receptor las muestras llegan una por una. Sin embargo, el sistema OFDM funciona con un procesamiento de trama, lo que hace que el receptor tenga que esperar un conjunto de símbolos OFDM para realizar tareas como demodulación, estimación de canal y ecualización.

1.2.2 Demultiplexación por División de Frecuencias Ortogonales.

En esta etapa se realiza el proceso inverso a la multiplexación en el transmisor. Se toma la información recibida y se procede a extraer el intervalo de guarda para luego aplicar el algoritmo *FFT* y finalmente extraer el prefijo cíclico. La complejidad dependerá de las etapas adicionales. En esta etapa también se extrae las subportadoras con los pilotos recibidos (Vergara, 2008).

1.2.3 Retiro del CP.

A la señal se le extrae el CP lo que significa una reducción de muestras al tamaño de la extensión *FFT* (Vergara, 2008).

1.2.4 Estimación e interpolación del canal.

La estimación de canal se logra multiplexando los símbolos piloto. En este estudio, el canal se estima con el método LS (*Mínimos Cuadrados*).

En el método LS se emplean las muestras en el receptor de la señal cuando el GI ha eliminado el ISI. Esta señal puede ser expresada como:

$$Y = XH + W \quad (9)$$

Donde Y es la señal recibida, X la matriz diagonal de la señal transmitida, H es el vector de respuesta frecuencial del canal y W es el vector de ruido.

Usando la estimación LS, se puede escribir el sistema como:

$$\hat{H}_{LS} = X^{-1}Y \quad (10)$$

Donde se indica que la estimación LS es en esencia una división de la señal recibida por la señal transmitida. Al añadir pilotos, cada subcanal es identificado por el canal piloto de transmisión X_p y los pilotos de recepción Y_p . La estimación LS se formula como:

$$\hat{H}_p(m) = \frac{Y_p(m)}{X_p(m)}, \quad m = 0, 1, \dots, N_p - 1 \quad (11)$$

Donde m es la respectiva subportadora piloto (Yuan, 2007).

La estimación de canal envía los símbolos de entrenamiento periódicamente que se utilizan en el receptor para estimar el canal. Para una estimación en el dominio del tiempo, se calcula la CIR (*respuesta impulsional del canal*). Posteriormente la señal genera la estimación del CIR por una operación de FFT para obtener el canal en cada subportadora para la ecualización en el dominio de la frecuencia, y para ello se estima el canal en cada piloto, luego se interpolan a través de diferentes métodos. Para esta estimación, la separación de los pilotos debe determinarse cuidadosamente. En este estudio, mediante la caracterización estadística del canal del Capítulo 2, se estima la separación frecuencial mínima que se debe emplear en la inserción de pilotos de asistencia.

En una estimación LS se calculan los coeficientes del canal en la subportadora $\hat{H}_k[n]$.

Se define la expresión:

$$\hat{H}_k[n] = H_k[n] + \frac{w_k[n]}{a_k[n]} \quad (12)$$

Donde $H_k[n]$ son los coeficientes verdaderos del canal y $\frac{w_k[n]}{a_k[n]}$ es el ruido residual

(Gaitán, 2014).

Luego de la estimación del canal, se puede interpolar de acuerdo con los pilotos adyacentes. En este estudio, se utiliza una interpolación FIR (*Respuesta al impulso finito*). Estos filtros son atractivos en el diseño ya que son fáciles de implementar, generalmente son estables y se puede hacer fácilmente lineal su fase.

Esto se logra con un sobre-muestreo seguido por un filtro pasa bajos $G(e^{j\omega})$ donde la respuesta impulsional es $g(n)$. En el dominio del tiempo se puede representar como:

$$\begin{cases} Y(n) = X\left(\frac{n}{M}\right), & n = 0, \pm M, \pm 2M \\ 0, & \text{otro caso} \end{cases} \quad (13)$$

Esta operación inserta $m - 1$ ceros entre los valores de las muestras y reindexa la escala de tiempo. La interpolación tiene dos efectos: ajustar los índices del eje de tiempo a compresión en dominio de la frecuencia y obligar a la señal a pasar por los ceros entre muestras.

1.2.5 Ecuación del canal.

Utiliza un ecualizador lineal con el algoritmo LMS (*Mínimos Cuadrados Medios*) donde se plantea la siguiente expresión:

$$w_{new} = w_{current} + (StepSize)u * e \quad (14)$$

Donde w es el vector de todos los pesos w_i , y u es el vector de entradas y e es el error. Basado en el conjunto de pesos actuales $w_{current}$, el algoritmo se entrena para crear nuevos pesos. Una función paso se utiliza como algoritmo adaptativo para regular el entrenamiento. Incrementando el tamaño del paso se reduce la convergencia del ecualizador, pero causa que la señal de salida ecualizada sea menos estable. Existen otros algoritmos de ecualización como el RLS (*Mínimos Cuadrados Recursivos*) y el CMA (*Algoritmo de Módulos Constantes*) cuya complejidad y

convergencia son diferentes, sin embargo, el sistema a estudiar solo se evalúa con el algoritmo de ecualización LMS (MathWorks, 2020).

1.2.6 Demapeo en fase y cuadratura.

El proceso de demodulación engloba un conjunto de técnicas para recuperar la información de la onda portadora. En esta etapa es conveniente especificar el tipo de decisor, que puede ser: HD (*Decisión Dura*), LLR (*Relación de Probabilidad de Registro*) y ALLR (*Relación Aproximada de Probabilidad de Registro*). Estos tipos de decisores difieren en el rendimiento en términos del VER (MathWorks, 2020). En este estudio se utiliza el decisor HD.

1.2.7 Decodificación.

Finalmente, se realiza el proceso inverso a la codificación de los datos de entrada en el transmisor. Con el decodificador de Reed – Solomon se puede recuperar un vector de mensaje binario de un vector de palabra código. Se utiliza un algoritmo de Berlekamp-Massey (MathWorks, 2020) .

ESTUDIO ESTADÍSTICO DEL CANAL

Una vez definido el esquema de comunicación a utilizar, el trabajo de investigación comienza con el estudio estadístico de los canales propuestos en el estudio previo (Játiva, Salazar, & Toscano, 2019).

2.1 Características Estadísticas del Canal

Dado que el estudio se dará con canales en entorno NLOS/LOS, se analizan las características en ambos escenarios. La pérdida de trayecto es una atenuación que se puede modelar de forma teórica y ocurre durante la propagación de la señal, y aumenta con la distancia de separación de las antenas entre el transmisor y el receptor. El desvanecimiento se produce como una fuente de degradación que perturba la señal y se debe a la propagación por multitrayecto de la señal. También se presenta el efecto Doppler, por la movilidad del usuario con respecto al transmisor.

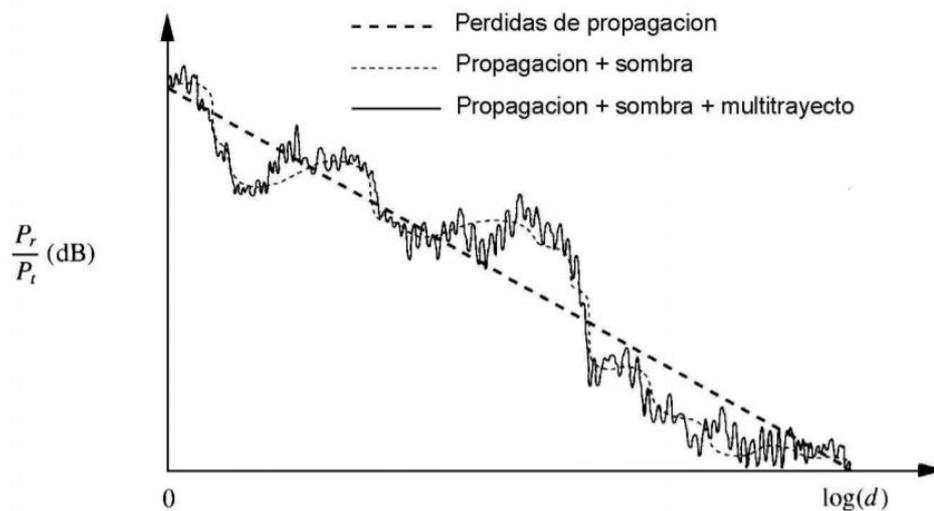


Figura 4. Pérdidas en la potencia por la multitrayectoria y desvanecimiento².

² Wagemakers, A., & Ibarz, B. (s.f.). Modelos de Propagación electromagnética. Obtenido de <https://bit.ly/2zrqQMJ>

Si se caracteriza el multitrayecto, las señales difieren en fase y amplitud. Como resultado, se tiene una señal que varía en el tiempo, frecuencia y dominio espacial.

En el dominio del tiempo, la propagación multitrayectoria origina diferentes trayectos entre transmisor y receptor aparte del de visión directa, por lo que el receptor toma no solo la señal original transmitida sino también ecos retardados de esta señal.

2.1.1 Dispersión de Retardo (Valor Raíz Medio Cuadrático de los retardos de propagación).

En el estudio previo se realiza un PDP (*Perfil de Retardo de Potencia*) donde se extraen algunos parámetros del canal como el τ_{RMS} que se refiere al retardo de propagación medio cuadrático. La característica τ en un canal multitrayecto en cualquier instante, es la medición de la duración de tiempo el cual la mayor parte de la energía del símbolo del transmisor llega al receptor.

Para un PDP discreto, se define τ_{RMS} como:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_i p_i (\tau_i - \bar{\tau})^2}{\sum_i p_i}} \quad (15)$$

Donde p_i es la potencia en el trayecto correspondiente, τ_i es el retardo en el trayecto correspondiente y $\bar{\tau}$ es el retardo medio, que se define como:

$$\bar{\tau} = \sqrt{\frac{\sum_i p_i \tau_i}{\sum_i p_i}} \quad (16)$$

Típicamente, cuando el periodo del símbolo es mayor a 10 veces τ_{RMS} , la interferencia inter-simbólica se desprecia y no se requiere de ecualización.

Al tomar lo obtenido en el estudio previo, se realiza una síntesis de los modelos de canal a utilizar, en el Anexo B.

