

Universidad de Alcalá

Escuela Politécnica Superior

Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicaciones



Trabajo Fin de Grado

Evaluación de sistemas Massive MIMO en distintos tipos de canales

Autor: María José Vicente Hernández

Tutor/es: Francisco Javier Escribano Aparicio

2021

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ
Escuela Politécnica Superior

Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicaciones

Trabajo Fin de Grado

Evaluación de sistemas Massive MIMO en distintos tipos de canales

Autor: María José Vicente Hernández

Tutor/es: Francisco Javier Escribano Aparicio

TRIBUNAL:

Presidente: Jiménez Fernández, Silvia

Vocal 1º: Blanco Velasco, Manuel

Vocal 2º: Escribano Aparicio, Fco. Javier

FECHA: 8 de septiembre de 2021

ÍNDICE

Resumen	6
Palabras Clave	6
Abstract	7
Keywords	7
Resumen Extendido	8
Glosario de acrónimos y abreviaturas	9
1. Introducción	10
2. Massive MIMO	12
2.1. Historia de MIMO.....	12
2.2. Tecnología massive MIMO.....	13
2.3. Beamforming.....	14
2.4. Estimación del canal.....	15
2.5. Canal Ascendente.....	17
2.6. Canal Descendente	18
2.7. MIMO-OFDM.....	19
3. Descripción de modelos de canal	21
3.1. WINNER II.....	21
3.2. Scattering.....	24
3.3. ScatteringFcn.....	25
3.4. StaticFlat	26
4. Estructura y descripción del software de simulación	27
4.1. Estimación del canal.....	27
4.2. Transmisor.....	28
4.3. Receptor	28
4.4. Modelos de canal.....	29
4.4.1. WINNER II	29
4.4.2. Scattering.....	30
4.4.3. ScatteringFcn.....	30
4.4.4. StaticFlat.....	30
4.5. Modificaciones del código	30
5. Resultados	32
5.1. Presentación de resultados	32
5.1.1. WINNER II	36
5.1.2. Scattering.....	42
5.1.3. ScatteringFcn.....	47

5.1.4. StaticFlat.....	51
5.2. Discusión.....	53
5.3. Comparativa de los diferentes modelos de canal	54
6. Conclusiones y líneas futuras	58
Bibliografía	59
Anexos	62

Resumen

A lo largo de este proyecto hemos querido plasmar el significado de la tecnología MIMO (*Multiple-input Multiple-output*) explicando las características más importantes y relevantes, así como su extensión a massive MIMO. Todo esto con el objetivo de evaluar este sistema en diferentes tipos de canales que son: WINNER II, Scattering, ScatteringFcn y StaticFlat.

Para ello hemos empleado una demo de Matlab donde se simula un sistema MIMO-OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) con los 4 modelos de canal. Se analiza el comportamiento del sistema con los diferentes canales y las diferencias entre ellos, teniendo en cuenta tanto los resultados de las simulaciones como la parte teórica.

En las conclusiones hacemos una comparación entre los modelos de canal y en qué condiciones el sistema se comporta mejor. Por último, se comentan las posibles líneas futuras.

Palabras Clave

Massive MIMO, WINNER II, Scattering, ScatteringFcn, StaticFlat

Abstract

Throughout this project, we intended to capture the meaning of MIMO's technology (*Multiple-input Multiple-output*), explaining the most important and relevant characteristics of it, as well as its extension to Massive MIMO. All of this in order to evaluate this system in different types of channels which are: WINNER II, Scattering, ScatteringFcn and StaticFlat.

In order to do this, we have used a MATLAB demo, where a MIMO-OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) system is simulated under the 4 channel models mentioned before. The behavior of the system is analyzed under the different channels and we highlight the differences among them, by taking into account the simulation results and the theoretical part.

In the conclusions, we present a comparison between the channel models and mention which are the conditions for the best results. Finally, future research lines are proposed.

Keywords

Massive MIMO, WINNER II, Scattering, ScatteringFcn, StaticFlat

Resumen Extendido

En este TFG se ha querido exponer las distintas características de la tecnología MIMO (*Multiple-input Multiple-output*), y también del sistema massive MIMO, que es un sistema MIMO con un número elevado de antenas en la estación base. Comentaremos técnicas como *beamforming*, la estimación de canal que realiza este sistema, las matrices de precodificación que utiliza, las características del canal tanto ascendente como descendente y el funcionamiento del sistema MIMO-OFDM.

La finalidad de este proyecto es poder comparar el funcionamiento de este sistema en diferentes modelos de canal, y para ello se va a utilizar un software preexistente de Matlab que modela un sistema MIMO-OFDM, obtenida de [19]. Esta demo simula este sistema con diferentes modelos de canal que son: WINNER II, Scattering, ScatteringFcn y StaticFlat.

Para poder comparar estos canales se va a desarrollar las características de cada uno de ellos y describir cómo se modelan en nuestra demo para entender su funcionamiento.

Para compararlos, se va a modificar el número de antenas transmisoras, antenas receptoras y flujos de datos, y se observarán las constelaciones resultantes que pueden ser de distintas modulaciones, en nuestro caso tenemos: QPSK, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM. Las diferentes modulaciones también son importantes para observar las diferencias entre los modelos de canal.

Se va a dedicar un apartado a exponer los resultados que hemos obtenido de las simulaciones para luego poder compararlos. Nos vamos a fijar en 3 parámetros, uno de ellos que viene dado en las constelaciones que se simulan, que es el EVM (*Error Vector Magnitude*), y otros dos que son el BER (*Bit Error Rate*) y SNR (*Signal- to- Noise Ratio*) que se va a calcular a partir del valor de EVM que se obtenga en cada simulación.

Finalmente, se dará una conclusión con la diferencia entre los canales y sus características para poder detallar sus efectos y utilidad.

Glosario de acrónimos y abreviaturas

• MIMO	–	<i>Multiple-input Multiple-output</i>
• LTE	–	<i>Long Term Evolution</i>
• WLAN	–	<i>Wireless Local Area Networks</i>
• SISO	–	<i>Single-Input, Single Output</i>
• MISO	–	<i>Multiple-Input, Single Output</i>
• SIMO	–	<i>Single-Input, Multiple-Output</i>
• mMIMO	–	<i>Massive MIMO</i>
• CSI	–	<i>Channel State Information</i>
• BS	–	<i>Base Station</i>
• TDD	–	<i>Time Division Duplex</i>
• FDD	–	<i>Frequency Division Duplex</i>
• MR	–	<i>Maximum Ratio</i>
• ZF	–	<i>Zero Forcing</i>
• MMSE	–	<i>Minimum Mean Square Error</i>
• SNR	–	<i>Signal- to- Noise Ratio</i>
• OFDM	–	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
• IFFT	–	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>
• FFT	–	<i>Fast Fourier Transform</i>
• ISI	–	<i>Intersymbol Interference</i>
• BER	–	<i>Bit Error Rate</i>
• MRS	–	<i>Mobile Relay Station</i>
• MS	–	<i>Mobile Station</i>
• LOS	–	<i>Line-of-Sight</i>
• NLOS	–	<i>Non -Line-of-Sight</i>
• XPR	–	<i>Cross-Polarisation Power Ratio</i>
• EVM	–	<i>Error Vector Magnitude</i>
• SNR	–	<i>Signal- to- Noise Ratio</i>
• QPSK	–	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
• QAM	–	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
• NFig	–	<i>Figura de ruido</i>
• RMS	–	<i>Root Mean Square</i>
• MER	–	<i>Modulation Error Rate</i>
• TX	–	<i>Antenas trasmisoras</i>
• RX	–	<i>Antenas receptoras</i>
• STS	–	<i>Streams de datos</i>

1. Introducción

Las redes se enfrentan a una gran demanda de tráfico debido a la introducción de nuevos conceptos como el Internet de las cosas, y el despliegue de servicios con los que los usuarios pueden utilizar los teléfonos móviles en su vida diaria, aumentando cada vez más la necesidad de capacidades más altas como se ha visto en el despliegue de redes 3G, 4G Y 5G. Para poder atender estas necesidades que demandan los usuarios se propuso y se empezó a emplear la tecnología MIMO (*Multiple-input Multiple-output*) [7].

MIMO es una tecnología de configuración de antenas para comunicaciones inalámbricas en la que se utilizan múltiples antenas tanto transmisoras como receptoras. Las antenas se combinan para minimizar los errores, optimizar la velocidad de datos y para mejorar la capacidad de las transmisiones, al permitir que los datos viajen por varias rutas simultáneamente. Esta tecnología es utilizada en redes WiFi, 4G, LTE (*Long Term Evolution*), y en redes locales tipo WLANs (*Wireless Local Area Networks*). MIMO continúa creciendo y actualizándose y como decíamos antes viene a ayudar a suplir las necesidades de los usuarios, como se plantea en el lanzamiento de la tecnología 5G [20].

Para desarrollar esta tecnología se hizo una extensión de MIMO agregando un número mayor de antenas en la estación base dando lugar al massive MIMO, mejorando el rendimiento y la eficiencia con respecto a MIMO. Este aumento de número en las antenas hace que la red y los dispositivos móviles implementen diseños más complejos con la finalidad de conseguir esta mejora de la que hablábamos con respecto a MIMO.

Para conseguir esta mejora se utilizan técnicas como *beamforming*, que se describirá a lo largo de este proyecto, que es una técnica clave tanto para los dispositivos móviles como para las estaciones base, ya que permite enfocar la señal en una dirección específica. Por poner un ejemplo de la vida cotidiana, sería lo mismo que usar una linterna que ilumina a todos los usuarios en una habitación o usar un puntero láser que puede identificar a un usuario en concreto [21].

La demo utilizada para el desarrollo del trabajo es *MIMOOFDMPrecodingExample* de Matlab obtenida de [19], donde se simula un sistema MIMO-OFDM, y explicaremos sus características a lo largo de este proyecto. Esta demo simula 4 canales diferentes: WINNER II, Scattering, ScatteringFcn y StaticFlat, y esto nos permitirá ver el comportamiento del sistema con diferentes canales y las diferencias entre estos, modificando otros parámetros como son el número de antenas transmisoras y receptoras.

La estructura de este trabajo de fin de grado consta de 6 capítulos. Este primer capítulo de introducción donde comentamos los objetivos del proyecto y su estructura. En el segundo capítulo se comentarán los datos históricos del massive MIMO, el significado de esta tecnología, explicaremos la técnica de procesamiento que indicábamos antes, *beamforming*, diferenciando los tres tipos que existen, también comentaremos la estimación de canal, que es una de las partes principales de los sistemas MIMO, así como las matrices de precodificación o detección. Se mostrará cómo se calcula la respuesta del canal tanto ascendente como descendente, con las correspondientes ecuaciones y, por último, se expondrá cómo se implementa un sistema MIMO-OFDM, que como

comentábamos es el sistema que se simula en la demo utilizada para el desarrollo del proyecto.

En el capítulo 3 se describirá de forma teórica los 4 modelos de canal que se simulan. En el capítulo 4 explicaremos el código simulado con cada una de sus partes, así como las funciones que se utilizan para simular los diferentes modelos de canal y las modificaciones que hemos hecho en el código para presentar los resultados en el capítulo 5. Además, en este capítulo explicaremos el significado de los resultados obtenidos y la comparativa de los diferentes modelos de canal, para poder dar una conclusión en el capítulo 6.

2. Massive MIMO

En este capítulo vamos a comentar la historia de MIMO (*Multiple-input Multiple-output*), se va a analizar el significado de esta tecnología, así como la técnica de procesamiento *beamforming*, la estimación de canal de MIMO, las matrices de precodificación, cómo se calculan los enlaces ascendente y descendente y, por último, cómo se implementa el canal MIMO-OFDM, que como decíamos es el canal que se implementa en la demo utilizada.

2.1. Historia de MIMO

Desde la última década del siglo XX se ha llevado a cabo la investigación de la tecnología MIMO. En 1984, Jack Winters escribió una patente sobre comunicaciones inalámbricas utilizando múltiples antenas en Bell Laboratories. En 1987 presentó un estudio de los límites fundamentales de la velocidad de los datos de múltiples sistemas en un entorno con desvanecimiento Rayleigh.

El concepto de MIMO se introdujo para dos sistemas de comunicación básicos: un sistema de comunicación entre múltiples móviles y una estación base con múltiples antenas, y entre dos móviles con múltiples antenas.

En 1993, Arogyaswami Paulraj y Thomas Kailath propusieron el concepto de multiplexación espacial utilizando un sistema MIMO, y presentaron una patente sobre la multiplexación espacial en aplicaciones para la transmisión inalámbrica [8].

Entre 1986 y 1995 se publicaron varios artículos centrados en el concepto de MIMO, como el artículo de Emre Telatar titulado "Capacity of multi-antenna gaussian channels" [12]. Esto fue seguido del trabajo de Greg Raleigh y Gerard Joseph Foschini, que en 1996 propusieron nuevos enfoques que implicaban técnicas de codificación espacio-tiempo que demostraron el aumento de la eficiencia espectral en los sistemas MIMO [8].

En 1999, Thomas L. Marzetta y Bertrand M. Hochwald publicaron el artículo "Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading" [18] sobre un estudio riguroso sobre el enlace de desvanecimiento Rayleigh en sistemas MIMO tomando en consideración los aspectos de la teoría de la información. Posteriormente, se han desarrollado técnicas de comunicación MIMO que aportaban nuevas perspectivas para los canales inalámbricos [8].

El primer sistema MIMO comercial fue desarrollado en 2001 por Iospan Wireless Inc [17].

Desde 2006, varias empresas como Broadcom e Intel han desarrollado una novedosa técnica de comunicación basada en la tecnología MIMO que mejora el rendimiento de la red inalámbrica en sistemas de red de área local (LAN) [8].

Varios predecesores de los sistemas MIMO son los siguientes:

- SISO (*Single-Input, Single Output*), sistema con una sola antena tanto en el transmisor como en el receptor.



Figura 1. Número de antenas en un Sistema SISO

- MISO (*Multiple-Input, Single Output*), sistema con múltiples antenas en el transmisor y una única antena en el receptor.



Figura 2. Número de antenas en un Sistema MISO

- SIMO (*Single-Input, Multiple-Output*) sistema con una sola antena en el transmisor y múltiples antenas en el receptor.



Figura 3. Número de antenas en un Sistema SIMO

2.2. Tecnología massive MIMO

El significado de MIMO es “entrada múltiple salida múltiple” (*Multiple-input Multiple-output*), esto quiere decir que permite la transmisión y recepción de una señal de datos a partir del mismo canal [1].