2.1.2 Desplazamiento Doppler máximo.

En condiciones de multitrayectoria, cada trayecto tiene un desplazamiento en frecuencia conocido como dispersión Doppler y es proporcional a la velocidad de la antena móvil.

$$f_{D,max} = f_c \left(\frac{v}{c} \right) \quad (17)$$

Donde f_c es la frecuencia portadora del canal (28 GHz), v es la velocidad de la antena móvil y c es la velocidad de la luz.

Se considera la velocidad para un canal ITU-R de movilidad pedestre como referencia (Hinostraza & López, 2010):

$$v = 3 \left[\frac{km}{h} \right] = 0.84 \left[\frac{m}{s} \right] \quad (18)$$

Por lo tanto: $f_{D,max} = 78.4 [Hz]$.

2.1.3 Ancho de Banda de Coherencia y Tiempo de Coherencia.

Para la parametrización del canal, se define el ancho de banda coherente B_{coh} usado en la caracterización de desvanecimiento selectivo en frecuencia. Este parámetro se refiere al rango de frecuencias sobre el cual el canal agrega la misma ganancia y fase lineal a una señal de transmisión (Vo, 2012). Si el ancho de banda de la señal es menor al ancho de banda de coherencia, la señal no se distorsiona por el canal y se denomina desvanecimiento plano. Por otra parte, si esta condición no se cumple, la señal se distorsiona y se produce un desvanecimiento selectivo en frecuencia.

En ciertos rangos de frecuencia, dos componentes tienen una fuerte correlación de amplitud. Para un canal con desvanecimiento de tipo Rayleigh se define el ancho de banda de coherencia como (Xu, 2012):

$$B_c \approx \frac{1}{2\pi\tau_{RMS}} \quad (19)$$

Por otra parte, en los sistemas de comunicación, el tiempo de coherencia se expresa como el instante sobre el cual la respuesta impulsional del canal es esencialmente invariante. Se usa para describir las características de tiempo variante de la propagación de frecuencia en dominio del tiempo (Xu, 2012).

$$T_c \approx \frac{1}{f_{D,max}} \quad (20)$$

El tiempo de coherencia se refiere a un intervalo de tiempo relacionado con la coherencia de amplitud de dos señales que arriban. Si el inverso del ancho de banda de señal en banda base es mayor al tiempo de coherencia, la señal transmitida en banda base puede cambiar, lo que lleva a una distorsión en la demodulación. Usando el modelo de Clarke, el tiempo de coherencia puede ser expresado como:

$$T_c = \frac{9}{16\pi f_{D,max}} \quad (21)$$

Para el estudio, se considera la propagación de retardo máxima y el corrimiento Doppler máximo, obtenidos los siguientes resultados teóricos:

Parámetros del canal	UMi NLOS	UMi LOS
Ancho de banda de coherencia B_c [MHz]	3.238	7.264
Tiempo de coherencia T_c [ms]	2.28	

Tabla 1. Parámetros de los canales de onda milimétrica estudiados.

Si se toma la condición para un canal con desvanecimiento selectivo en frecuencia:

$$B_t > B_{coh} \quad (22)$$

$$\tau_{RMS,max} > T_s \quad (23)$$

Dicho comportamiento se toma en cuenta para el diseño del transmisor. (Gaitán, 2014).

2.1.4 Criterios de selección de parámetros del sistema OFDM.

En el dominio del tiempo, la duración de los símbolos de datos debe ser mucho mayor que el máximo exceso de retardo introducido por el canal para evitar el desvanecimiento selectivo en frecuencia, como lo sugiere la expresión planteada en (23).

En el dominio de la frecuencia, el ancho de banda de las subportadoras debe ser pequeño comparado con el ancho de banda de coherencia del canal.

$$B_{coh} \gg \frac{B_T}{N} \quad (24)$$

Se calcula que la máxima restricción con respecto a la propagación de retardo se efectúa en el último trayecto en ambos escenarios. Con la condición de evitar el ICI en el receptor, dicho valor de retardo debe estar contenido a lo largo de la longitud de prefijo cíclico. Eso impone a que la extensión de prefijo cíclico L_{CP} debe ser mayor que la extensión de la respuesta impulsional del canal.

$$T_{CP} > \tau_{RMS,max} \quad (25)$$

Si se define T_s el período del símbolo, y BW el ancho de banda del canal:

$$T_s = \frac{1}{BW} \quad (26)$$

Donde $BW=200\text{MHz}$ (Játiva, Salazar, & Toscano, 2019). Por lo tanto, $T_s = 5 \text{ ns}$.

Se puede definir también la duración necesaria para modular los símbolos en N subportadoras. En este estudio se utiliza un sistema FFT con $L_{FFT} = 64$. Este último parámetro es el número de subportadoras totales. Si se desea incrementar la tasa binaria, se debe incrementar a un mayor orden de modulación (Melo, 2013).

$$T_{FFT} = L_{FFT} T_s = 0.32 \mu\text{s} \quad (27)$$

Y se define la velocidad de símbolos, también denominado espaciamiento de frecuencia de las subportadoras como:

$$f_b = \frac{1}{T_{FFT}} = 3.125 \text{ MHz} \quad (28)$$

Para cumplir la condición del prefijo cíclico de (25) (evitar ICI):

$$\frac{T_{FFT}}{L_{CP}} > \tau_{RMS,max} \quad (29)$$

Por lo tanto:

$$L_{CP} < \frac{T_{FFT}}{\tau_{RMS,max}} \quad (30)$$

En la siguiente tabla se sintetiza la extensión de prefijo cíclico para ambos escenarios. Se debe recordar que la extensión de prefijo cíclico es un número entero, ya que guarda relación con el número de subportadoras.

Parámetro OFDM	UMi NLOS	UMi LOS
Extensión del Prefijo Cíclico (CP)	< 6	< 15

Tabla 2. Parámetros de extensión cíclica para el sistema OFDM.

Para el transmisor a implementar, se escoge en el escenario UMi NLOS $L_{cp} = 6$ ($T_{CP} = 53.33$ [ns]) y en el escenario UMi LOS $L_{cp} = 10$ ($T_{CP} = 32$ [ns]), donde T_{CP} es el tiempo del prefijo cíclico.

Por otra parte, para el seguimiento del canal, en el segundo esquema se añaden pilotos cuya distancia en dirección de la frecuencia se define como (Gaitán, 2014):

$$D_f \leq \frac{1}{f_b \tau_{RMS,max}} \quad (31)$$

Al introducir los pilotos de tipo frecuencial en este estudio, se define la distancia de los pilotos para cada escenario. Este parámetro debe ser un número entero porque guarda relación con la cantidad de subportadoras:

Parámetro OFDM	UMi NLOS	UMi LOS
Distancia de los pilotos en frecuencia D_f	≤ 6	≤ 15

Tabla 3. Parámetros distancia en frecuencia para el sistema OFDM.

La polaridad de estos pilotos es controlada por una secuencia de ruido pseudo aleatoria (PN) con un registro de desplazamiento lineal retroalimentado en el modelo de Simulink. Se adopta el estándar IEEE. 802.11.a para definir el polinomio generador y los estados iniciales de la secuencia PN como (Yuan, 2007):

$$p(z) = z^7 + z^3 + 1 \text{ con } i = [11111111] \quad (32)$$

IMPLEMENTACIÓN EN SIMULINK

En esta sección, se detalla sobre la implementación de los dos esquemas OFDM con pilotos para la estimación de canal. Ambos esquemas difieren en las etapas de multiplexación OFDM, demultiplexación OFDM e inserción de los pilotos, como se analiza a continuación. Por el lado del transmisor, se definen las expresiones que son utilizadas en cada bloque.

Estos esquemas se construyen en Simulink, sin embargo, los parámetros de simulación se introducen en un *script* de MATLAB ® para efectos prácticos, cuyo código se encuentra en el Anexo A.

3.1 Parámetros de simulación

El número de bits por símbolo OFDM se define como:

$$N_{bits/OFDMsym} = N_{SCD} * N_{txBits/Sym} * R \quad (33)$$

Donde $N_{bits/OFDMsym}$ es el número de bits codificados por cada símbolo OFDM, N_{SCD} es el número de subportadoras de datos y R es la tasa de codificación (Gaitán, 2014).

Tanto en la entrada como en la salida del transmisor se define el número de datos codificados transmitidos sobre el tiempo de transmisión OFDM mediante la tasa de bit definida como la siguiente expresión:

$$R_b = \frac{N_{bit/OFDMsym}}{T_{OFDM}} = \frac{N_{SCD} * N_{txBits/Sym}}{(L_{FFT} + L_{CP}) * T_s} * R \quad (34)$$

Si se conoce que el tiempo de bit es igual al inverso de la tasa de transmisión $R_b = \frac{1}{T_b}$ entonces se puede encontrar una expresión para el tiempo de muestra (bit) en función de los parámetros de transmisión.

$$T_b = \frac{(L_{FFT} + L_{CP}) * T_s}{N_{SCD} * N_{txBits/sym} * R} \quad (35)$$

Posteriormente se define el número de bits de transmisión por símbolo (muestras por trama) como:

$$N_{txBits/sym} = \log_2(M) \quad (36)$$

Donde M es el orden de modulación en fase y cuadratura. En la siguiente tabla, se enlista los tipos y órdenes de modulación a utilizar en los esquemas planteados:

Tipo de modulación	Orden de modulación
M-PSK	
BPSK	2
QPSK	4

Tabla 4. Órdenes de modulaciones en los esquemas planteados

En base a estas expresiones, definimos los parámetros fijos de transmisión y con ello las variables del transmisor. Se define como N_{coded} a los bits codificados, cuya expresión se describe en (37):

$$N_{coded} = \log_2(M) * N_{SCD} \quad (37)$$

Y se define $N_{samples/frame}$ como el número de muestras por trama o el número de bits previos a la codificación. Se describe esta expresión en (38)

$$N_{samples/frame} = N_{coded} * R \quad (38)$$

Otros parámetros relevantes en el lado del transmisor son:

- Ancho de banda de transmisión:

$$BW = f_b (N_{SCD} + P) \quad (39)$$

Donde P son el número de pilotos.

- Frecuencia de muestreo:

$$F_s = L_{FFT} * f_b \quad (40)$$

- Tasa de símbolos efectiva:

$$R_s = \frac{1}{T_{OFDM}} \quad (41)$$

- Intervalo de guarda

$$GI = L_{FFT} - N_{SCD} - P - 1(DC \ null) \quad (42)$$

En el Anexo C se sintetizan los parámetros para los diferentes esquemas.

RESULTADOS

Para evaluar la tasa de error, se compara los datos tanto en la transmisión y recepción mediante el bloque de *Cálculo de Tasa de Error*, en Simulink. Este bloque tiene la propiedad de computar la tasa de error de datos recibidos comparando con su versión retardada de datos transmitidos. Los retardos se especifican con el número de muestras (bits) de entrada. Además, se tiene la opción de detener la simulación con un número máximo de errores o de símbolos. Se introduce el modo de computación basado en tramas enteras.

Además, MATLAB ® dispone de una herramienta efectiva llamada *bertool* que permite analizar el rendimiento del BER de los sistemas de comunicaciones en función de la relación energía por bit (E_b/N_0). Esto se realiza mediante simulaciones Monte-Carlo del modelo en Simulink comparando con expresiones teóricas de forma cerrada para diferentes sistemas de comunicación (MathWorks, 2020)..

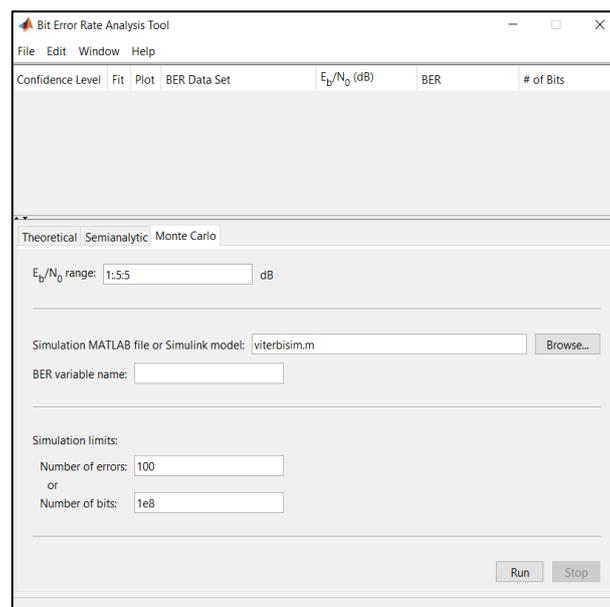


Figura 5. Herramienta bertool en MATLAB ®.

Al tratarse de dos esquemas distintos, con dos tasas de codificación y dos órdenes de modulación, se decide por evaluar los resultados para ambos esquemas y así comparar las diferentes ventajas.

4.1 Esquema con pilotos asistidos

Se procede a realizar las simulaciones con un número máximo de 500 *kbits* para cada valor de la relación de energía por bit E_b/N_o . Se establece una tasa de hasta 25 *dB* en intervalos de 5 *dB*. Luego, se recopila las curvas para realizar una gráfica comparativa. Esta comparación se realiza para escenarios UMi-NLOS y UMi-LOS con un esquema de modulación QPSK y 8-PSK y una tasa de codificación 9/15 y 11/15.

Además, la herramienta *bertool* brinda la gráfica teórica referencial para los esquemas de modulación planteados. La duración de cada simulación tarda según la capacidad de procesamiento del ordenador. En la Figura 6 se muestra los resultados del esquema:

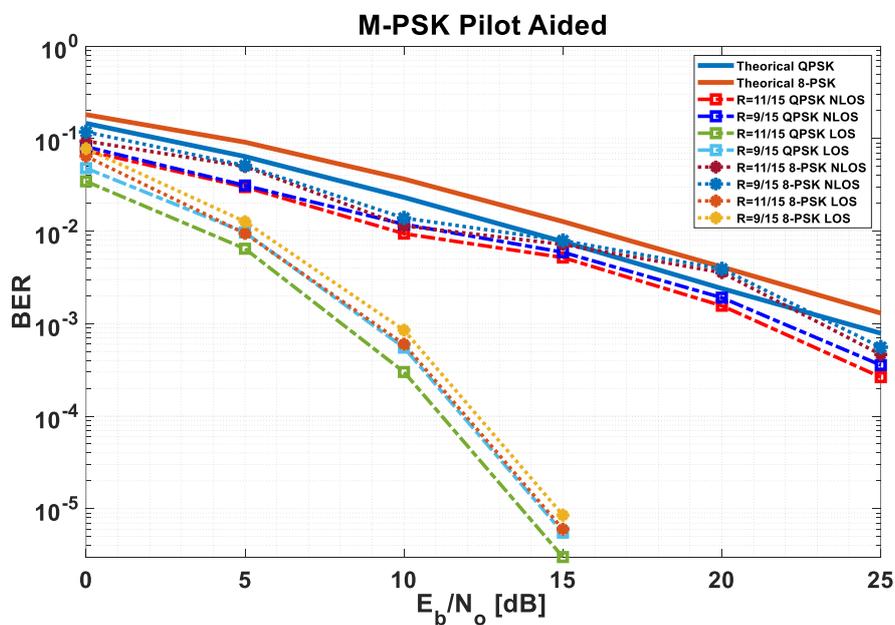


Figura 6. BER para el esquema de pilotos asistidos.

Además, la ventaja del simulador implementado es que permite visualizar tanto las densidades espectrales de potencia como los diagramas de constelación en el instante de relación energía por bit ejecutado. Al tratarse de varias posibilidades de simulación, se presentan los diagramas de constelación evaluados en los extremos de relación energía por bit y las PSD (*Densidad Espectral de Potencia*) para cada orden de modulación con una tasa fija de 11/15.

En la Figura 7 (a) se presenta el diagrama de constelación del receptor en el esquema de pilotos asistidos para escenarios UMi-NLOS con una modulación QPSK y a mínima energía por bit. Al existir prevalencia del ruido sobre la señal, los bits se dispersan de tal manera que la constelación no tiene una forma definida. Esto repercute en un incremento sustancial en el BER del sistema. Por otra parte, si se incrementa la relación energía por bit a 25 dB como se muestra en la Figura 7 (b), la señal toma prevalencia sobre el ruido, lo que genera una mejor distribución en la constelación, y un decremento sustancial en el BER.

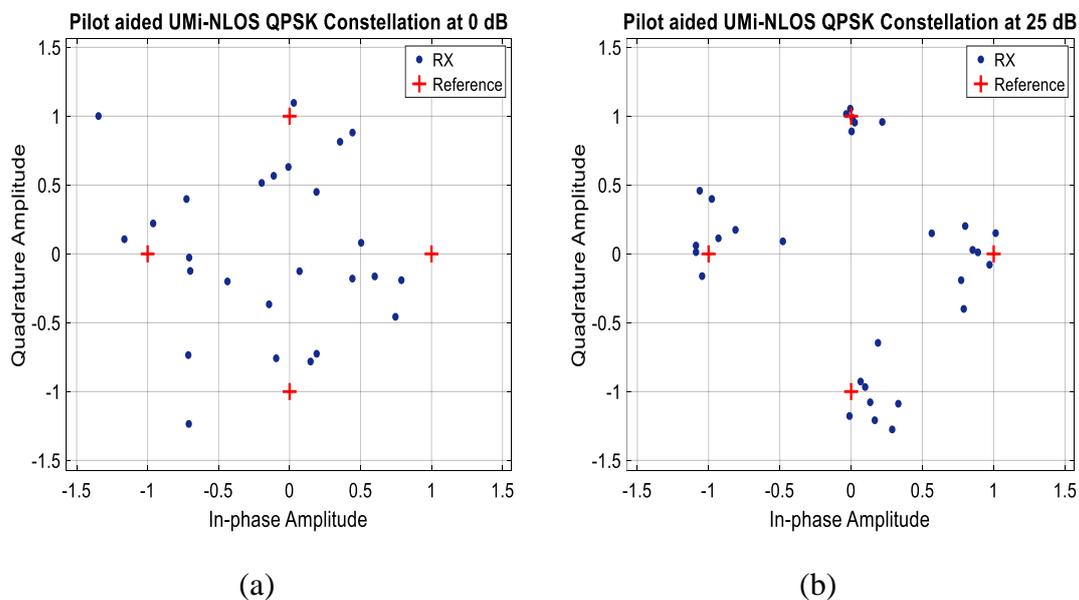


Figura 7. Diagrama de constelación del esquema de pilotos asistidos en UMi-NLOS con modulación QPSK para una relación de energía por bit: (a) 0 dB; (b) 25 dB.

Al cambiar el orden de modulación a 8-PSK, la dispersión en los cuadrantes guarda proporcionalidad a la de QPSK para los extremos de la relación energía por bit. En la Figura 8 (a) - (b) se puede diferenciar la dispersión tal como en el orden QPSK. En 8-PSK, la dispersión es mayor lo que genera un incremento en el BER en todos los puntos de relación energía por bit. Se puede mitigar la dispersión con diferentes técnicas de ecualización y de compensación de fase y cuadratura, como lo planteado en (Yang, et al., 2009).