Massive MIMO (mMIMO) es una tecnología MIMO multiusuario que proporciona un servicio a terminales inalámbricos en entornos de alta movilidad. Es un sistema MIMO con un número elevado de antenas en la estación base. La palabra massive se refiere al número de antenas y no al tamaño físico. Este aumento en el número de antenas con respecto a los sistemas MIMO ayuda a concentrar la energía en regiones más pequeñas del espacio para mejorar el rendimiento y la eficiencia energética [2].

Massive MIMO es una tecnología de conformación de haces (*beamforming*), que permite la reutilización del espectro. Esto conlleva que la latencia de datos y las velocidades de transferencia sean mucho más uniformes.

2.3. Beamforming

Beamforming es una técnica de procesamiento de señales que se utiliza para transmitir o recibir ondas de radio en una dirección determinada. Al transmitir, se controla la fase y la amplitud relativa de la señal en la formación de haz para cada transmisor creando un patrón de interferencia constructiva y destructiva en el frente de onda. Al recibir, los sensores se combinan de manera que se reciba preferentemente el patrón de radiación esperado, ajustando la sensibilidad en una dirección determinada para reducir las interferencias [10].

Beamforming usa múltiples antenas para controlar la dirección de un frente de onda. El transmisor envía la misma señal desde varias antenas diferentes y el receptor las recibe. Dependiendo de la ubicación del receptor, estas señales recibidas pueden estar en fase (sumándose constructivamente), en fases opuestas o ser destructivas entre sí.

Beamforming se divide en varios tipos: digital, analógico e híbrido.

En *beamforming* digital la señal está precodificada en el procesamiento banda base antes de la transmisión. Se pueden formar múltiples haces al mismo tiempo, uno por cada usuario a partir del mismo conjunto de elementos de la antena, como se ve en la Figura 4. La formación de haz digital mejora la capacidad de la celda y se puede usar para transmitir flujos de datos simultáneos a varios usuarios. La desventaja es que requiere un gran coste energético de los componentes que conforman las antenas, como en el caso de mMIMO en ondas milimétricas (mmWave) [6].

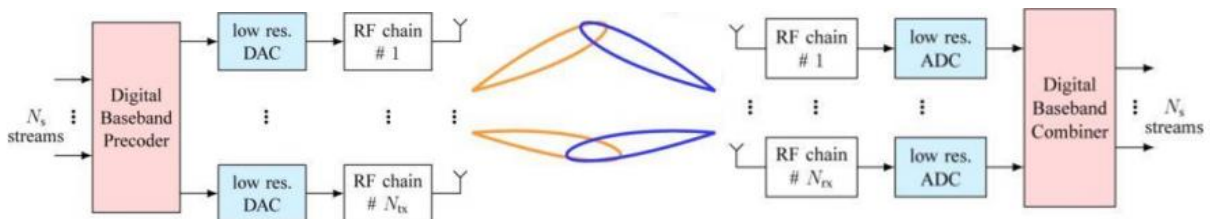


Figura 4. Diagrama de bloques para la formación de haces de beamforming digital [11].

El *beamforming* analógico impacta en el patrón de radiación y la ganancia de la matriz de antenas, por lo que mejora la cobertura. A diferencia del digital, solo se puede formar un haz por conjunto de elementos de antena, como se ve en la Figura 5 [6].

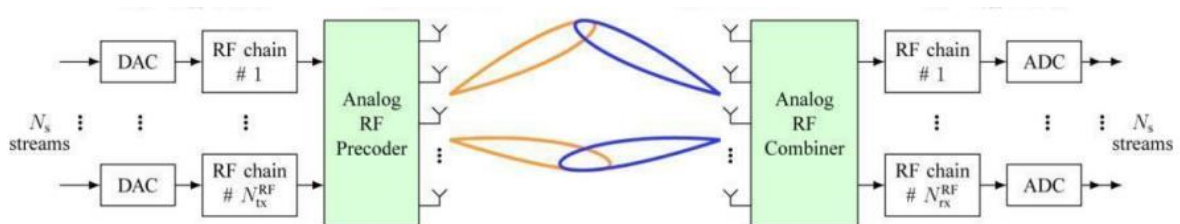


Figura 5. Diagrama de bloques para la formación de haces de beamforming analógico [11].

El *beamforming* híbrido combina los dos tipos de formación de haces anteriores, como se ve en la Figura 6. Consiste en utilizar la formación de haces analógica y dentro del haz analógico utilizar un esquema de formación de haces digital [6].

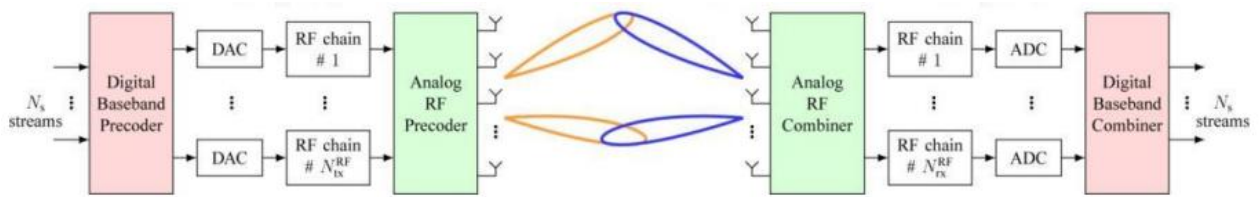


Figura 6. Diagrama de bloques para la formación de haces de beamforming híbrido [11].

2.4. Estimación del canal

Para caracterizar el canal, existen rutas de transmisión no directas entre la antena y el terminal móvil que se pueden aprovechar caracterizando el canal entre los elementos de la antena y los del terminal móvil, y se conocen como CSI (*Channel State Information*).

El CSI es la información de estado del canal que conocen las BS (estaciones base), es decir la información espacial del canal que se recoge en la matriz H , como se muestra en la Figura 7. El CSI se utiliza para codificar y decodificar los datos transmitidos y recibidos por las antenas [4].

Dicha matriz H en un sistema MIMO genérico con M antenas transmisoras y k usuarios se define como:

$$H = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \dots & h_{1,k} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M,1} & \dots & h_{M,k} \end{bmatrix}$$

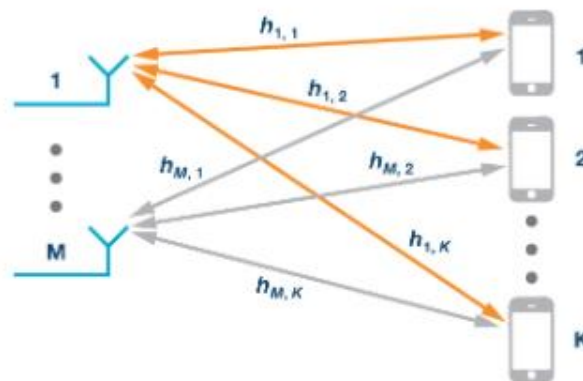


Figura 7. Información del estado de canal necesaria para caracterizar un sistema mMIMO [4].

Donde la relación entrada – salida se define como:

$$y = Hx + n$$

Y en la antena receptora la señal recibida es la siguiente:

$$y_q = \sum_{p=1}^M h_{qp} x_p + n_q; \quad q = 1, \dots, k$$

Donde:

- $h_p = [h_{1p}, \dots, h_{Np}]^T$; $p = 1, \dots, k$ es el vector de canal que vincula la antena transmisora con N antenas receptoras.
- $x = [x_1, \dots, x_M]^T$ es el vector complejo de la señal transmitida
- $y = [y_1, \dots, y_N]^T$ es el vector complejo de la señal recibida
- $n = [n_1, \dots, n_N]^T$ es el vector de la señal ruido [9]

El método principal para la adquisición de CSI es la señalización piloto, donde se transmite una señal piloto desde una antena, y cualquier otra antena de la red puede recibir una transmisión y compararla con la señal piloto conocida para estimar el canal de la antena transmisora.

Si el sistema opera en modo TDD (*Time-Division Duplex*) que separa los enlaces ascendente y descendente en el tiempo, la respuesta del canal es la misma en ambas direcciones por lo que se puede estimar el CSI en la BS utilizando únicamente las señales piloto del enlace ascendente [3].

La complejidad de la estimación del canal es proporcional al número de terminales móvil o usuarios y no del número de antenas. Otra ventaja de la estimación del canal, basada en el enlace ascendente, es que tanto la estimación como el procesamiento de la señal se realizan en la estación base y no en el extremo usuario [4].

Si el sistema opera en modo FDD (*Frequency-Division Duplexing*), el CSI del enlace descendente se estima por los usuarios y es realimentado a la estación base, lo que puede llegar a ser muy complejo cuando hay una gran cantidad de antenas, como es el caso de mMIMO [5].

Por lo expuesto anteriormente, mMIMO opera en TDD para limitar la sobrecarga de CSI debido a la cantidad de antenas.

Las matrices de detención y precodificación se calculan basándose en la matriz H. Existen varios métodos de detección o precodificación como son: MR (*Maximum Ratio*), ZF (*Zero Forcing*) y MMSE (*Minimum Mean-Square Error*).

- MR tiene como objetivo maximizar la relación señal-ruido (SNR), por lo tanto, es adecuado en escenarios de baja SNR. Su matriz de detección y precodificación es la matriz conjugada de H. La gran desventaja es que se ignora la interferencia entre usuarios. Por lo tanto, la señal de salida se puede definir como:

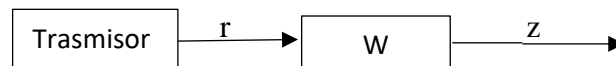
$$z = H^* r = W r$$



Donde z es la señal de salida de la matriz de precodificación, r la señal de entrada, que a su vez también es la salida del transmisor, y H^* es la matriz conjugada de H .

- ZF intenta corregir el problema de la interferencia entre usuarios, por tanto, es adecuado en escenarios de alta SNR. Su matriz de detección es la pseudoinversa de la matriz H . La desventaja es que, al intentar minimizar esta interferencia, se pierde la potencia recibida en los usuarios. Por lo tanto, la señal de salida se puede definir como:

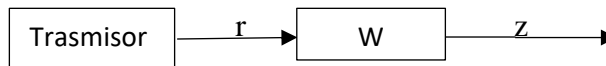
$$z = H^*(H^T H^*)^{-1} r = W r$$



Donde H^T es la matriz traspuesta de H .

- MMSE intenta lograr un equilibrio entre los dos métodos anteriores. La desventaja es que para conseguir este equilibrio el procesamiento de señales es más complejo, pero se pierde menos potencia que en ZF. Introduce un término de regularización para la optimización β , que consiste en estimar la covarianza del ruido en el receptor retroalimentando al transmisor, y tiene que cumplir que sea menor que la potencia máxima del sistema. Por lo tanto, la señal de salida se puede definir como [4]:

$$z = H^*(H^T H^* + \beta I)^{-1} r = W r$$



Donde I es la matriz identidad.

El diagrama de bloques de este método de precodificación es el mismo que en ZF, con la diferencia que se introduce el término β que tiene un valor que se calcula de forma iterativa, por lo tanto, es un método más complejo de implementar. Por esta razón y como veremos en el desarrollo del código, la equalización que se utiliza en la simulación es ZF.

2.5. Canal Ascendente

Consideramos que el sistema opera en TDD donde, como comentábamos anteriormente, el canal es recíproco. Por lo tanto, el enlace ascendente transmite los datos y las señales piloto del terminal usuario a la estación base. Considerando el enlace ascendente de un sistema mMIMO equipado con M antenas en la estación base y N antenas ($M > N$), con k usuarios, es decir el mismo número de antenas receptoras que usuarios, como el de la Figura 8, donde x es la señal transmitida por el usuario o la señal piloto, la señal recibida y en la estación base, se puede determinar como la siguiente:

$$y = Hx + n_{uplink}$$

Donde $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ es la matriz de canal entre el usuario y la estación base, sus elementos son independientes e idénticamente distribuidos con media cero y varianza unitaria. El último término de la ecuación $n_{uplink} \in \mathbb{C}^M$ son las interferencias y el ruido del transmisor, es independiente de la señal x , pero puede depender de H [7]:

$$n_{uplink} = n_{uplink-interference} + n_{noise}$$

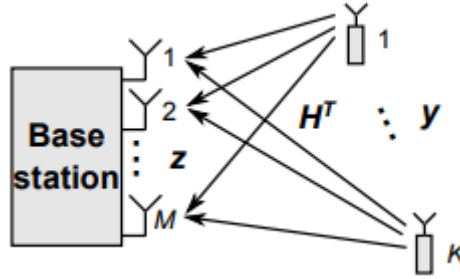


Figura 8. Canal ascendente en un sistema MIMO [5].

2.6. Canal Descendente

El canal descendente se utiliza para transmitir datos o estimar el canal entre el usuario y la estación base. La estación base utiliza las señales piloto del canal ascendente para estimar el canal. Considerando el enlace descendente de un sistema mMIMO equipado con M antenas en la estación base y con N usuarios que tienen una sola antena con k usuarios, como la Figura 9. La señal x_k es la información independiente que envía la estación base a k usuarios simultáneamente. La señal recibida $y_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ con k usuarios se puede determinar como la siguiente:

$$y_k = h_k x_k + n_{downlink}$$

Donde h_k es el vector de canal entre los k usuarios y la estación base, sus elementos son independientes e idénticamente distribuidos con media cero y varianza unitaria. El término $n_{downlink}$ es el ruido adicional compuesto por el ruido del receptor (n_{noise}) y las interferencias del enlace descendente causadas por transmitir simultáneamente a varios usuarios ($n_{downlink-interference}$), se determina así [7]:

$$n_{downlink} = n_{downlink-interference} + n_{noise}$$

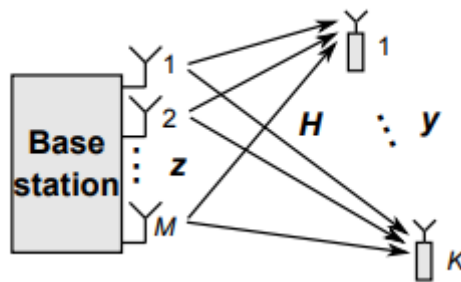


Figura 9. Canal descendente en un sistema MIMO [5].

2.7. MIMO-OFDM

En este apartado vamos a comentar en qué se basa un sistema MIMO-OFDM dado que la simulación que hemos utilizado para el desarrollo de este trabajo simula un sistema MIMO-OFDM que emplea *beamforming*.

OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) es un caso especial de transmisión multiportadora que se basa en transmitir las señales en diferentes bandas de frecuencia para explotar las estructuras multitrayecto en los medios de propagación. Se demostró que OFDM proporciona un aumento significativo en el rendimiento de las comunicaciones inalámbricas como LAN.

La banda de frecuencia de la señal se divide en varios subcanales para obtener canales de banda estrecha. Gracias a la ortogonalidad de las diferentes portadoras se evita la superposición de subcanales, así las señales se reciben sin interferencias de las portadoras adyacentes.

Tanto el transmisor como el receptor están implementados utilizando, respectivamente, las técnicas de la transformada inversa rápida de Fourier (IFFT) y la transformada rápida de Fourier (FTT). OFDM introduce el prefijo cíclico entre los diferentes operadores, lo que reduce la eficiencia espectral, pero elimina la interferencia entre símbolos (ISI) [8].

Los sistemas MIMO-OFDM se benefician de ambas tecnologías. En un sistema MIMO-OFDM en primer lugar, se codifican los datos de usuario en un bloque codificador de canal. A continuación, el codificador MIMO analiza los datos. Las señales de diferentes símbolos y subportadoras se introducen en el modulador OFDM que está conectado con cada una de las antenas transmisoras.

Después de la demodulación OFDM, se requiere un detector MIMO para restaurar la información original que se transmite con el objetivo de eliminar o reducir la interferencia entre antenas. Por último, se incluye un decodificador de canal que corrige los bits erróneos para conseguir un mejor BER (*Bit Error Rate*) en el sistema [9]. El sistema descrito corresponde con el de la Figura 10 y como veremos más adelante, corresponde con la estructura que tiene el sistema que vamos a simular en el código.

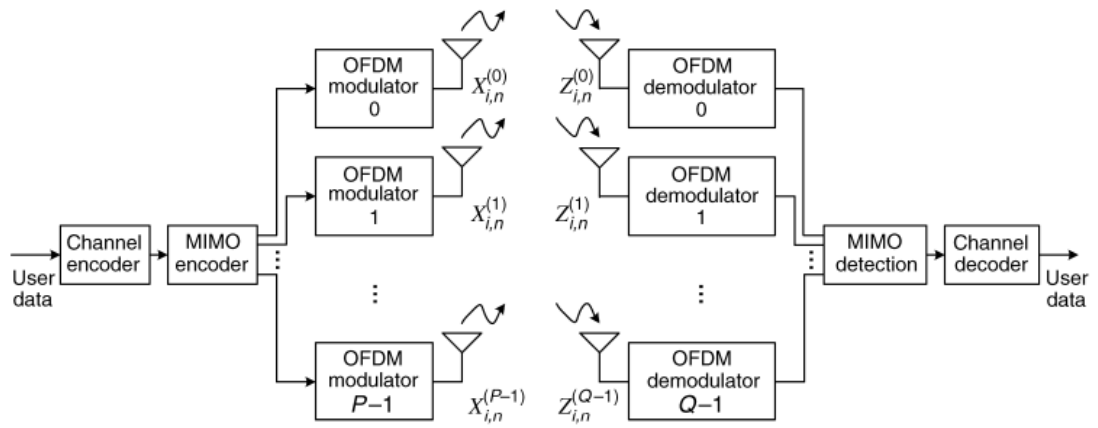


Figura 10. Diagrama de bloques de un sistema MIMO-OFDM con P antenas transmisoras y Q antenas receptoras [9].

3. Descripción de modelos de canal

En este capítulo se van a desarrollar las características de cada uno de los modelos de canal que se han elegido para hacer las diferentes simulaciones en la demo utilizada. Estos modelos de canal son: WINNER II, Scattering, ScatteringFnc y StaticFlat.

En el capítulo 4 se comentará cómo se implementan cada uno de los modelos en el código simulado.

3.1. WINNER II

El modelo de canal WINNER II es la continuación del modelado de canales WINNER I ampliando las características del mismo, el rango de frecuencia (2 a 6 GHz) y el número de escenarios. Cubre una amplia gama de escenarios y entornos de propagación, incluidos los de interior- exterior, exterior- interior, micro célula urbana (*urban micro-cell*), macro célula urbana (*urban macro-cell*), de estación base (BS) a estación de retransmisión fija y redes móviles, de BS a estación repetidora móvil (MRS), y de MRS a estación móvil (MS).

Está basado en un enfoque de modelado de canal genérico, lo que significa la posibilidad de variar el número de antenas, las configuraciones de la antena, la geometría y el patrón de haz de la antena sin cambiar el modelo básico de propagación [13].

El modelo de canal WINNER se basa en el concepto de que los rayos llegan al receptor en *clusters* formados por los rayos, como vemos en la Figura 11, donde todos tienen el mismo nivel de potencia en el *cluster*. En este modelo las antenas pueden estar cada una formadas por un diagrama de radiación diferente.

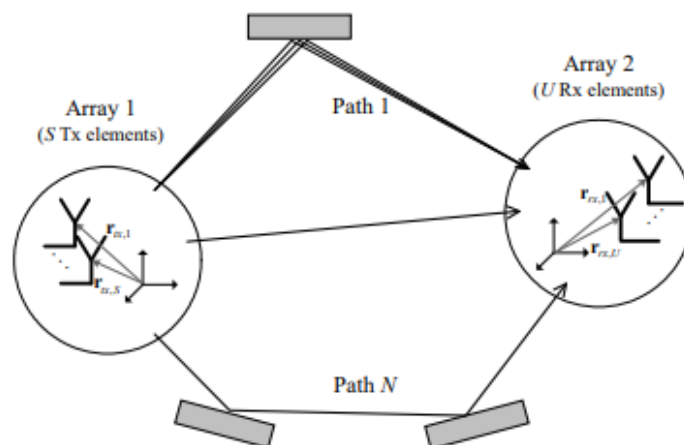


Figura 11. Generación del canal WINNER, donde se muestran los diferentes *clusters* formados por los rayos [13].

Dentro de un sistema MIMO, SISO, MISO o SIMO, el modelo WINNER define dos tipos distintos de terminales, el terminal móvil MS y la estación base BS, que forman un enlace.

Este canal permite simular entornos *monolink* y *multi-link*. Debido al movimiento de los distintos terminales, la respuesta al impulso del modelo WINNER es variante en el tiempo [13].

El escenario usado específicamente para esta simulación en el modelo de canal WINNER II es B1 (*urban microcell*).

En los escenarios *urban microcell* se presupone que la altura tanto de la antena en la BS como en la MS está por debajo de las cimas de los edificios circundantes. Las calles del área de cobertura se clasifican como "las calles principales", donde existe la LOS (*Line-of-Sight*) de todas las ubicaciones a la BS, con la posible excepción de que la LOS este bloqueada temporalmente por el tráfico en la calle. Las calles que se cruzan a la calle principal se conocen como calles perpendiculares, y las que corren paralelas a ella se conocen como calles paralelas. Este escenario se define tanto para los casos LOS como para los NLOS (*Non Line-of-Sight*). Las formas de las celdas están definidas por los edificios circundantes, y la energía llega a las calles NLOS como resultado de la propagación alrededor de las esquinas, a través de los edificios y entre ellos [13].

El procedimiento de generación de los coeficientes del canal es el siguiente, propuesto en [13]:

1. Elegir el entorno, el diseño de la red y los parámetros de la matriz de antenas:
 - Elegir el escenario, en nuestro caso el escenario B1 que es *urban microcell*.
 - Número de BS y MS, sus localizaciones o las distancias a cada una, y direcciones relativas a cada una de ellas.
 - Los patrones de campo de la antena BS y MS y las geometrías de la matriz.
 - Las orientaciones de las BS y MS con respecto a la orientación de referencia.
 - La velocidad y la dirección de movimiento de la MS.
 - Frecuencia central del sistema.
2. Asignar la condición de propagación (LOS / NLOS), en nuestro caso es NLOS.
3. Calcular las pérdidas para cada enlace BS-MS que se va a modular. Estas pérdidas del enlace se calculan siguiendo la siguiente fórmula, donde d es la distancia entre el transmisor y el receptor en metros, f_c es la frecuencia del sistema en GHz, A es el parámetro de ajuste que incluye las pérdidas de trayecto, B es el parámetro de intersección, C es el parámetro que describe la pérdidas, que dependen de la frecuencia, y el X es un término opcional específico del entorno.

$$PL = A \log_{10}(d) + B + C \log_{10} \frac{f_c}{5} + X$$

Para el caso que tenemos en nuestra simulación las fórmulas serían las que se especifican en la Tabla 1, las correspondientes al escenario NLOS.

Escenario	Pérdidas de enlace (dB)	Desvanecimiento de sombra (dB)	Rangos de distancia y valores por defecto de la antena
LOS	$A=22.7, B=41.0, C=20$ $PL = 40 \log_{10}(d_1) + 9.45 - 17.3 \log_{10}(h'_{BS}) - 17.3 \log_{10}(h'_{MS}) + 2.7 \log_{10}(f_c/5)$	$\sigma=3$	$10m < d_1 < 5Km$ $h_{BS} = 10m$ $h_{MS} = 1.5m$
NLOS	$PL = \min(PL(d_1, d_2), PL(d_2, d_1))$ donde $PL(d_k, d_l) = PL_{LOS}(d_k) + 20 - 12.5n_j + 10n_j \log_{10} d_l + 3 \log_{10}(f_c/5)$ Y $n_j = \max(2.8 - 0.0024d_k, 1.84)$, $k \in \{1,2\}$	$\sigma=4$	$10m < d_1 < 5Km$ $10m < d_2 < 2Km$ $h_{BS} = 10m$ $h_{MS} = 1.5m$

Tabla 1. Fórmulas de pérdida de enlace del escenario B1 (*urban microcell*) [13]

El caso NLOS depende de dos distancias d_1 y d_2 , que están definidas respecto a una cuadrícula de calles rectangulares, como se ilustra en la Figura 12, donde d_1 corresponde a la distancia desde la BS al centro de la calle perpendicular y d_2 es la distancia del MS a lo largo de la calle perpendicular medida desde el centro de la calle LOS.

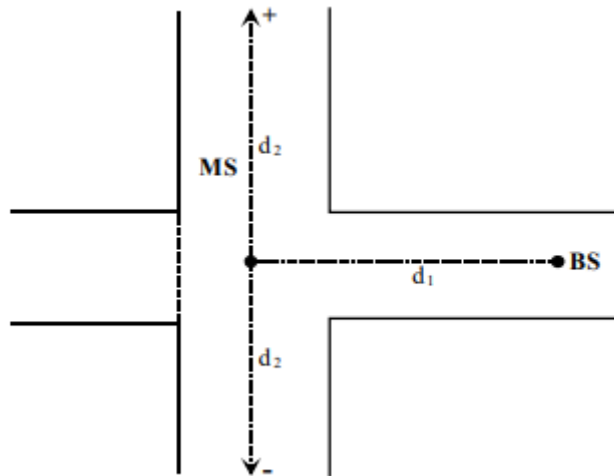


Figura 12. Geometría de d_1 y d_2 para el cálculo de pérdidas de enlace. [13]

4. Generar los parámetros correlacionados a gran escala, es decir, la dispersión de retardo, la dispersión angular, el término de desvanecimiento de sombra y el factor K de Rician. Este último término es la relación entre las componentes directa y reflejada, y por tanto, únicamente se define en los casos de visión directa (LOS).
5. Generar los retardos τ , que se extraen aleatoriamente de la distribución de retardo que para el caso LOS es exponencial y para nuestro caso, el caso NLOS, es una distribución uniforme con retardo menor o igual a 800 ns.
6. Generar las potencias del *cluster*, que se calculan asumiendo un perfil de retardo de potencia exponencial de pendiente única, y la asignación de la potencia depende de la distribución del retardo extraída en el punto anterior.
7. Generar los ángulos azimut de llegada ϕ y los ángulos azimut de salida φ .
8. Acoplamiento aleatorio de los rayos de salida con los rayos de llegada dentro de los *cluster*.
9. Generar las relaciones de potencia de polarización cruzada (XPR) para cada rayo de cada *cluster*.
10. Dibujar la fase aleatoria inicial para cada rayo de cada *cluster* y para 4 combinaciones de polarización diferentes, sabiendo que la distribución de las fases iniciales es uniforme.
11. Generar los coeficientes del canal para cada *cluster* y para cada elemento receptor y transmisor.
12. Por último, aplicar las pérdidas y los coeficientes del canal generados.

3.2. Scattering

Este modelo utiliza una aproximación de trazado de rayos de un solo rebote donde el número de dispersores es especificado por el usuario. Para nuestra simulación, el número de dispersores (N_s) se establece en 100 y modela los dispersores colocados aleatoriamente dentro de un círculo entre el transmisor y el receptor. En la Figura 13 se muestra un canal Scattering con los dispersores ubicados en un círculo entre el transmisor y el receptor, con M antenas separadas entre sí una distancia d , con un ángulo moderado en recepción (θ_i) y con poco retardo (τ_i).

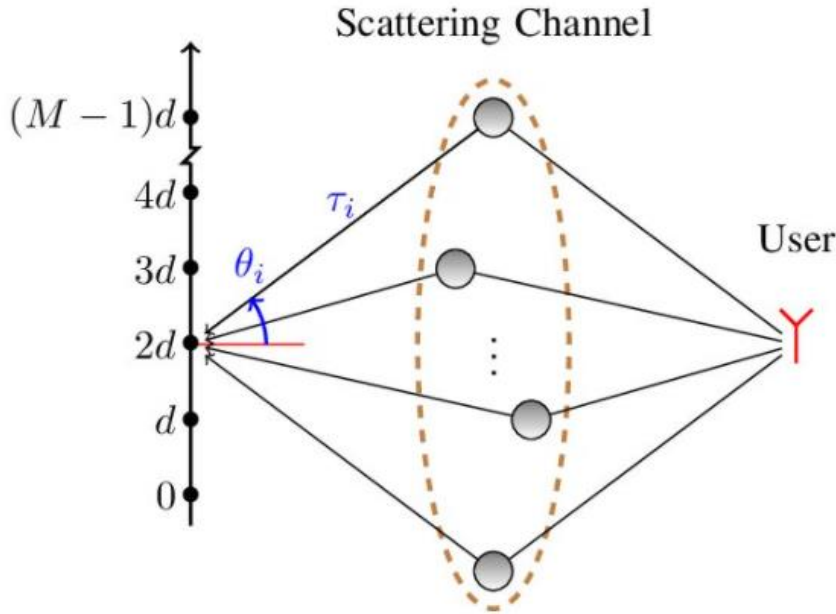


Figura 13. Canal Scattering [14].

La función que utiliza el software para simular el canal Scattering crea una propagación multitrayecto canal- Objeto del sistema. Este objeto simula la propagación de la señal que irradia la matriz de transmisión hacia múltiples dispersores, estos reflejan la señal y se propagan de vuelta a la matriz de recepción. El modelo aplica un retardo de tiempo, ganancia, fase de desplazamiento y pérdida atmosférica en la señal de entrada.