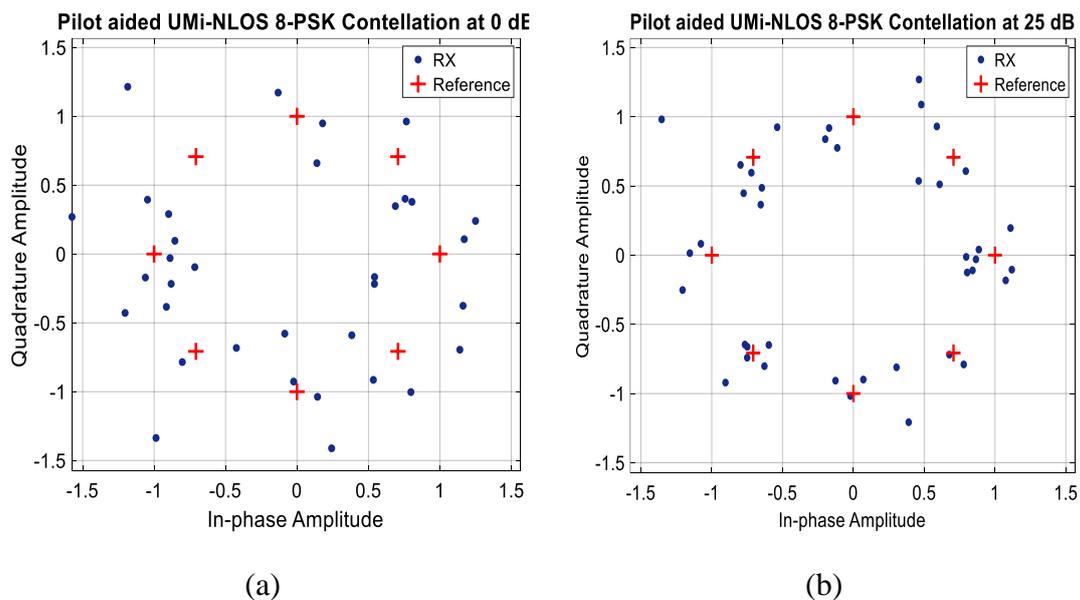


Figura 8. Diagrama de constelación del esquema de pilotos asistidos en UMi-NLOS con modulación 8-PSK para una relación de energía por bit: (a) 0 dB; (b) 25 dB.

Al cambiar el escenario a UMi-LOS se puede evidenciar en las Figuras 9 (a) - (b) que tienen una menor dispersión, por lo que la tasa de error de bit decremента sustancialmente. Esto se debe a que, en un escenario con línea de visión, los efectos de desvanecimiento tienen un menor impacto por el trayecto directo.

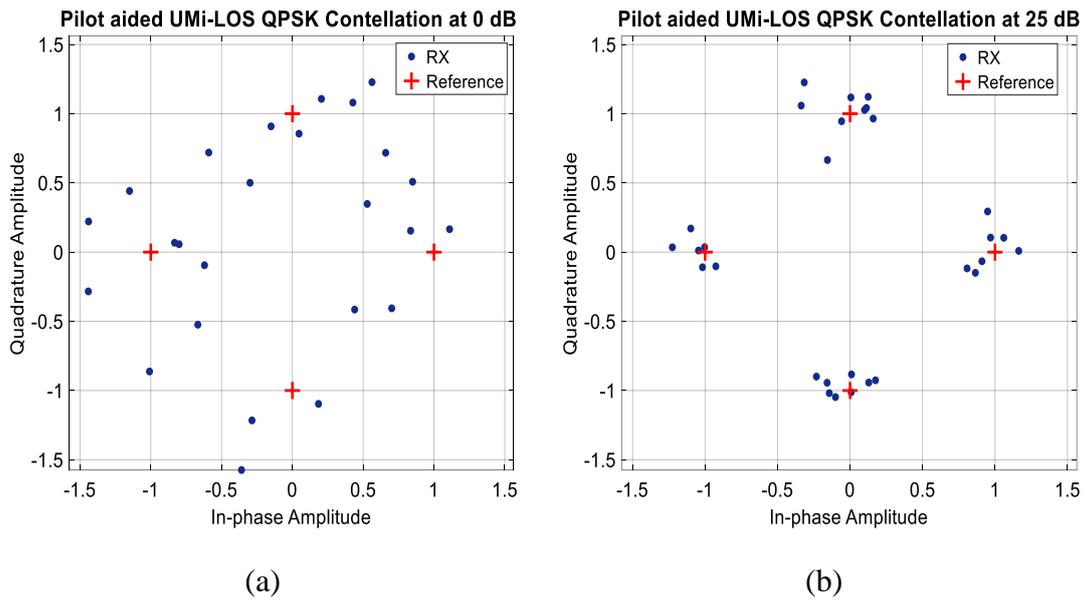


Figura 9. Diagrama de constelación del esquema de pilotos asistidos en UMi-LOS con modulación QPSK para una relación de energía por bit: (a) 0 dB; (b) 25 dB.

De igual forma que el escenario anterior, se simula para el orden de modulación 8-PSK, en las Figuras 10 (a) - (b).

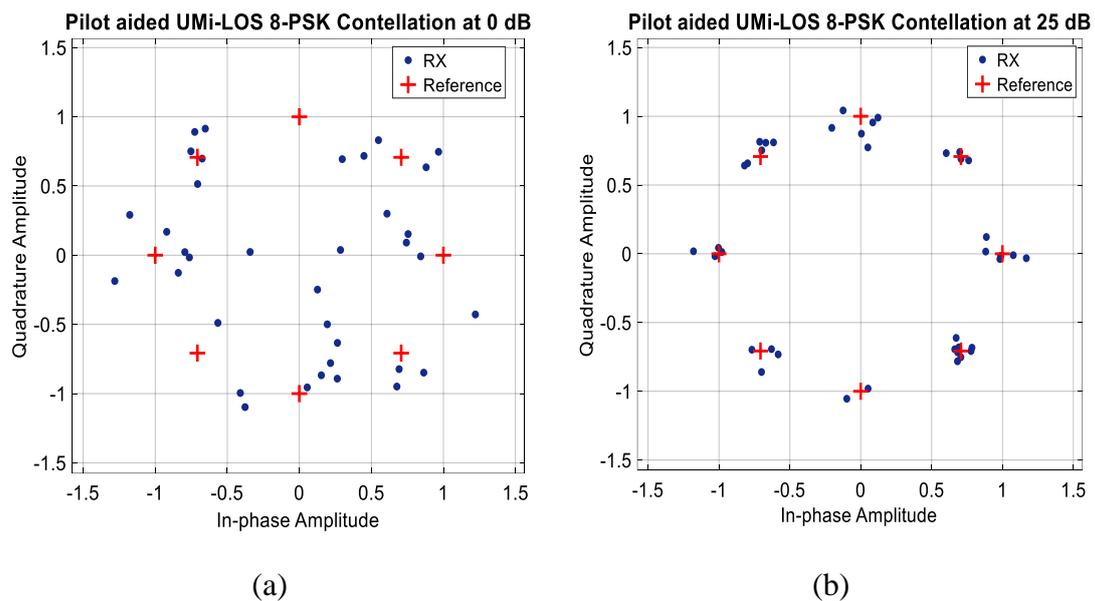


Figura 10. Diagrama de constelación del esquema de pilotos asistidos en UMi-LOS con modulación 8-PSK para una relación de energía por bit: (a) 0 dB; (b) 25 dB.

Por otra parte, se muestra en las Figuras 11 (a) - (b) la PSD del transmisor y receptor en una modulación QPSK para relacionar la atenuación producida por los fenómenos

de desvanecimiento y ruido AWGN en diferentes relaciones de energía por bit. El ancho de banda guarda relación con el número de subportadoras totales implementadas, tal como se calcula en el Anexo C.

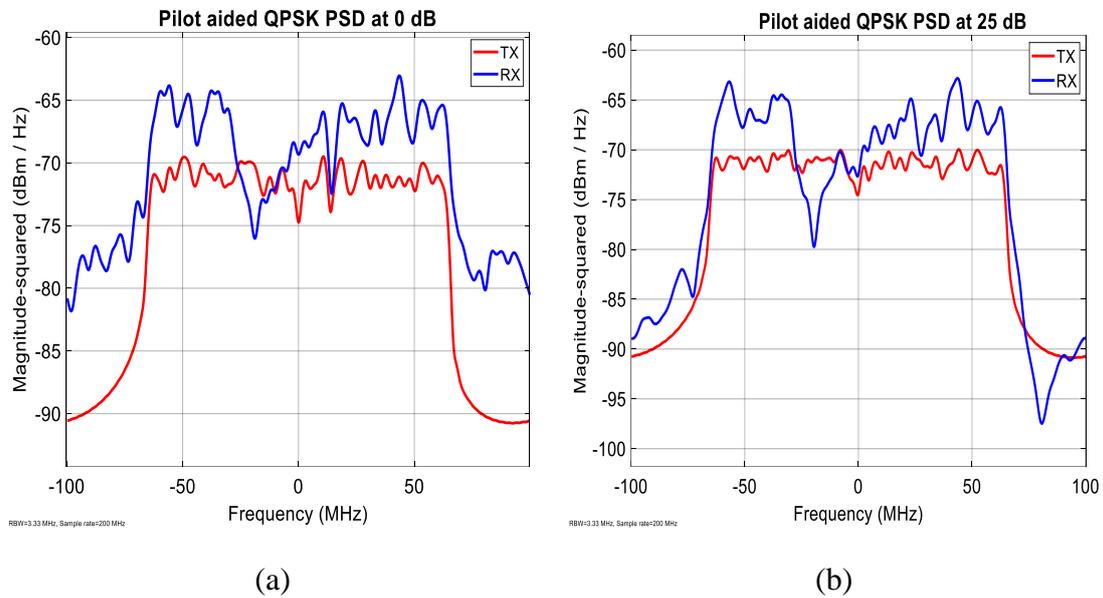


Figura 11. Densidad espectral de potencia del esquema de pilotos asistidos con modulación QPSK para una relación de energía por bit: (a) 0 dB; (b) 25 dB.

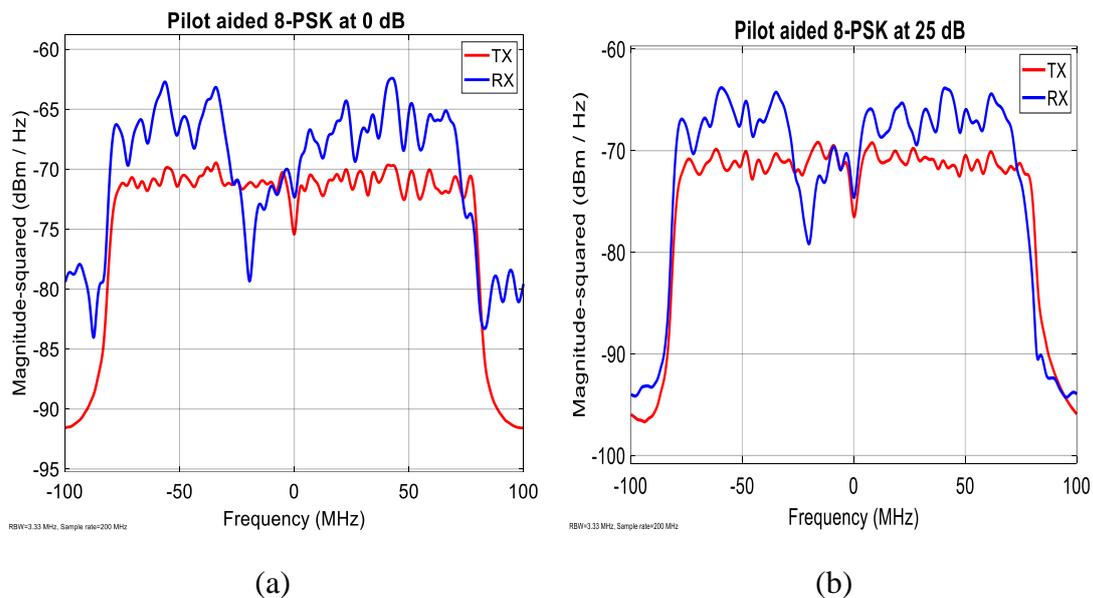


Figura 12. Densidad espectral de potencia del esquema de pilotos asistidos con modulación 8-PSK para una relación de energía por bit: (a) 0 dB; (b) 25 dB.

En la Figuras 12 (a) - (b) se muestran las PSD correspondientes al orden de modulación 8-PSK. La variación en el ancho de banda se produce por la variación en el número de subportadoras de datos (en función del orden de modulación), al igual que las subportadoras de guarda utilizadas. Estos cálculos se pueden verificar en el Anexo C.

4.2 Esquema con preámbulo de pilotos

Se procede a realizar las simulaciones para el esquema de preámbulo de pilotos. Se establece el mismo intervalo de relación energía a bit del esquema anterior y el mismo procedimiento de síntesis. En la Figura 13 se visualiza la tasa de error de bit en diferentes esquemas y escenarios. Al tener una mayor cantidad de pilotos de transmisión, la estimación de canal mejora la recepción por lo que la tasa de error es considerablemente menor en relación con el esquema con menos cantidad de pilotos.

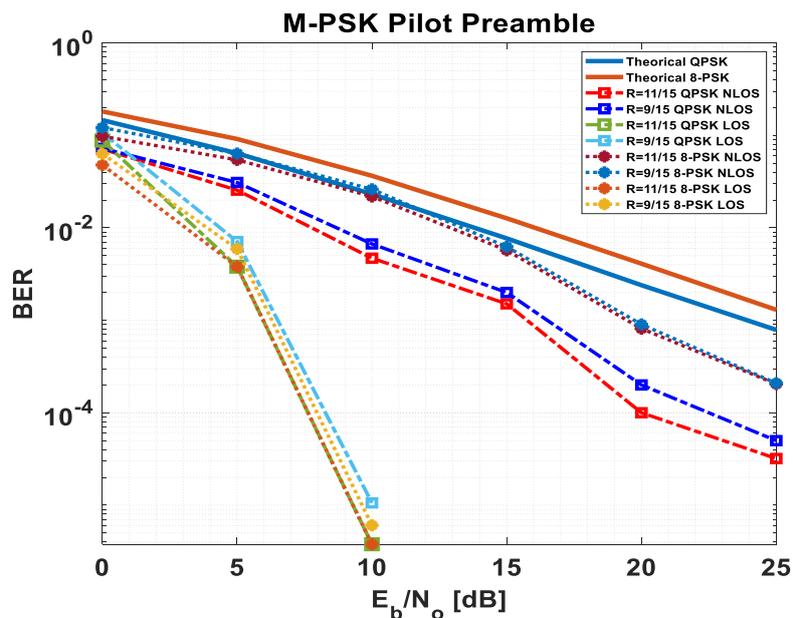


Figura 13. BER para el esquema de preámbulo de pilotos.

Los diagramas de constelación guardan una relación de proporcionalidad de dispersión con el esquema anterior, como en el esquema de pilotos asistidos. A simple

vista no se puede verificar la mejor distribución, pero en la etapa de demodulación y decodificación la diferencia es sustancial en cuanto a tasa de error de bit se refiere.

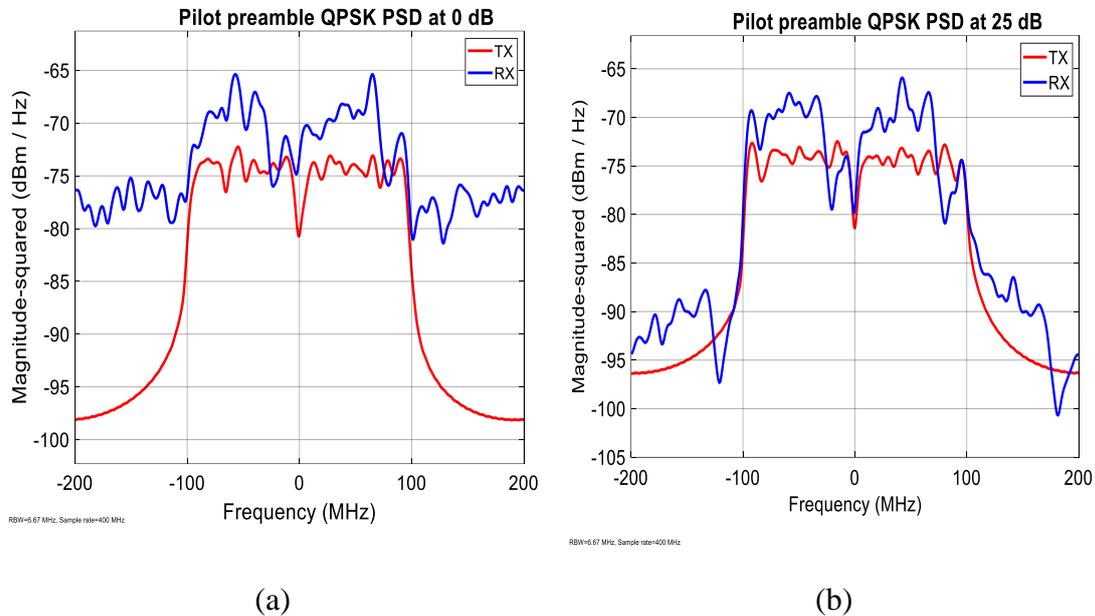


Figura 14. Densidad espectral de potencia del esquema de preámbulo de pilotos con modulación QPSK para una relación de energía por bit: (a) 0 dB; (b) 25 dB.

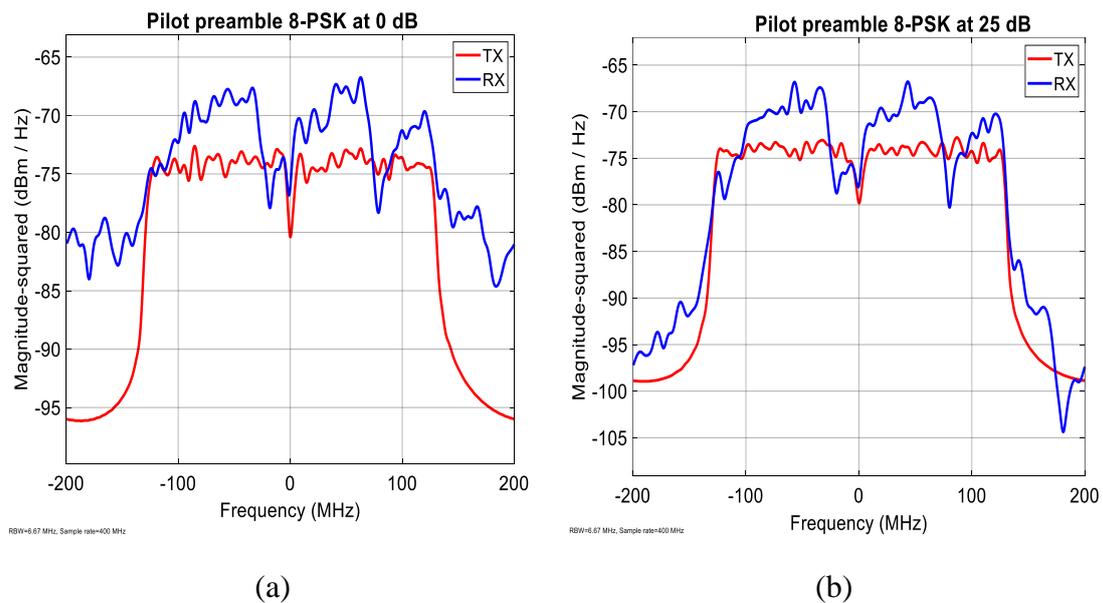


Figura 15. Densidad espectral de potencia del esquema de preámbulo de pilotos con modulación 8-PSK para una relación de energía por bit: (a) 0 dB; (b) 25 dB.

En cuanto a la PSD de las Figuras 14 (a) - (b) y 15 (a) - (b), se puede evidenciar un incremento significativo con respecto al ancho de banda en comparación con el esquema anterior, debido al incremento de los pilotos en el espectro.

CONCLUSIONES

Se ha estudiado un sistema digital de transmisión y recepción para canales de onda milimétrica en 5G. Se ha evaluado el rendimiento del sistema con un simulador de parámetros variables en Simulink con curvas BER, diagramas de constelación y densidades espectrales de potencia para dos esquemas de inserción de pilotos con diferentes órdenes de modulación, escenarios de canal y tasas de codificación. Se ha encontrado que para canales con escenario UMi-NLOS, la curva de BER tiene un menor desempeño en función de la relación energía por bit con respecto al escenario UMi-LOS. Esto se debe a que existe un menor desvanecimiento en el escenario UMi-LOS al tratarse de un canal con línea de vista directa.