3.3. ScatteringFcn

A diferencia del canal anterior este modela la ubicación de los dispersores completamente al azar, seleccionando N_s direcciones para la matriz de transmisión y N_s direcciones para la matriz de recepción. La señal sale de la matriz de transmisión, rebota en cada dispersor y luego llega a la matriz de recepción, dando lugar a una propagación multitrayecto a través de los N_s dispersores. El resto de las características del canal son iguales que en el caso del canal Scattering. En la Figura 14 se muestra un canal ScatteringFcn con N_s dispersores ubicados en el transmisor y otros N_s dispersores en el receptor, con M antenas receptoras separadas una distancia d y N antenas transmisoras separadas entre sí una distancia d_t , con un ángulo en recepción θ_r y con un ángulo en transmisión θ_t .

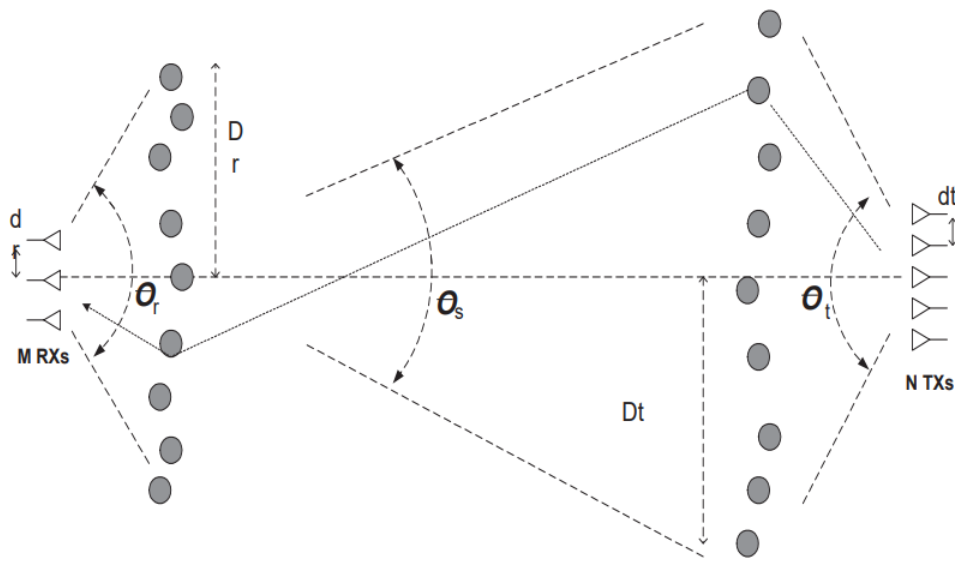


Figura 14. Canal ScatteringFcn. [26]

3.4. StaticFlat

Este tipo de canal es estático, es decir, tiene una variación temporal pequeña y en el dominio de la frecuencia: es un canal no selectivo en frecuencia, no dispersivo y sin memoria. Para que un canal se considere plano (*flat*) el ancho de banda de coherencia, es decir el ancho de banda máximo de la señal, debe ser mayor que el ancho de banda real de la señal.

El efecto de este tipo de canales en la señal se reduce a una atenuación constante y un retardo o cambio de fase, tampoco introduce ISI, por lo que se considera un canal casi ideal [15].

Como veremos en el siguiente capítulo, donde se comenta la implementación del canal en el código simulado, el modelo de desvanecimiento que se modela puede ser o Rayleigh o Rician, la diferencia de ambos es:

- Si el modelo de desvanecimiento es Rician existe una ruta de visión directa del transmisor al receptor.
- Si el modelo de desvanecimiento es Rayleigh existen uno o más caminos principales del transmisor al receptor que están reflejados [16].

4. Estructura y descripción del software de simulación

En este capítulo del trabajo se van a describir las partes del código simulado y las modificaciones que se han hecho para el desarrollo del trabajo.

Se van a presentar los tres bloques principales del código: estimación del canal, transmisor y receptor. Se comentarán las funciones principales con el apoyo del diagrama de bloques de cada parte.

También se va a presentar cómo se implementan los cuatro modelos de canal en la simulación y las modificaciones que se han hecho para los resultados que presentaremos en el siguiente capítulo.

4.1. Estimación del canal

La disponibilidad de información del canal en el transmisor permite que se maximice la energía de la señal en la dirección adecuada, y esto se facilita sondeando el canal primero, donde el receptor estima el canal y retroalimenta al transmisor con esta información.

El sondeo de canal se realiza a partir del envío de una señal preámbulo a través de los elementos de la antena transmisora. Esta señal se procesa en el receptor de canal (WINNER II, Scattering, ScatteringFcn, StaticFlat) y se amplifica con la ganancia del preamplificador y el ruido térmico dando lugar a rxPreAmp.

A la salida se demodula en el demodulador OFDM con salida rxOFDM, esta señal junto con la señal preámbulo se estima con la función de estimación del canal MIMO en el dominio de la frecuencia y da lugar a hD. Con esta señal se calcula la matriz de pesos de retroalimentación (v) basados en la diagonalización del canal.

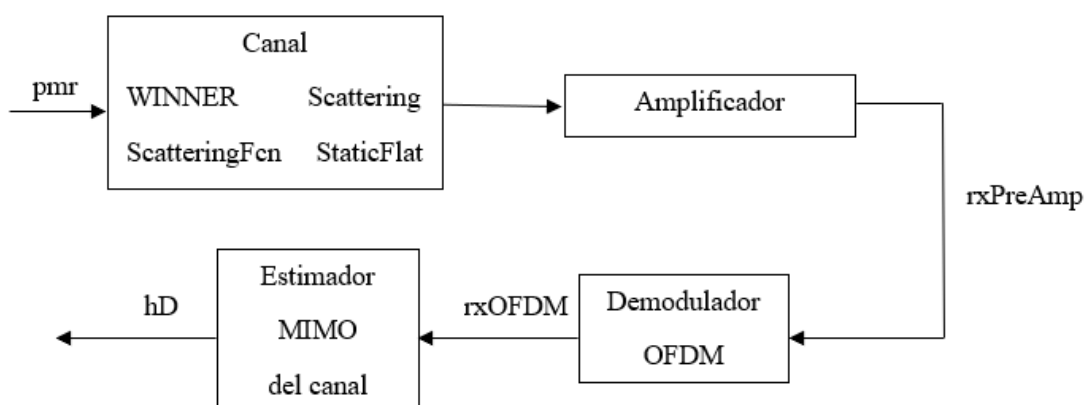


Figura 15. Diagrama de bloques de la estimación del canal realizada en la simulación.

4.2. Transmisor

Después del sondeo de canal se encuentra el bloque del trasmisor. En primer lugar, se encuentra el codificador convolucional, que codifica la entrada transmitida en bits (txBits) en una señal de salida también en bits (encodedBits). Esta señal se modula en el *moduladorRQAM* que en nuestro caso puede ser: QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM, modula usando modulación de amplitud y fase en cuadratura M-aria con una constelación de forma cuadrada y la salida es la representación en banda base de la señal modulada.

A continuación, se aplican los pesos de retroalimentación calculados en la estimación de canal (v) a las subportadoras, asumiendo una retroalimentación ideal, su salida (preData) junto con las señales piloto (pilots) se modulan en el modulador OFDM que utiliza el método de modulación por división en frecuencia ortogonal. A la salida del modulador (txOFDM), se genera una nueva señal (txSig) después de aplicar los pesos de retroalimentación de nuevo y la señal de preámbulo para permitir la estimación de canal en la precodificación.

Esta última señal (txSig) se amplifica y se crea un vector para cada transmisión, es decir para cada antena transmisora. A partir de este vector se calculan los pesos para cada antena transmisora (w_T) y se genera una nueva señal (txSteerSig).

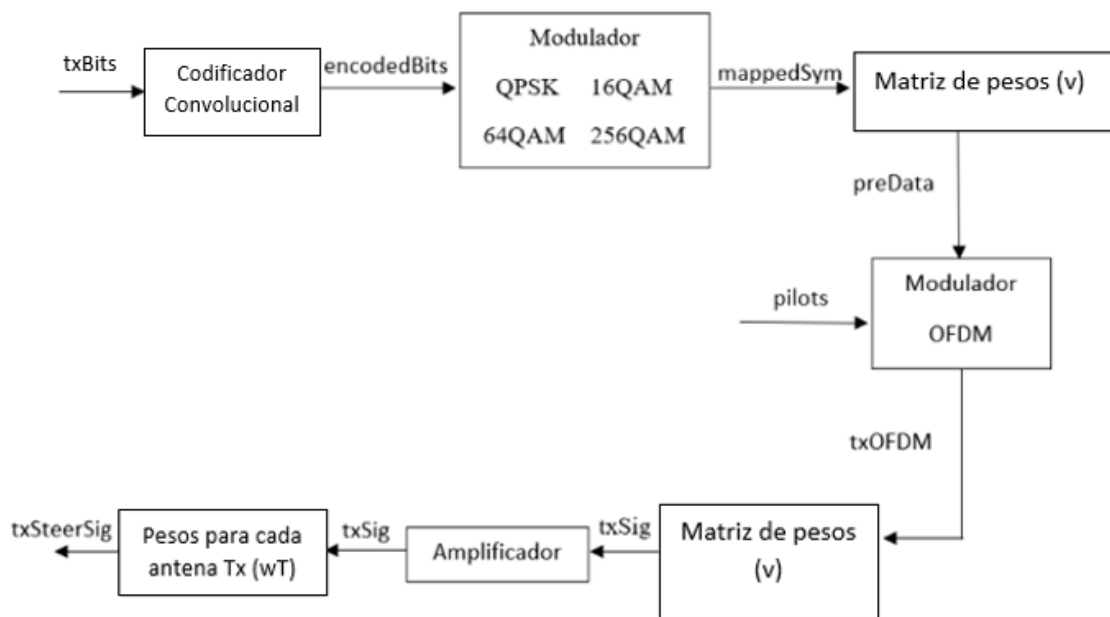


Figura 16. Diagrama de bloques del transmisor realizada en la simulación.

4.3. Receptor

Para calcular la señal de entrada al receptor (rxSig) se procesa la señal txSteerSig en el canal que se haya especificado en cada caso (WINNER II, Scattering, ScatteringFcn, StaticFlat), con las pérdidas correspondientes. A continuación, se amplifica la señal dando lugar a rxSigAmp. Esta señal se multiplica por los pesos generados de cada antena receptora (w_R), para generar la señal (rxSteerSig).

Esta señal se demodula en el demodulador OFDM dando lugar a rxOFDM. A continuación, se estima el canal MIMO a partir de la señal de preámbulo dando lugar a la señal hD. Esta señal junto con rxOFDM pasan a la ecualización MIMO dando lugar a rxEq y CSI, en el caso de esta simulación el ecualizador es ZF (*Zero Forcing*) que fuerza la condición de ISI nula a la salida, para garantizar la compensación. Se utiliza este método porque es más sencillo de implementar como comentábamos en la explicación de las matrices de precodificación.

La señal rxEq se demodula en el demodulador QAM y a la salida (rxLLRBits) se le aplica el CSI calculado en el ecualizador. Finalmente, su salida (rxScaledLLR) se decodifica dando lugar a la señal recibida en bits rxBits.

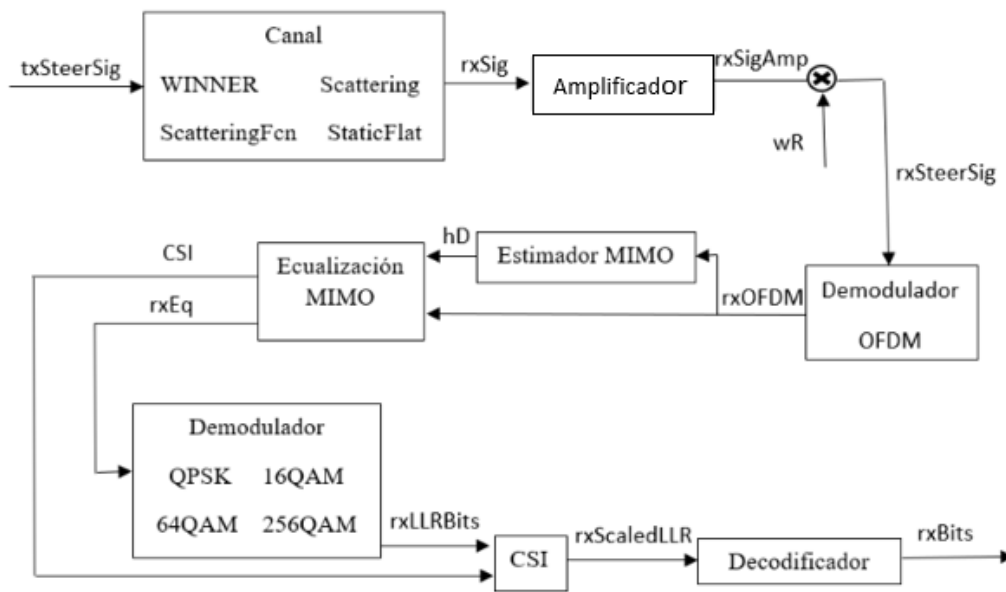


Figura 17. Diagrama de bloques del receptor realizada en la simulación.

4.4. Modelos de canal

Según el canal que hayamos especificado en la simulación se han implementado diferentes funciones que explicamos a continuación.

4.4.1. WINNER II

Para generar este canal se utiliza la función *comm.WINNER2Channel* al que se le pasan dos argumentos: *cfgModel* y *cfgLayout*. Con estos argumentos se identifica el escenario escogido, en nuestro caso el parámetro *ScenarioVector* tiene valor 2 que significa que se escoge un escenario B1, es decir *urban microcell*, también se determina que es un escenario NLOS igualando el parámetro *PropagConditionVector* a 0. Con estos datos se

aplica el procedimiento de generación de canal que hemos explicado en el tercer capítulo, “*Descripción de modelos de canal*”.

4.4.2. Scattering

Para aplicar el canal Scattering se emplea la función *ScatteringMIMOChannel* que modela el retardo, la ganancia, el desplazamiento Doppler, el cambio de fase y la pérdida atmosférica en función del rango debido a los gases, la lluvia, la niebla y las nubes. A esta función se le pasa la ubicación de los dispersores que se calcula al azar en un círculo entre el transmisor y el receptor, y con $N_s=100$.

4.4.3. ScatteringFcn

Para aplicar este canal y así calcular las pérdidas se utiliza la función *scatteringchanmtx* donde se especifica aleatoriamente N_s direcciones, con $N_s=100$ como en el caso anterior, tanto para la matriz de transmisión como la de recepción. En esta función se supone que todas las rutas llegan a la matriz de recepción simultáneamente, por lo que el canal tiene una respuesta plana en frecuencia. La ganancia para todas las rutas se genera muestreando aleatoriamente una distribución normal compleja de media cero y varianza unitaria.