El prefijo cíclico y el intervalo de guarda juegan un papel importante en los sistemas OFDM implementados, evitando el ISI e ICI y considerando la condición de propagación de retardo de los canales, por lo que se estudia las propiedades estadísticas del canal antes de implementar los sistemas.

El uso de la codificación garantiza una mayor robustez en el sistema de transmisión en la corrección de errores en el receptor. El precio de transmitir esta redundancia se ve reflejado en la tasa de datos efectiva. En ambos esquemas, una codificación 11/15 brinda los mejores resultados de BER. Por otro lado, al aumentar el orden de modulación se requiere de una mayor relación energía por bit para conseguir la misma proporcionalidad, sin embargo, brinda un incremento en la tasa de velocidad de datos y en el ancho de banda de transmisión.

Se puede encontrar que la inserción por preámbulo de pilotos da una mejor estimación del canal, por lo que la tasa de BER es menor comparado con la inserción con pilotos de asistencia. Incrementa el ancho de banda al utilizar la misma cantidad de pilotos

que de subportadoras de datos, mas no el ancho de banda efectivo definido únicamente por las subportadoras de datos.

Sobre la base de este trabajo de investigación, algunas áreas para futuras investigaciones son las siguientes:

- Utilizar el tipo de modulación QAM para evitar la degradación en la tasa de transmisión.
- Implementar un sistema de transmisión y recepción basados en el estándar 3GPP 5G NR para modulación en capa física, mediante la herramienta de estudio 5G proporcionada por MATLAB ® versión R2020a.
- Utilizar diferentes órdenes de FFT para evaluar la cantidad de subportadoras de un sistema 5G NR.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Flores, S. (2019). *Introducción a los códigos Reed Solomon*. Departamento de Comunicaciones Escola Politécnica Superior de Gandia, Valencia, España. Obtenido de Departamento de Comunicaciones Escola Politécnica Superior de Gandia: <https://riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/120864/Flores%20-%20Introducci%F3n%20a%20los%20c%F3digos%20Reed%20Solomon.pdf?sequence=3>
- Gaitán, F. (2014). Simulation of an OFDM System for a Wireless Battery Management System. (*Master's Thesis*). Institute of Industrial Information Technology, Karlsruhe. Retrieved from <https://upcommons.upc.edu/handle/2099.1/24111>
- Hinostroza, V., & López, G. (2010). *Estimación y Caracterización del Canal de Comunicación WIMAX*. Universidad Autónoma de Ciudad Juárez, Juárez, México. Obtenido de <https://dialnet.unirioja.es/servlet/articulo?codigo=3739223>
- Játiva, R., Salazar, A., & Toscano, W. (2019). *Reference models for 5G wireless communications channels*. IEEE Ecuador Technical Chapters Meeting 2019, Guayaquil, Ecuador. Obtenido de <https://ieeexplore.ieee.org/document/9014870>
- Kansal, L., Kansal, A., & Singh, K. (2011). *Analysis of Different High Level Modulation Techniques for OFDM System*. International Journey of VLSI and Signal Processing Applications, Patiala, India. Retrieved from https://www.researchgate.net/publication/299597482_Analysis_of_Different_High_Level_Modulation_Techniques_for_OFDM_System
- MathWorks. (2020). *Bertool: User's Guide (R2020a)*. Retrieved april 2020, from <https://la.mathworks.com/help/comm/ref/bertool.html>
- MathWorks. (2020). *Error Detection and Correction: User's Guide (R2020a)*. Retrieved april 2020, from <https://la.mathworks.com/help/comm/ug/error-detection-and-correction.html#bru6kgo>
- MathWorks. (2020). *Linear Equalizer: User's Guide (R2020a)*. Retrieved april 2020, from <https://la.mathworks.com/help/comm/ref/linearequalizer.html>
- MathWorks. (2020). *LLR vs Hard Decision Demodulation: User's Guide (R2020a)*. Retrieved april 2020, from <https://la.mathworks.com/help/comm/examples/llr-vs-hard-decision-demodulation.html>
- Melo, B. (2013). Generación de señales OFDM mediante modulación vectorial fotónica. (*Tesis de Maestría*). Centro de Tecnología Nanofotónica de Valencia, Valencia, España. Obtenido de https://riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/35000/Melo%20Mi%C3%B1ana_Borja.pdf?sequence=1
- Vergara, M. (2008). Simulación de un Esquema de Modulación/Demodulación OFDM Utilizando un Modelo de Canal Multitrayectoria. (*Tesis de Grado*). Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación, Guayaquil, Ecuador. Obtenido de

<http://www.dspace.espol.edu.ec/xmlui/bitstream/handle/123456789/45224/D-83723.pdf?sequence=-1&isAllowed=y>

- Vo, C. (2012). Fading Channel Characterization and Modeling. (*Master's Thesis*). California State Univeristy, Northridge, United States. Retrieved from <ftp://doc.nit.ac.ir/cee/communication/zahabi.mohammadreza/Courses/Wireless/FADING%20CHANNEL%20CHARACTERIZATION%20AND%20MODELING.pdf>
- Xu, X. (2012). IEEE 802.11n MIMO Modeling and Channel Estimation Implementation. *Linköping Institute of Technology*, (págs. 17-18). Linköping,. Obtenido de <http://www.diva-portal.org/smash/record.jsf?pid=diva2%3A556193&dswid=-2722>
- Yang, W., Cho, Y., Jeon, W., Lee, J., Paik, J., Kim, J., . . . Woo, K. (2009). *MATLAB for Digital Communication*. Korea: A-Jin Publishing. Retrieved from https://www.academia.edu/38020124/MATLAB_Simulink_for_Digital_Communication
- Yuan, X. (2007). Comb-Type Pilot-Aided OFDM Channel Estimation for Underground WLAN Communications. (*Gradé de Maitre és Sciences*). Faculté des Sciences et de Génie Université Laval Québec, Québec, Canadá. Retrieved from <https://corpus.ulaval.ca/jspui/bitstream/20.500.11794/18789/1/24251.pdf>

ANEXOS

5 Anexo A: Script de simulación de variables en MATLAB ®

Contents

- VARIABLE SIMULATOR
- Data Source
- Variables of the system
- Reed-Solomon
- Bernoulli Generator & IQ Mapper
- Training sequence
- OFDM System
- For modified scheme (pilots parallel with data)
- Rayleigh Fading Channel
- AWGN Channel
- S/P
- Channel Estimator
- BER

VARIABLE SIMULATOR

By Anthony Salazar. The following script introduces the simulator variables in Simulink. It is responsible for calculating all parameters for the pilot-aided scheme and the pilot preamble scheme.

```
clear all
close all
clc
```

Data Source

Variables of the system

```
N=15; % Codeword Length
k=11; %Message Length
n=2; %Scaling date factor
Lfft=64; % IFFT Length
Lcp=10; % Cyclic Prefix Length
Ts=5e-9; %Symbol duration
m=8; %Modulation order
pilot_frame=10; %Number of pilots in Pilot-aided scheme
v=0.84; % ITU-R pedestrian channel speed reference [m/s]
c=3e8; % Light speed
fc=28e9; % Carrier frequency of the channel
input_signal=0.002197; %Power of imput signal
max_symbols=2e4; % Max number of bits for BER calculation
EbNo1=25; % Configurable Energy to bit ratio
upper_GI2=12; %Pilot preamble scheme(8PSK [12;11] QPSK [17;16])
lower_GI2=11; %Pilot preamble scheme(8PSK [12;11] QPSK [17;16])
phase_offset=pi/4; % Phase offset of the IQ Mapper
signal_const=pskmod(0:m-1,m,phase_offset); %For PSK =pskmod([0:3],4,'phase_offset')
```

Reed-Solomon

```
R=k/N; % Code Rate
```

Bernoulli Generator & IQ Mapper

```

samples_frame=n*(k*log2(N+1)); %Number of bits per frame
M=log2(m); % Bits per symbol
coded_bits=round(samples_frame*(1/R)); %Number of coded bits in the encoder
Nscd=round(coded_bits/M); %Number of data subcarriers
sample_time=((Lfft+Lcp)*Ts)/(M*Nscd*R); % Bit time
x=(sample_time)*(samples_frame)*M;
pilot_frame2=Nscd;% Number of pilots in preamble pilots scheme

```

Training sequence

```

symbol_time=x/M; %Symbol Time
pilot_time=(symbol_time/pilot_frame); % Pilot sample time
% Second Scheme
pilot_time2=(symbol_time/pilot_frame2); % Pilot sample time

```

OFDM System

```

guard_intervals=Lfft-Nscd-pilot_frame-1; %Number of guard bands;
guard_intervals2=Lfft-Nscd-pilot_frame2-1; %Number of guard bands;
upper_GI=round(guard_intervals/2);%Upper guard bands
lower_GI=(guard_intervals-1)/2;% Lower guard bands
GI=[upper_GI;lower_GI];% Guard bands indices
GI2=[upper_GI2;lower_GI2];% Guard bands indices
pilot_indices=round(linspace((upper_GI+1),(Lfft-lower_GI-1),pilot_frame)); %Pilot indices

```

For modified scheme (pilots parallel with data)

Multiplex selector

```

upper_data=1:Nscd/2;
lower_data=(Nscd/2)+1:Nscd(end);
zero_period=symbol_time;
modified_guard=[upper_GI2:64,1:lower_GI2];
modified_cp=[Lfft-Lcp+1:Lfft,1:Lfft];

```

Rayleigh Fading Channel

NLOS MODEL

```

%{
path_delay1=[0 10 20 30 40 50 60 70 80 90 100 110 120 130 140 150 160 170]*10^(-9); % Received power
path_gains1=[0 -4.71 -10.17 -11.80 -14.46 -16.14 -17.60 -18.55 -20.31 -17.93 -16.81 -18.38
-20.03 -21.03 -21.92 -23.79 -24.66 -27.76]; %Delay
%}
% LOS MODEL
%
path_delay1=[0 10 20 30 40 50 60 70 80 90 100 110 120 130 140 150 160 170]*10^(-9); % Received power
path_gains1=[0 -6.47 -9.41 -12.38 -15.03 -17.52 -19.17 -22.05 -24.14 -25.05 -25.91 -28.02
-29.75 -30.98 -32.25 -34.87 -35.05 -37.20];