4.4.4. StaticFlat

El canal StaticFlat se calcula a través de la función *comm.MIMOChannel*. Esta función filtra la señal de entrada a través de un canal de desvanecimiento (*fading channel*) MIMO y modela el desvanecimiento de Rayleigh o Rician empleando el modelo de Kronecker para la correlación espacial entre los enlaces.

Como se especifica a través de la variable *MaximumDopplerShift* con valor 0 el canal permanece estático para todas las entradas.

4.5. Modificaciones del código

Las modificaciones en el código consisten en el cálculo del BER a partir del EVM (*error vector magnitude*) que se especifica en las constelaciones que se muestran en el siguiente apartado de resultados. Calculamos la BER estimada correspondiente a la modulación, sin tener en cuenta la codificación de canal, ya que no es sencillo dar una estimación del BER entre la entrada del codificador y la salida del decodificador a partir del EVM. En el código original esta estimación se daba teniendo en cuenta el codificador de canal basándose en los bits transmitidos y recibidos, pero no es una estadística fiable.

El parámetro EVM es el módulo de la diferencia vectorial de la posición ideal del símbolo y el valor detectado no ideal en condiciones de interferencia [23].

Con este parámetro calculamos el $\frac{E_s}{N_0}$ sabiendo lo siguiente:

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{1}{2(\text{evm}^2)}; \text{ con EVM en magnitudes lineales.}$$

Calculamos también la relación señal ruido en potencia correspondiente al espacio de señales (SNR) teniendo en cuenta que:

$$\text{SNR} = 2 * \frac{E_s}{N_0}; \text{ con SNR en magnitudes lineales.}$$

En la definición del modulador que se aplica en la simulación RectangularQAMModulator no se especifica la propiedad SymbolMapping, lo que significa que se aplica el valor por defecto que es la codificación Gray. Teniendo en cuenta esto se puede estimar la probabilidad de error de bit (P_b) como:

$$P_b = \left(\frac{1}{\log_2(M)}\right) P_e; \text{ donde } P_e \text{ es la probabilidad de error de símbolo y M es el orden de la modulación}$$

Sabiendo esto, en los casos en los que no hay datos suficientes para hacer el cálculo contando errores, podemos estimar el BER, que es la cantidad de bits recibidos con errores dividida por la cantidad total de bits recibidos, como:

$$\text{BER} = \left(\frac{1}{\log_2(M)}\right) P_e$$

En el código hemos considerado como BER=0, a todos los valores de BER que están por debajo de 10^{-10} .

Para estimar la probabilidad de error de símbolo P_e hay que tener en cuenta la modulación en cada caso, que puede ser QPSK (*Quadrature Phase Shift Keying*) o M-QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*).

- Para la modulación QPSK se aplica lo siguiente:

$$P_{e \text{ QPSK}} = 2 Q\left(2 \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{2M}\right)\right); \text{ donde M es 4 en este caso.}$$

- Para las modulaciones M-QAM se aplica lo siguiente:

$$P_{e \text{ M-QAM}} = 4 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q\left(\sqrt{\frac{3}{M-1}} \frac{E_s}{N_0}\right); \text{ donde M en nuestro caso puede ser 16, 64 ó 256.}$$

5. Resultados

En este capítulo de resultados se van a presentar los resultados de las constelaciones obtenidas con la demo utilizada, explicando lo que se observa en cada imagen, en el siguiente apartado se comentará el significado de los resultados obtenidos y, por último, se compararán los cuatro modelos de canal.

5.1. Presentación de resultados

La demo utilizada ilustra un sistema MIMO-OFDM de un solo usuario donde el máximo número de antenas transmisoras es 1024, el de antenas receptoras es 32, y un máximo de 64 flujos de datos independientes.

Para presentar los resultados se han variado los parámetros *prm.numSTS*, *prm.numTx*, *prm.numRx*, que son el número de flujos de datos, el número de antenas transmisoras y el número de antenas receptoras respectivamente.

Como decíamos en la explicación del código hay 4 tipos de modulaciones en la simulación: QPSK, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM. Por lo tanto, vamos a modificar el parámetro *prm.bitsPerSubCarrier* para elegir la modulación.

Para los resultados que se van a comentar en este capítulo se ha fijado la figura de ruido (NFig) a un valor de 10 dB.

La simulación como hemos dicho anteriormente ofrece 4 modelos de canales diferentes y en este capítulo se observarán las diferencias de comportamiento del sistema y entre ellos.

Comenzamos describiendo lo que vamos a ver en cada una de las figuras.

Vamos a comentar como ejemplo la Figura 18 que corresponde con un modelo de canal WINNER II con 8 antenas transmisoras (*prm.numTx*), 16 antenas receptoras (*prm.numRx*) y 8 flujos de datos (*prm.numSTS*). En la parte izquierda de la imagen se encuentra la constelación, en este caso se trata de una modulación QPSK. En la parte derecha se especifica el valor de una serie de parámetros que se explica a continuación.

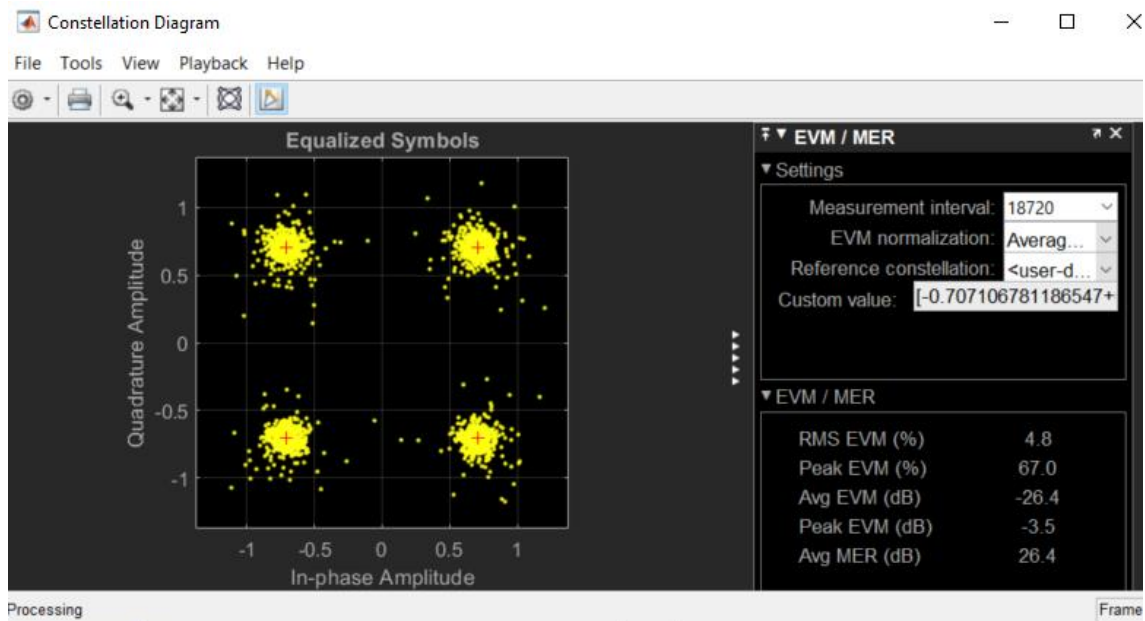


Figura 18. Representación de la constelación con modulación QPSK de un modelo de canal WINNER II

Los parámetros que se observan en la parte derecha son:

- RMS (*Root Mean Square*) EVM (%) → Es la raíz cuadrada de la media de los cuadrados de todos los valores calculados de EVM en porcentaje.
- Peak EVM (%) → Es el valor de EVM calculado más alto de todos los valores de entrada en porcentaje.
- Avg EVM (dB) → Media de la magnitud del vector de error que se va a considerar como el valor de EVM para el cálculo de BER y de SNR.
- Peak EVM (dB) → Es el valor de EVM calculado más alto de todos los valores de entrada en decibelios.
- Avg MER (*Modulation Error Ratio*) (dB) → Media de la tasa error de modulación, que se puede definir como la relación entre la potencia media de la señal recibida y la potencia media de error, que mide la relación señal-ruido (SNR) en aplicaciones de modulación digital.

Únicamente se va a utilizar el parámetro Avg EVM (dB) que se considera como el valor de EVM tanto para el cálculo de BER como de SNR.

En cuanto a la constelación que se observa en cada una de las imágenes, primero se comenta cómo se representa y cómo se debe interpretar.

Un diagrama de constelación es una representación geométrica de señales donde se visualizan todos los símbolos posibles a la salida de un modulador o a la salida del canal, en un modelo proyectado sobre el espacio de señales. Para poder llevar a cabo esta

representación la señal se divide en dos componentes, la componente en fase (I) que se proyecta en el eje x y la componente en cuadratura (Q) que se proyecta en el eje y, esto se denomina constelación I-Q [22].

Estos símbolos se representan en este plano y se denominan puntos de constelación, que son los puntos amarillos que se ven en la Figura 16.

En un canal de transmisión ideal todos los símbolos son reconocidos sin errores y son los que se representan con una cruz roja en la imagen indicando que esos serían los símbolos ideales. Los símbolos recibidos y afectados por ruido u otro tipo de dispersión están representados a su alrededor.

A medida que se aumenta la eficiencia de la modulación se transmiten más bit por símbolo y a igualdad de condiciones del canal se ven los puntos de la constelación más dispersos.

Para resumir los resultados de las constelaciones, y únicamente ilustrar las simulaciones que sean más significativas, se presenta la Tabla 2 con los resultados de los valores de SNR y de BER estimados en función de los parámetros que se modifican, clasificados por modelo de canal, por número de antenas transmisoras (TX), antenas receptoras (RX) y flujos de datos (STS), y por tipo de modulación (QPSK, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM). En la tabla los valores “0” de BER representan un valor muy pequeño (menor de 10^{-10}), no significativo.

			QPSK		16-QAM		64-QAM		256-QAM		
	TX	RX	STS	SNR	BER	SNR	BER	SNR	BER	SNR	BER
WINNER II	8	8	8	26,3	0	26,7	0	28,2	$2,088 \cdot 10^{-5}$	30	$3,572 \cdot 10^{-3}$
	16	4	4	38,6	0	32,4	0	38,5	0	36,2	$1,748 \cdot 10^{-7}$
	16	8	8	26,4	0	26,5	0	27,9	$3,699 \cdot 10^{-5}$	31	$1,4954 \cdot 10^{-3}$
	16	16	16	15,8	$4,254 \cdot 10^{-4}$	10	$1,196 \cdot 10^{-1}$	11,4	$1,6466 \cdot 10^{-1}$	21,8	$8,0818 \cdot 10^{-2}$
	32	16	16	19,5	$1,44 \cdot 10^{-7}$	21,8	$3,913 \cdot 10^{-5}$	21,5	$1,899 \cdot 10^{-2}$	24	$5,2958 \cdot 10^{-2}$
	16	32	16	33,6	0	33,5	0	33,9	0	34	$2,6288 \cdot 10^{-5}$
	32	32	32	19,4	$2,20 \cdot 10^{-7}$	20	$5,87 \cdot 10^{-4}$	23,2	$7,502 \cdot 10^{-3}$	24,3	$4,881 \cdot 10^{-2}$
Scattering	8	8	8	79,8	0	79,9	0	80,1	0	78,7	0
	16	4	4	98,8	0	99,7	0	99,7	0	99,9	0
	16	8	8	81,8	0	81,9	0	82,1	0	80,5	0
	16	16	16	28,9	0	30,2	0	30,4	$1,101 \cdot 10^{-7}$	32,1	$4,6734 \cdot 10^{-4}$
	32	16	16	30,6	0	31,8	0	31,9	0	33,5	$6,9 \cdot 10^{-5}$
	16	32	16	31,6	0	32,6	0	29,9	$4,11 \cdot 10^{-7}$	31,7	$7,455 \cdot 10^{-3}$
	32	32	32	-14,2	$4,581 \cdot 10^{-1}$	-11,6	$3,46 \cdot 10^{-1}$	-30,5	$2,78 \cdot 10^{-1}$	-12,8	$2,32 \cdot 10^{-1}$
Scattering Fcn	8	8	8	73,8	0	78,4	0	73,3	0	74,2	0
	16	4	4	73,4	0	73,4	0	84,9	0	86,3	0
	16	8	8	55,8	0	67,4	0	64,3	0	71,8	0
	16	16	16	59,5	0	58,7	0	60,1	0	57,1	0
	32	16	16	53	0	47,6	0	52,7	0	45,8	0
	16	32	16	66,6	0	66,3	0	66,7	0	67,1	0
	32	32	32	20,9	0	36	0	28,6	$8,82 \cdot 10^{-6}$	30,2	$3,11 \cdot 10^{-3}$
StaticFlat	8	8	8	84,9	0	80,9	0	87	0	84,9	0
	16	4	4	90,4	0	97,6	0	89,3	0	95,3	0
	16	8	8	86,8	0	87	0	88,1	0	86,6	0
	16	16	16	73,3	0	70	0	78,5	0	74,9	0
	32	16	16	66,6	0	74,9	0	72,2	0	70,4	0
	16	32	16	86,9	0	86,9	0	86,4	0	87,2	0
	32	32	32	58,6	0	67,1	0	59,7	0	64,3	0

Tabla 2. Valores de BER y SNR con los diferentes valores de antenas trasmisoras (TX), antenas receptoras (RX) y flujos de datos (STS).

Los casos que faltan con muy pocas antenas transmisoras y receptoras no se han incluido en la tabla, ya que en ese caso todos los modelos de canal conducen a muy pocos errores y no se aprecian apenas diferencias entre las diversas configuraciones.

En la tabla se observa que el modelo de canal WINNER II es el canal con un mayor SNR en casi todas las combinaciones de número de antenas transmisoras y receptoras, así como en las 4 modulaciones, y por tanto valores de BER significativos. Esto es debido a que es el canal con características más reales, en cuanto al escenario escogido en la simulación, que es el *urban microcell*.

En el modelo de canal Scattering también se ven valores de BER significativos pero en menos casos que el anterior. Para el canal ScatteringFcn se observa que la mayoría de los valores de BER tienden a valores no significativos, pero a medida que la modulación es de mayor orden los errores aumentan pero no tanto como en Scattering.

Para el caso del modelo de canal StaticFlat se observa que tiene unos valores de SNR muy altos, y por tanto unos valores de BER prácticamente nulos, y aunque se aumente el orden de la modulación no aumentan los errores tanto para que sean significativos, esto se debe a que se comporta como un canal casi ideal.

Con ayuda de esta tabla, con los resultados numéricos y con las constelaciones representadas a continuación, se compararán los diferentes modelos de canal en el apartado 5.3 “*Comparativa de los diferentes modelos de canal*”.

A continuación, se representan los casos simulados que son más significativos para cada modelo de canal, a fin de poder compararlos.

5.1.1. WINNER II

En este apartado se representan algunas de las constelaciones correspondientes a la aplicación de este modelo de canal.

En primer lugar, se utiliza un modelo WINNERII con 16 antenas transmisoras, 16 receptoras y 16 flujos de datos. Como se puede observar en las constelaciones de los distintos tipos de modulación (ver Figuras 19 a 22), los puntos amarillos que son los símbolos que se transmiten no quedan todos alrededor de un círculo, sino que están bastante dispersos. Debido a esto tenemos un valor de EVM alto, que vemos en la parte derecha, lo que da lugar a un valor de SNR bajo y un BER significativo en todas las modulaciones. Observamos en las modulaciones 16-QAM y 64-QAM tienen un SNR mejor que la modulación QPSK, esto es debido a que el nivel de ruido es alto y la modulación tiene muchos puntos, por lo tanto la estimación de EVM no es muy precisa.

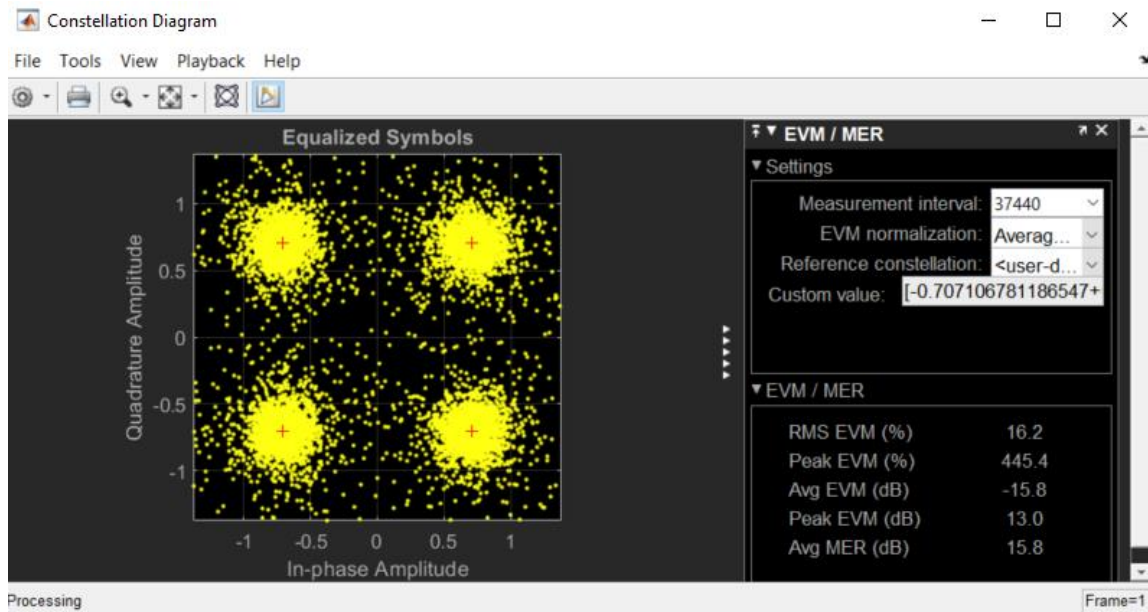


Figura 19. Representación de la constelación con modulación QPSK que da lugar a SNR=15.8 dB y BER=4.284789 10^{-4}

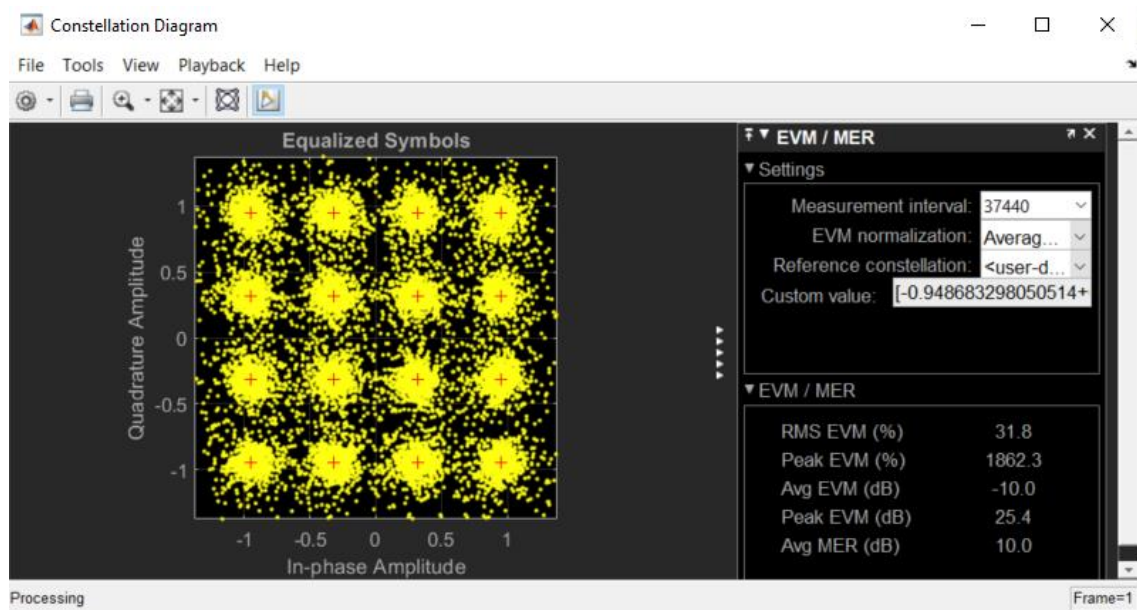


Figura 20. Representación de la constelación con modulación 16-QAM que da lugar a SNR=10 dB y BER=1.196371 10^{-1}

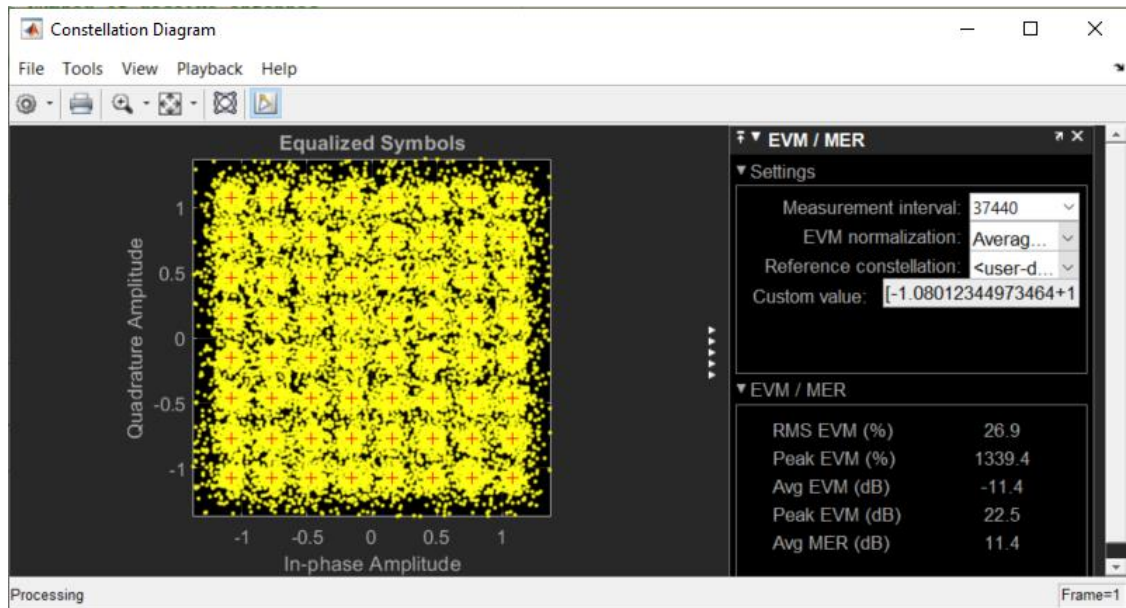


Figura 21. Representación de la constelación con modulación 64-QAM que da lugar a SNR=11.4 dB y BER=1.646603 10^{-1}

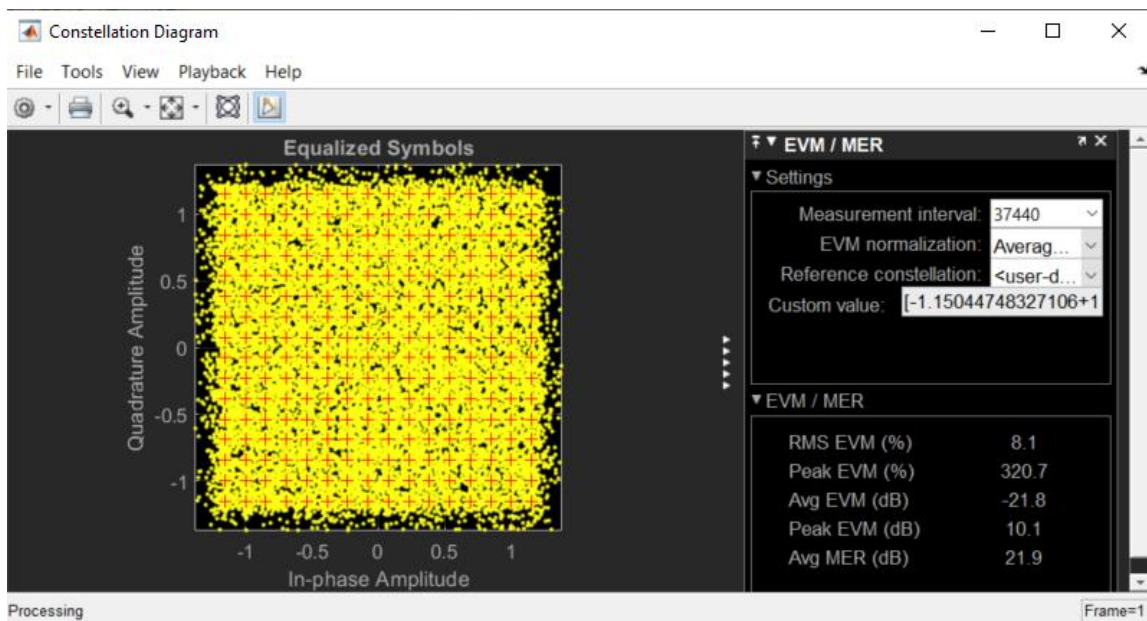


Figura 22. Representación de la constelación con modulación 256-QAM que da lugar a SNR=21.8 dB y BER=8.018147 10^{-2}

Las constelaciones que se representan a continuación corresponden con un modelo WINNERII de 32 antenas trasmisoras, 16 receptoras y 16 flujos de datos. Observamos (ver Figuras 23 a 26) que, a diferencia del caso anterior, están menos dispersos los símbolos y por lo tanto el valor de EVM disminuye, el de SNR aumenta y el valor de BER es menor en todas las modulaciones.

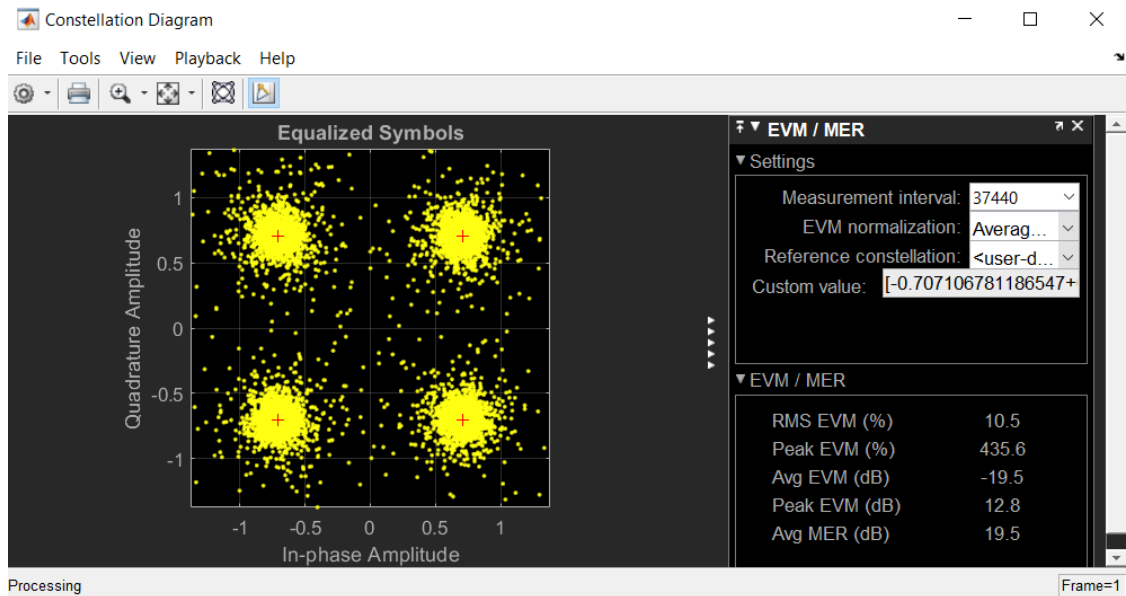


Figura 23. Representación de la constelación con modulación QPSK que da lugar a SNR=19.5 dB y BER=1.444045 10^{-7}

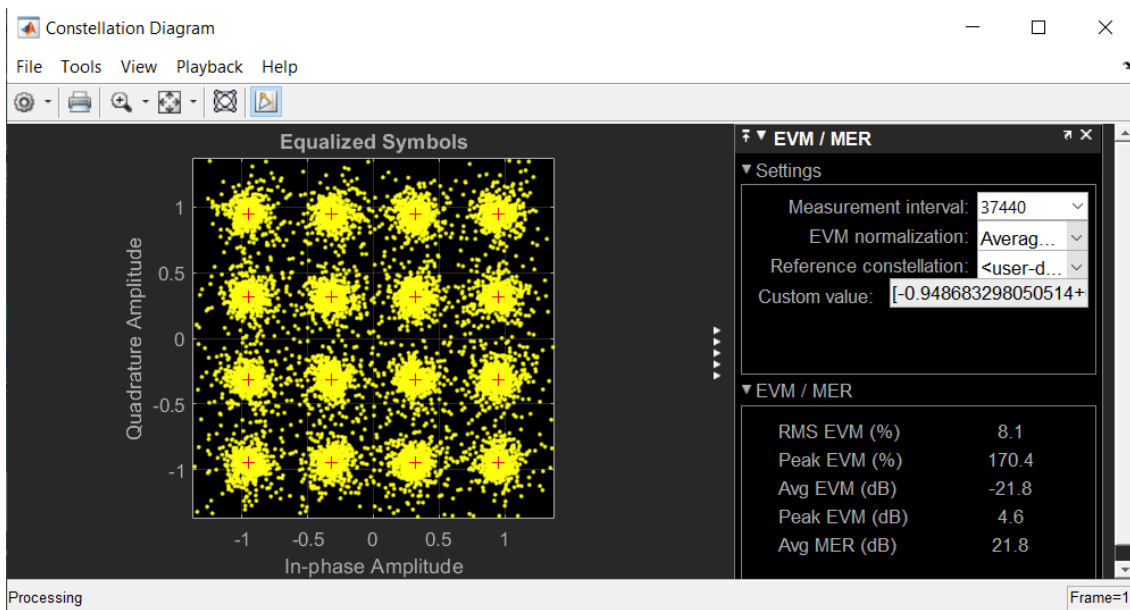


Figura 24. Representación de la constelación con modulación 16-QAM que da lugar a SNR=21.8 dB y BER=3.913690 10^{-5}