```

```

%}
path_delay=[path_delay1(1:18)];
path_gains=[path_gains1(1:18)];
%}
% For a pedestrian channel
number_taps=length(path_gains); % Number of taps for DL Equalizer
doppler_shift=fc*(v/c); % Maximum Doppler Shift
signal_delay=samples_frame;% Signal Delay for AWGN block

```

AWGN Channel

```

bits_symbol=samples_frame; % Bits per symbol
symbol_period=symbol_time; % Symbol period

```

S/P

```

buffer_size=Lfft+Lcp; % Buffer pilot-aided scheme
modified_buffer=2*buffer_size; % Buffer preamble of pilots scheme.
upper_rows=(buffer_size+1):modified_buffer;
lower_rows=1:buffer_size;

```

Channel Estimator

```

step_size=symbol_time; % Step size for LS Estimator
step_sample_time=symbol_time; % Step sample for LS Estimator
remove_cero=[(1:Nscd/2), (Nscd/2)+2:Nscd+1]; %Removing zero for preamble of pilots scheme
interpol_factor=round(Nscd/pilot_frame); % Interpolation factor for FIR interpolation

```

BER

```

receive_delay=samples_frame; % Delay in BER block
errors=inf; % No counts on the error

```

6 Anexo B: Síntesis de los modelos de canal de onda milimétrica.

Trayecto	Retardo [ns]	Potencia UMi NLOS (dB)	Potencia UMi LOS (dB)	UMI LOS τ_{RMS} [ns]	UMI NLOS τ_{RMS} [ns]
1	0	0	0	0	0
2	10	-4.72	-6.47	0	0
3	20	-10.17	-9.41	3.59	3.79
4	30	-11.80	-12.38	6.22	6.08
5	40	-14.46	-15.03	8.41	8.36
6	50	-16.14	-17.52	10.62	10.35
7	60	-17.60	-19.17	13.89	12.26
8	70	-18.55	-22.05	15.03	14.06
9	80	-20.31	-24.14	16.02	15.75
10	90	-17.93	-25.05	17.09	17.15
11	100	-16.81	-25.91	18.13	20.03
12	110	-18.38	-28.02	18.96	23.80
13	120	-20.03	-29.75	19.56	26.44
14	130	-21.03	-30.98	20.16	28.57
15	140	-21.92	-32.25	20.60	30.60
16	150	-23.79	-34.87	20.90	32.37
17	160	-24.66	-35.05	21.21	33.77
18	170	-24.76	-37.20	21.43	35.13
50	$\tau_{RMS,max}$ [ns]			21.91	49.15

Tabla 5. Síntesis de los modelos de canal de onda milimétrica estudiados.

7 Anexo C: Parámetros de simulación en ambos esquemas y escenarios

Esquema	Pilotos Asistidos			
Escenario	UMi-NLOS			
Tipo de modulación	M-PSK			
Orden de modulación	QPSK		8-PSK	
Tasa de codificación R	9/15	11/15	9/15	11/15
Tiempo de bit T_b [ns]	9.72	7.95	4.86	3.98
Tasa de bits R_b [Mbps]	102.86	125.71	205.71	251.43
Tasa de símbolos efectiva R_s [MSPS]	2.68	2.68	2.68	2.68
Bits por símbolo OFDM $N_{bit/OFDMsym}$	36.00	44.00	72.00	88.00
Subportadoras de datos N_{SCD}	30.00	30.00	40.00	40.00
Bits codificados N_{coded}	60.00	60.00	120.00	120.00
Muestras por trama $N_{samples/frame}$	36.00	44.00	72.00	88.00
Tamaño FFT L_{FFT}	64.00	64.00	64.00	64.00
Período de FFT T_{FFT} [μs]	0.32	0.32	0.32	0.32
Longitud del prefijo cíclico L_{CP}	6.00	6.00	6.00	6.00
Tiempo del prefijo cíclico T_{CP} [ns]	53.33	53.33	53.33	53.33
Tiempo OFDM T_{OFDM} [μs]	0.37	0.37	0.37	0.37

Espaciamiento en frecuencia f_b [MHz]	3.13	3.13	3.13	3.13
Ancho de banda de transmisión BW [MHz]	125.00	125.00	156.25	156.25
Índices subportadoras de pilotos	[13,17,22,26,30,35,39,43,48,52]		[8,13,19,24,30,35,41,46,52,57]	
Intervalos de guarda GI	[12,11]		[7,6]	

Tabla 6. Parámetros de simulación por pilotos asistidos en escenario UMI-NLOS.

Esquema	Pilotos Asistidos			
Escenario	UMi-LOS			
Tipo de modulación	M-PSK			
Orden de modulación	QPSK		8-PSK	
Tasa de codificación R	9/15	11/15	9/15	11/15
Tiempo de bit T_b [ns]	10.28	8.41	5.14	4.20
Tasa de bits R_b [Mbps]	97.30	118.92	194.59	237.84
Tasa de símbolos efectiva R_s [Msps]	2.84	2.84	2.84	2.84
Bits por símbolo OFDM $N_{bit/OFDMsym}$	36.00	44.00	72.00	88.00
Subportadoras de datos N_{SCD}	30.00	30.00	40.00	40.00
Bits codificados N_{coded}	60.00	60.00	120.00	120.00
Muestras por trama $N_{samples/frame}$	36.00	44.00	72.00	88.00

Tamaño FFT L_{FFT}	64.00	64.00	64.00	64.00
Período de FFT $T_{FFT} [\mu S]$	0.32	0.32	0.32	0.32
Longitud del prefijo cíclico L_{CP}	10.00	10.00	10.00	10.00
Tiempo del prefijo cíclico $T_{CP} [ns]$	32.00	32.00	32.00	32.00
Tiempo OFDM $T_{OFDM} [\mu S]$	0.35	0.35	0.35	0.35
Espaciamiento en frecuencia $f_b [MHz]$	3.13	3.13	3.13	3.13
Ancho de banda de transmisión $BW [MHz]$	125.00	125.00	156.25	156.25
Índices subportadoras de pilotos	[13,17,22,26,30,35,39,43,48,52]		[8;13;19;24;30;35;41;46;52;57]	
Intervalos de guarda GI	[12,11]		[7,6]	

Tabla 7. Parámetros de simulación por pilotos asistidos en escenario UMI-LOS.

Esquema	Preámbulo de pilotos			
Escenario	UMi-NLOS			
Tipo de modulación	M-PSK			
Orden de modulación	QPSK		8-PSK	
Tasa de codificación R	9/15	11/15	9/15	11/15
Tiempo de bit $T_b [ns]$	9.72	7.95	3.98	3.98
Tasa de bits $R_b [Mbps]$	102.86	125.71	251.43	251.43
Tasa de	2.68	2.68	2.68	2.68

símbolos efectiva R_s [Msps]				
Bits por símbolo OFDM $N_{bit/OFDMsym}$	36.00	44.00	88.00	88.00
Subportadoras de datos N_{SCD}	20.00	20.00	40.00	40.00
Bits codificados N_{coded}	60.00	60.00	120.00	120.00
Muestras por trama $N_{samples/frame}$	36.00	44.00	88.00	88.00
Tamaño FFT L_{FFT}	64.00	64.00	64.00	64.00
Período de FFT T_{FFT} [μs]	0.32	0.32	0.32	0.32
Longitud del prefijo cíclico L_{CP}	6.00	6.00	6.00	6.00
Tiempo del prefijo cíclico T_{CP} [ns]	53.33	53.33	53.33	53.33
Tiempo OFDM T_{OFDM} [μs]	0.37	0.37	0.37	0.37
Espaciamiento en frecuencia f_b [MHz]	3.13	3.13	3.13	3.13
Ancho de banda de transmisión BW [MHz]	156.25	156.25	250.00	250.00
Intervalos de guarda GI	[17,16]		[12,11]	

Tabla 8. Parámetros de simulación por preámbulo de pilotos en escenario UMI-NLOS.

Esquema	Preámbulo de pilotos			
Escenario	UMi-LOS			
Tipo de modulación	M-PSK			
Orden de modulación	QPSK		8-PSK	
Tasa de codificación R	9/15	11/15	9/15	11/15
Tiempo de bit T_b [ns]	10.28	8.41	5.14	4.20
Tasa de bits R_b [Mbps]	97.30	118.92	194.59	237.84
Tasa de símbolos efectiva R_s [MSPS]	2.84	2.84	2.84	2.84
Bits por símbolo OFDM $N_{bit/OFDMsym}$	36.00	44.00	72.00	88.00
Subportadoras de datos N_{SCD}	30.00	30.00	40.00	40.00
Bits codificados N_{coded}	60.00	60.00	120.00	120.00
Muestras por trama $N_{samples/frame}$	36.00	44.00	72.00	88.00
Tamaño FFT L_{FFT}	64.00	64.00	64.00	64.00
Período de FFT T_{FFT} [μ S]	0.32	0.32	0.32	0.32
Longitud del prefijo cíclico L_{CP}	10.00	10.00	10.00	10.00
Tiempo del prefijo cíclico T_{CP} [ns]	32.00	32.00	32.00	32.00
Tiempo OFDM T_{OFDM} [μ S]	0.35	0.35	0.35	0.35
Espaciamiento	3.13	3.13	3.13	3.13

en frecuencia f_b [MHz]				
Ancho de banda de transmisión BW [MHz]	187.50	187.50	250.00	250.00
Intervalos de guarda GI	[17,16]		[12,11]	

Tabla 9. Parámetros de simulación por preámbulo de pilotos en escenario UMI-NLOS.