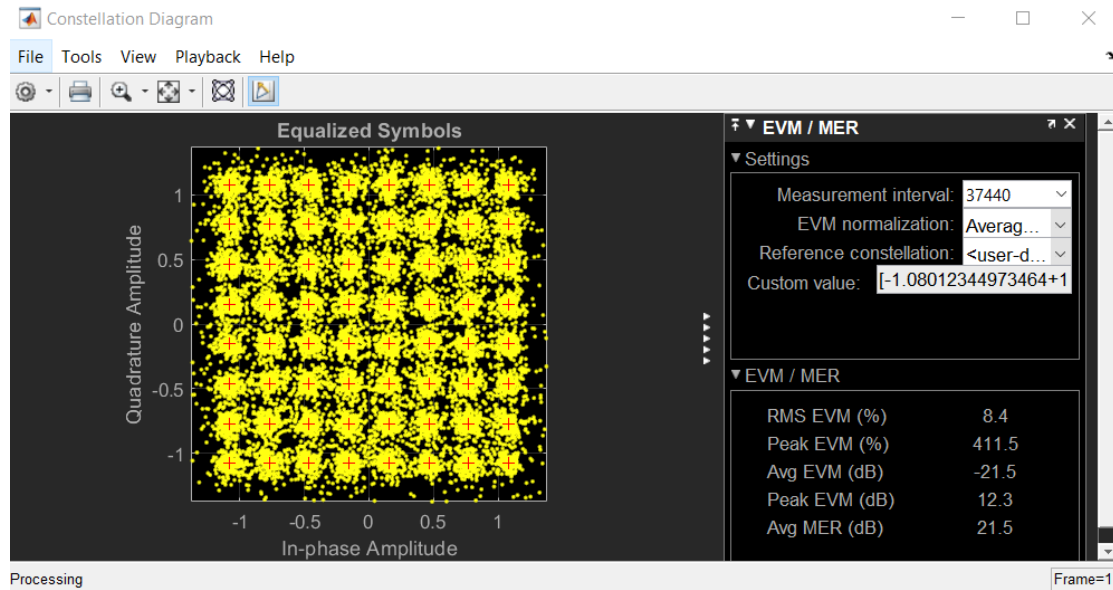


Figura 25. Representación de la constelación con modulación 64-QAM que da lugar a $SNR=21.5$ dB y $BER=1.899492 \cdot 10^{-2}$

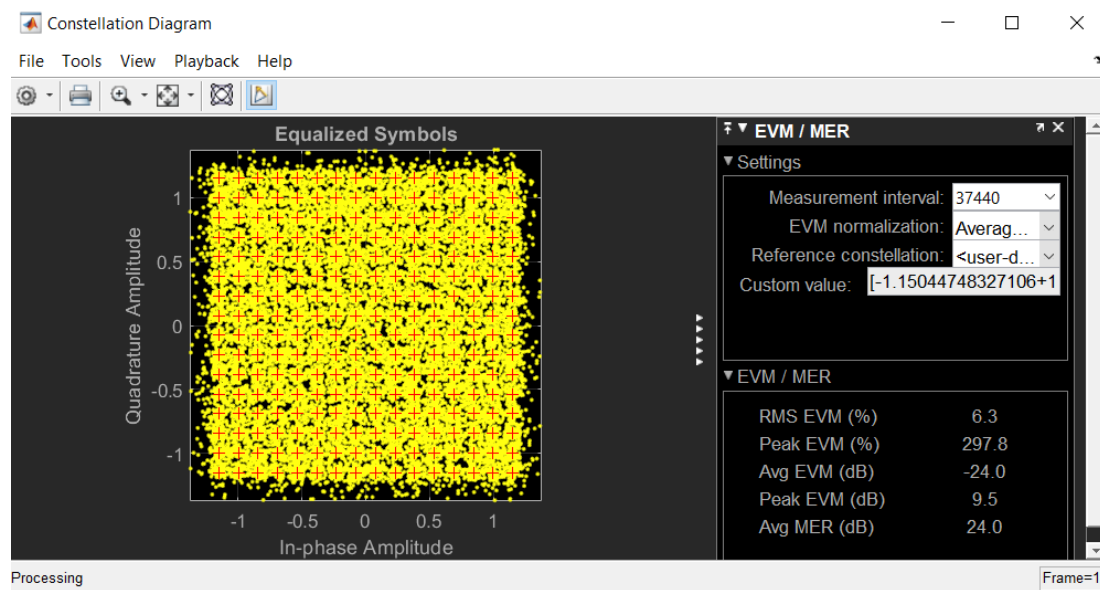


Figura 26. Representación de la constelación con modulación 256-QAM que da lugar a $SNR=24$ dB y $BER=5.295830 \cdot 10^{-2}$

Por último, las constelaciones que se representan a continuación corresponden con un modelo WINNERII de 32 antenas transmisoras, 32 receptoras y 32 flujos de datos. Este es el caso con mayor número de antenas receptoras y transmisoras, y como vemos (Figuras 27 a 30) los valores son muy similares al caso anterior, aunque se aprecian más errores, y por tanto peores valores de BER.

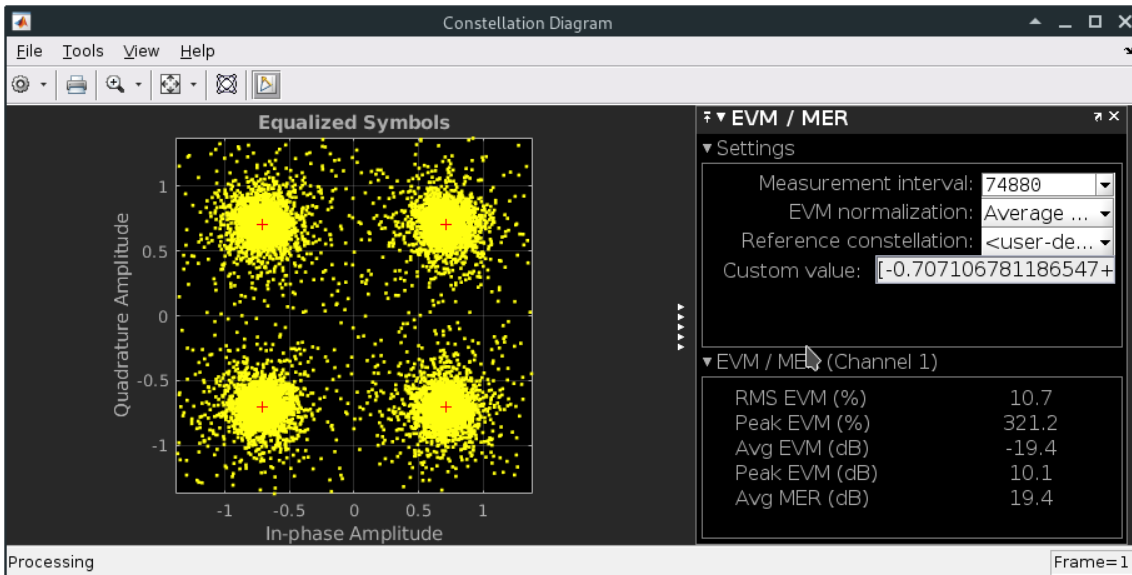


Figura 27. Representación de la constelación con modulación QPSK que da lugar a SNR=19.4 dB y BER= $2.200556 \cdot 10^{-7}$

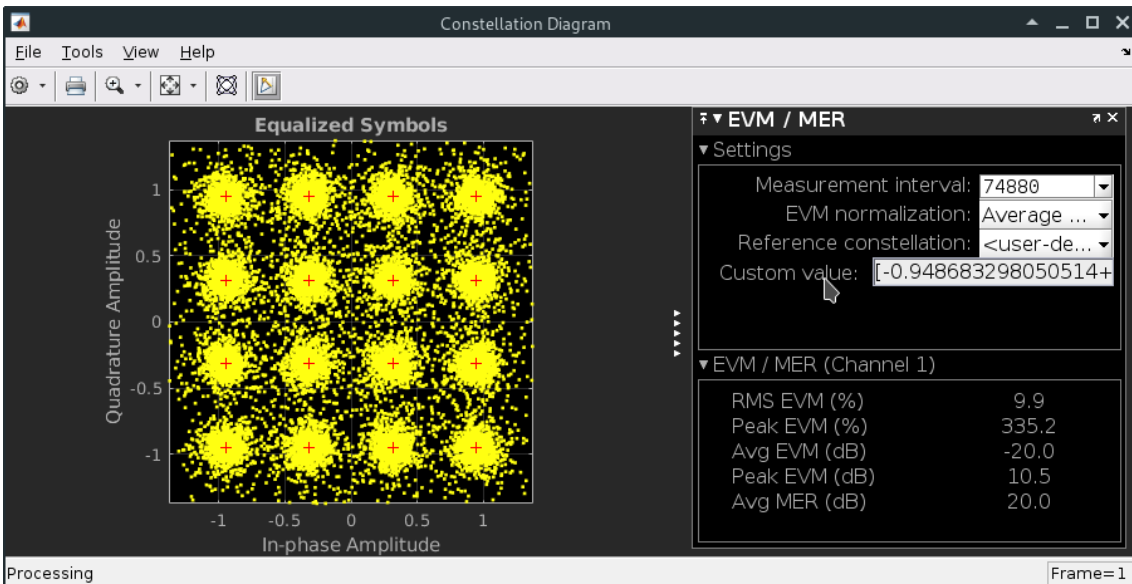


Figura 28. Representación de la constelación con modulación 16-QAM que da lugar a SNR=20 dB y BER= $5.870258 \cdot 10^{-4}$

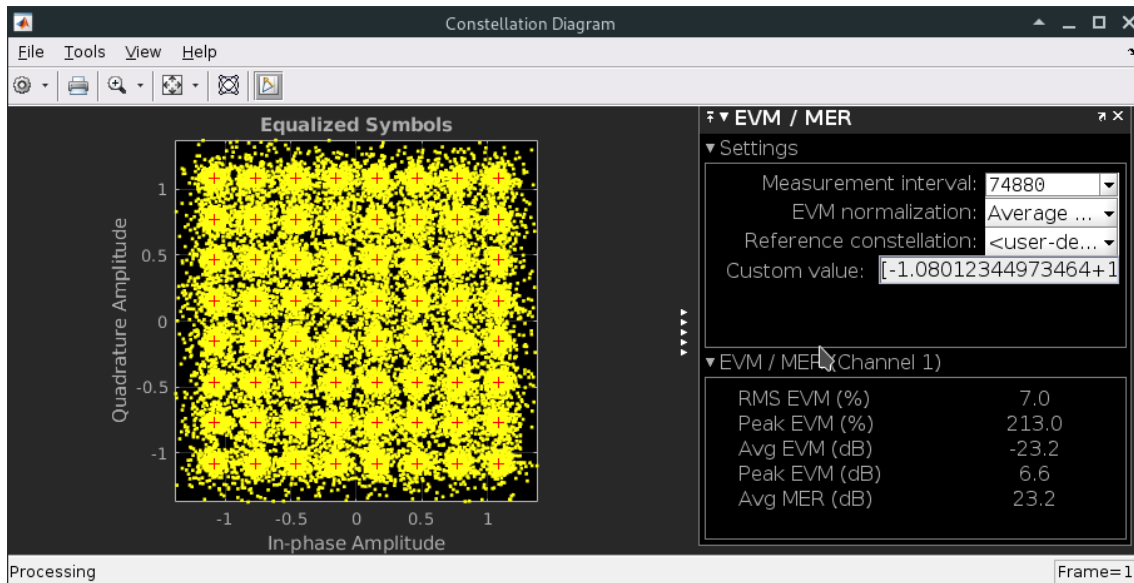


Figura 29. Representación de la constelación con modulación 64-QAM que da lugar a SNR=23.2 dB y BER= $7.502664 \cdot 10^{-3}$

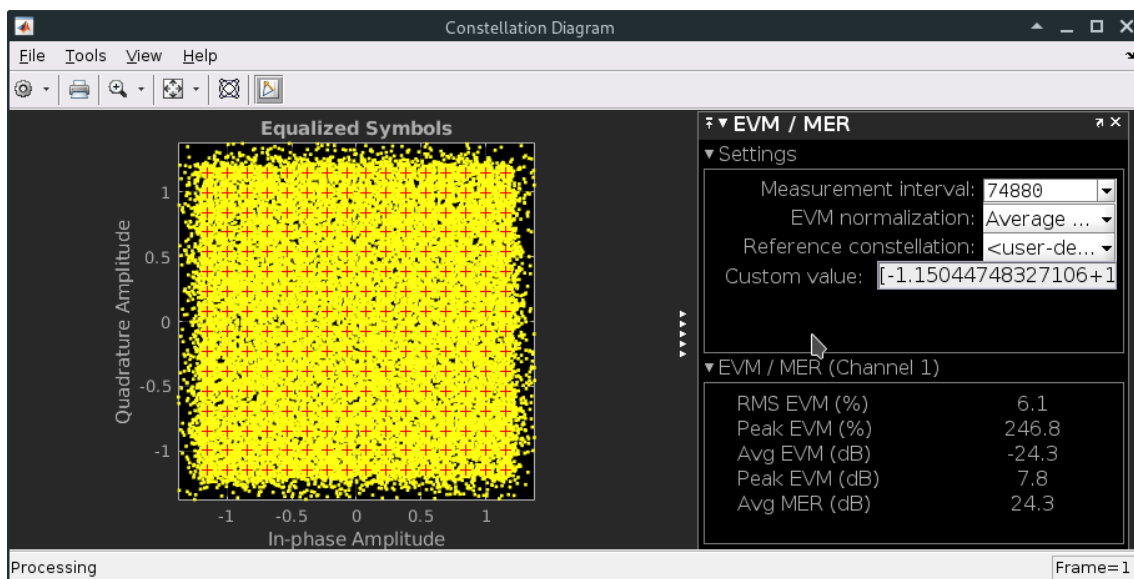


Figura 30. Representación de la constelación con modulación 256-QAM que da lugar a SNR=24.3 dB y BER= $4.881852 \cdot 10^{-2}$

5.1.2. Scattering

Se van a presentar algunas de las constelaciones correspondientes al uso del modelo de canal Scattering.