8 Anexo D: Esquemas de modulación en Simulink

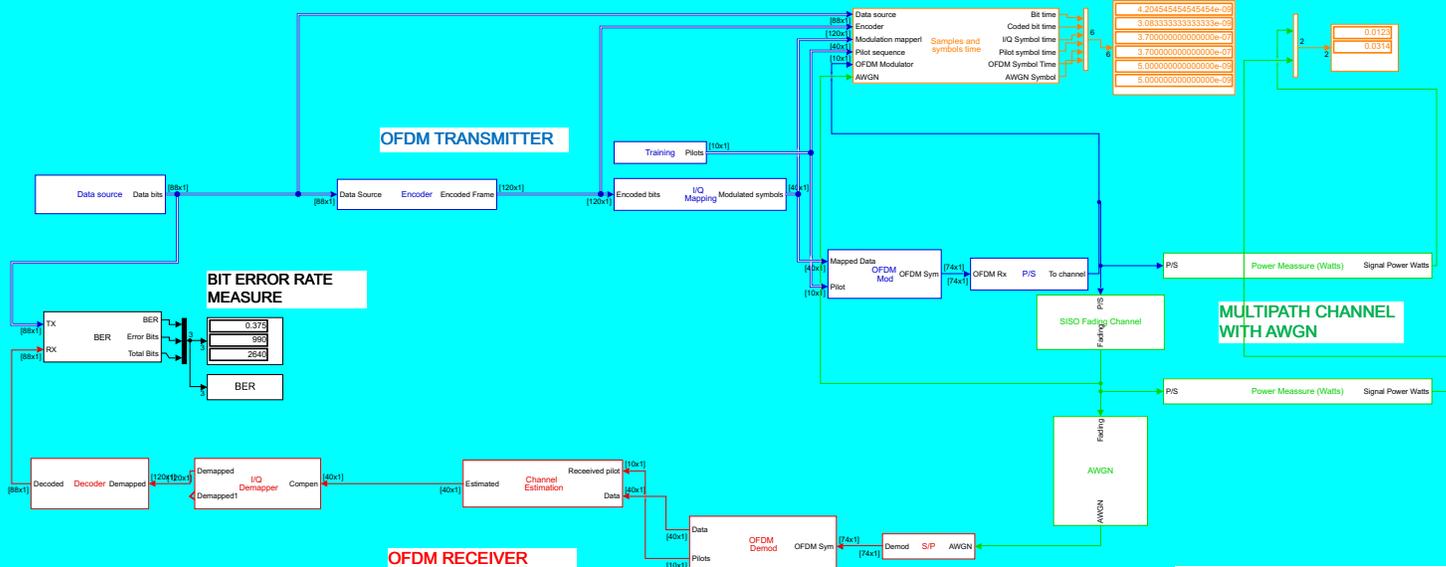
M-PSK PILOT AIDED 64FFT OFDM SYSTEM

SYSTEM SAMPLE TIMES

Data source	Bit time	4.204664646464646e-09
Encoder	Coded bit time	3.083333333333333e-09
Modulation mapper	I/Q Symbol time	3.700000000000000e-07
Pilot sequence	Pilot symbol time	3.700000000000000e-07
OFDM Modulator	OFDM Symbol Time	5.000000000000000e-09
AWGN	AWGN Symbol	5.000000000000000e-09

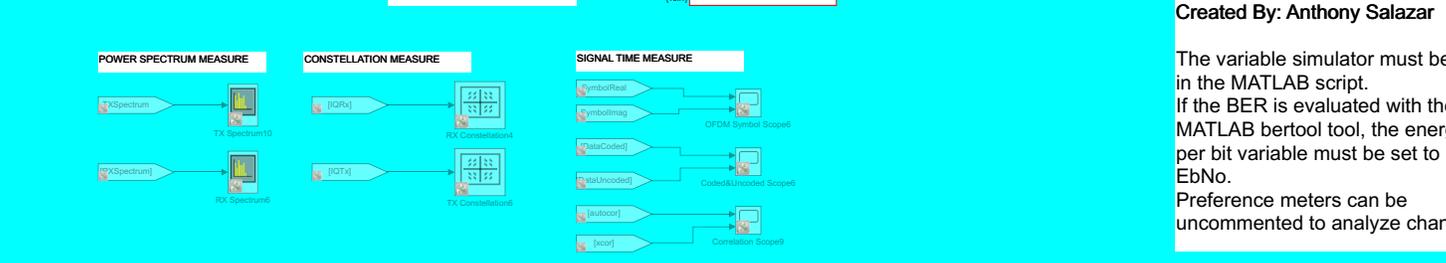
Power Measure (Watts)	Signal Power Watts
0.0123	0.0314

OFDM TRANSMITTER



MULTIPATH CHANNEL WITH AWGN

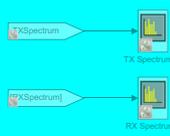
OFDM RECEIVER



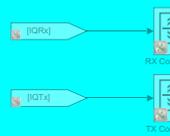
Created By: Anthony Salazar

The variable simulator must be run in the MATLAB script. If the BER is evaluated with the MATLAB bertool tool, the energy per bit variable must be set to EbNo. Preference meters can be uncommented to analyze changes.

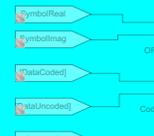
POWER SPECTRUM MEASURE



CONSTELLATION MEASURE



SIGNAL TIME MEASURE



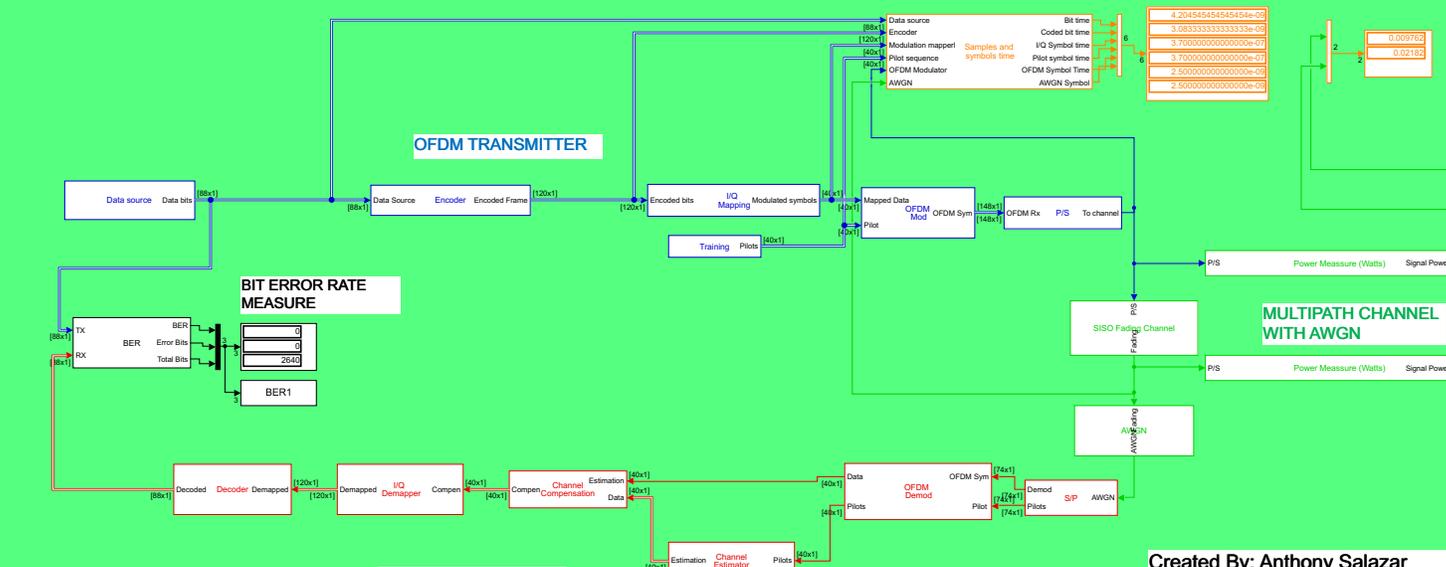
M-PSK PILOT PREAMBLE 64FFT OFDM SYSTEM

SYSTEM SAMPLE TIMES

Data source	Bit time	4.204664646464646e-09
Encoder	Coded bit time	3.083333333333333e-09
Modulation mapper	I/Q Symbol time	3.700000000000000e-07
Pilot sequence	Pilot symbol time	3.700000000000000e-07
OFDM Modulator	OFDM Symbol Time	2.500000000000000e-09
AWGN	AWGN Symbol	2.500000000000000e-09

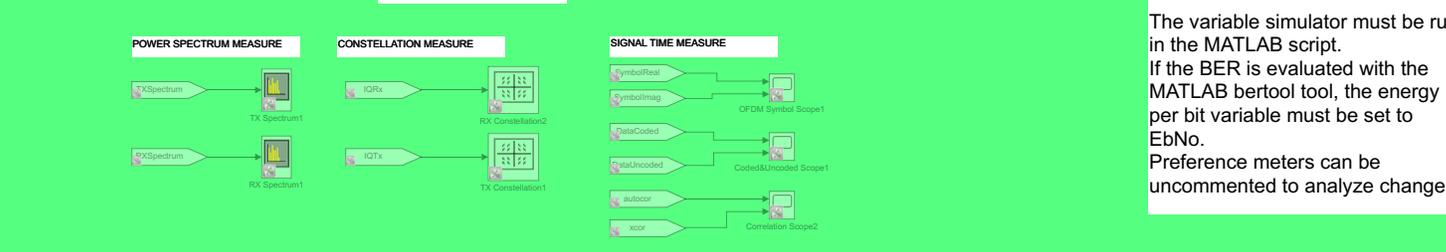
Power Measure (Watts)	Signal Power Watts
0.009762	0.02161

OFDM TRANSMITTER



MULTIPATH CHANNEL WITH AWGN

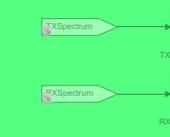
OFDM RECEIVER



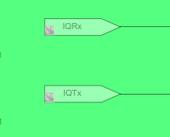
Created By: Anthony Salazar

The variable simulator must be run in the MATLAB script. If the BER is evaluated with the MATLAB bertool tool, the energy per bit variable must be set to EbNo. Preference meters can be uncommented to analyze changes.

POWER SPECTRUM MEASURE



CONSTELLATION MEASURE



SIGNAL TIME MEASURE