Las constelaciones que se representan a continuación corresponden a un modelo Scattering de 16 antenas transmisoras, 16 receptoras y 16 flujos de datos. Observamos (ver Figuras 31 y 34) que no tienen prácticamente errores de símbolo y se considera el valor

de BER nulo, solo tiene un valor significativo en las modulaciones de mayor orden (Figuras 33 y 34).

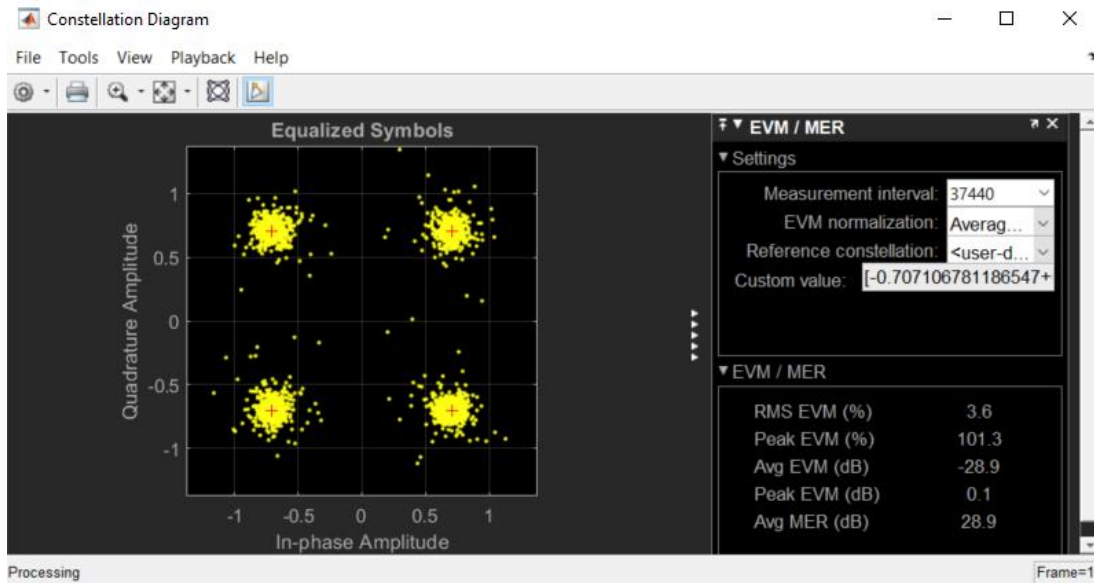


Figura 31. Representación de la constelación con modulación QPSK que da lugar a SNR=28.9 dB y BER no significativo

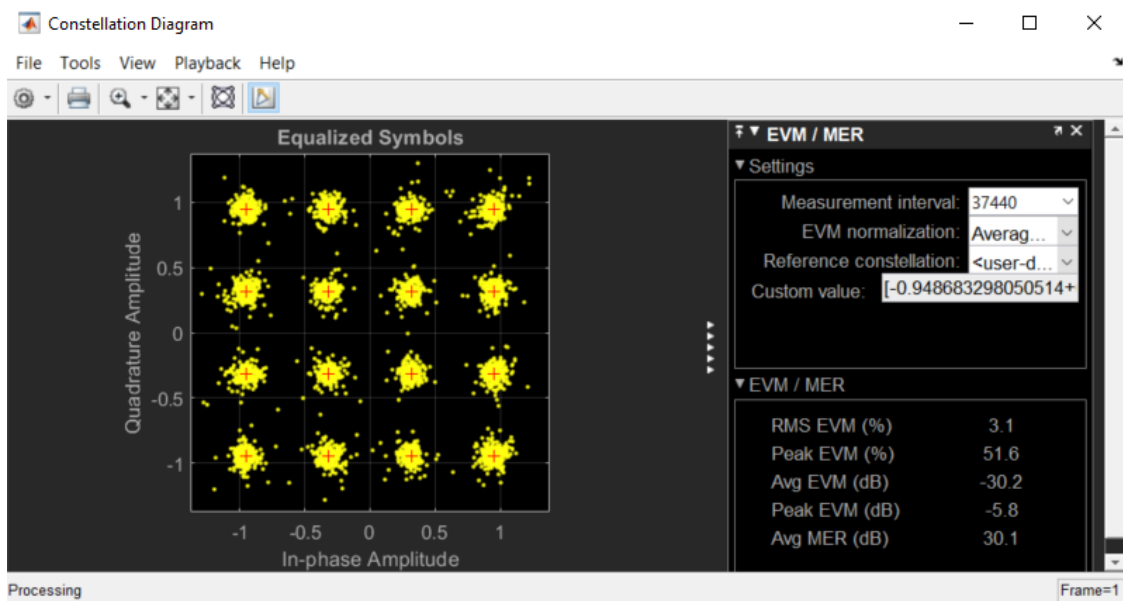


Figura 32. Representación de la constelación con modulación 16-QAM que da lugar a SNR= 30.2 dB y BER no significativo

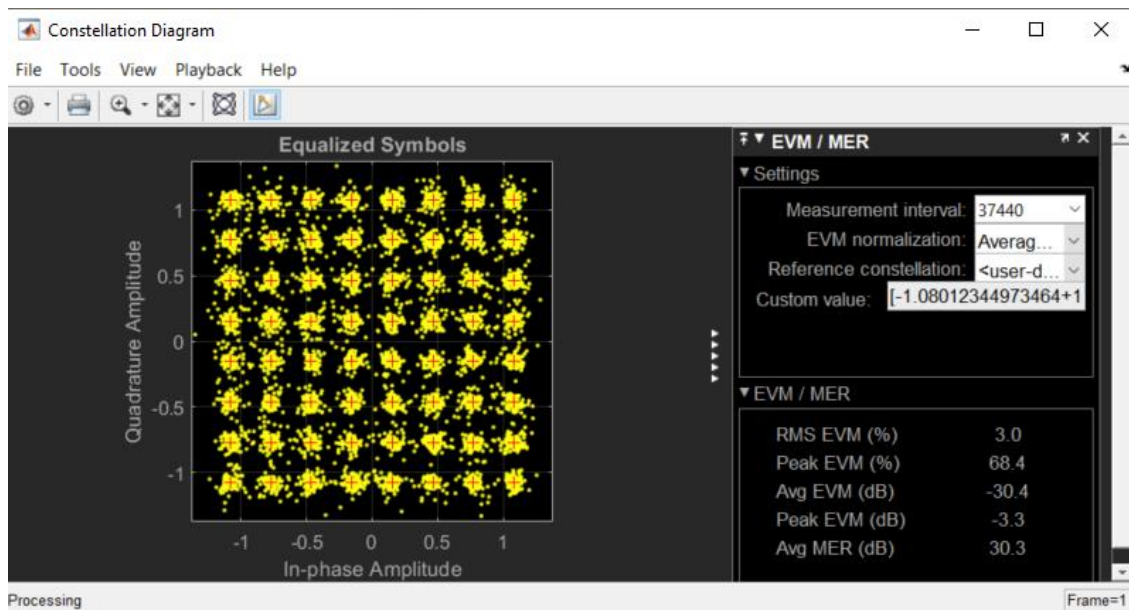


Figura 33. Representación de la constelación con modulación 64-QAM que da lugar a SNR=30.4 dB y BER= $1.101512 \cdot 10^{-7}$

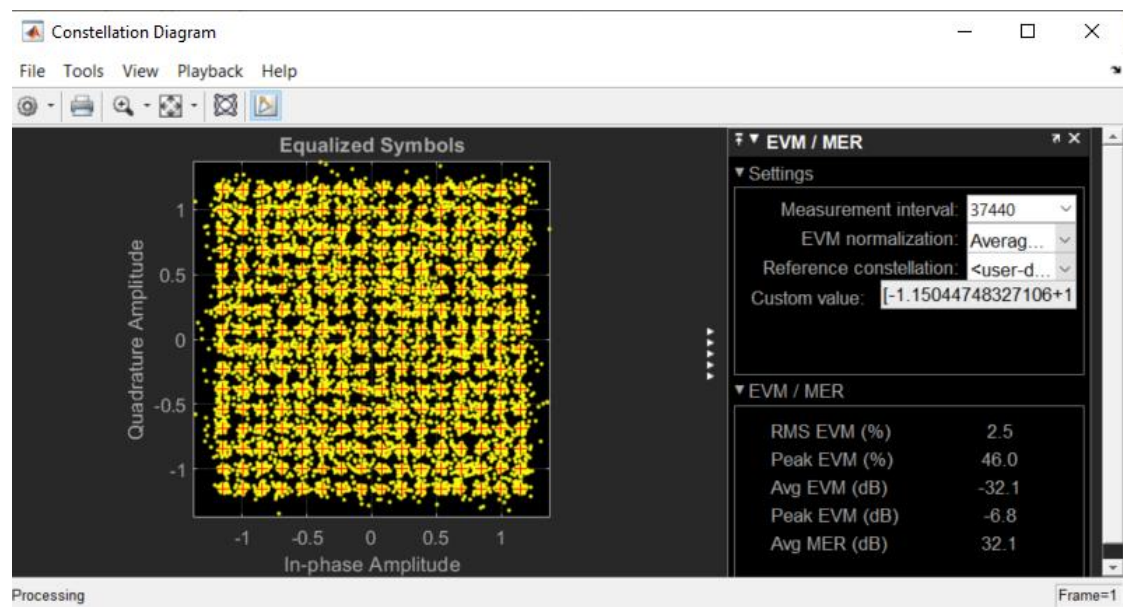


Figura 34. Representación de la constelación con modulación 256-QAM que da lugar a SNR=32.1 dB y BER= $4.673439 \cdot 10^{-4}$

En el siguiente caso se representa la constelación que corresponde con un modelo Scattering de 32 antenas trasmisoras, 16 receptoras y 16 flujos de datos, con una modulación 256-QAM. Solo se incluye esta representación dado que en las demás modulaciones no se aprecian prácticamente errores y son similares al caso anterior. Al ser una modulación de orden mayor a las demás, se puede ver (Figura 35) que la distancia entre símbolos disminuye, y por tanto se producen más errores.

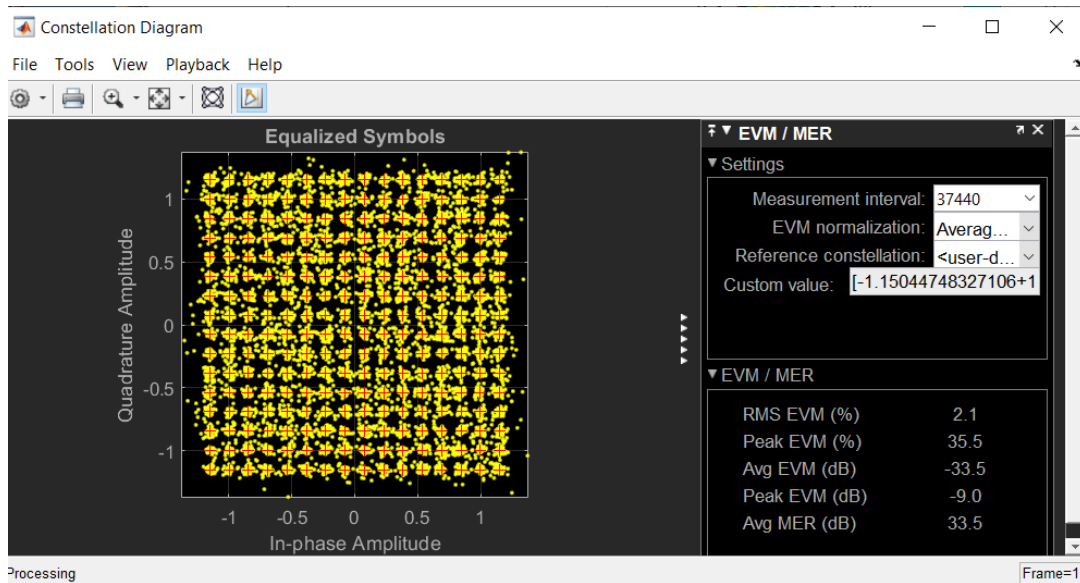


Figura 35. Representación de la constelación con modulación 256-QAM que da lugar a SNR=33.5 dB y BER= $6.900029 \cdot 10^{-5}$

Por último, se representan las constelaciones correspondientes con un modelo Scattering de 32 antenas trasmisoras, 32 receptoras y 32 flujos de datos. Se observa en las constelaciones (Figuras 36 a 39) que no se aprecia apenas distancia entre símbolos, y esto conlleva que tengamos un BER mucho mayor.

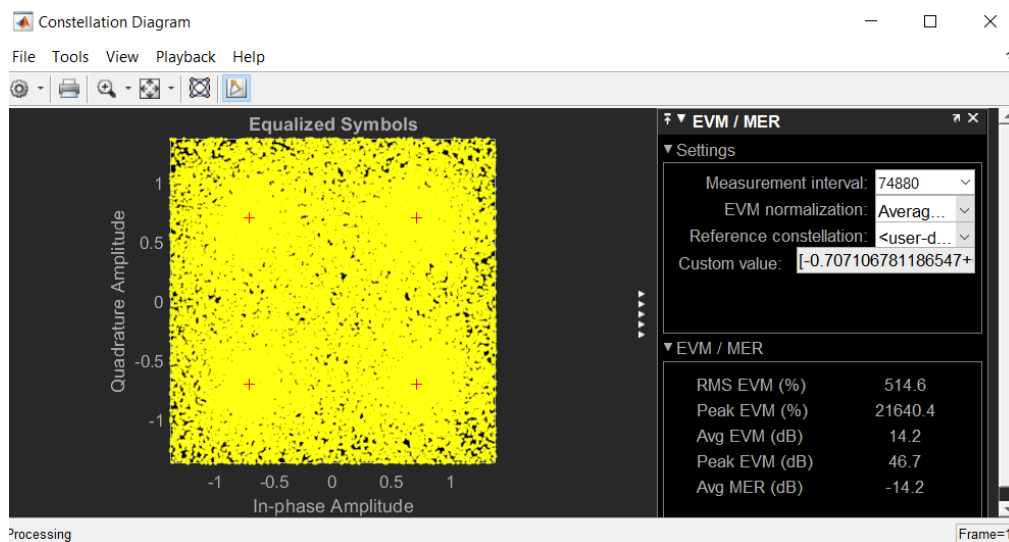


Figura 36. Representación de la constelación con modulación QPSK que da lugar a SNR= -14.2 dB y BER= $4.581178 \cdot 10^{-1}$

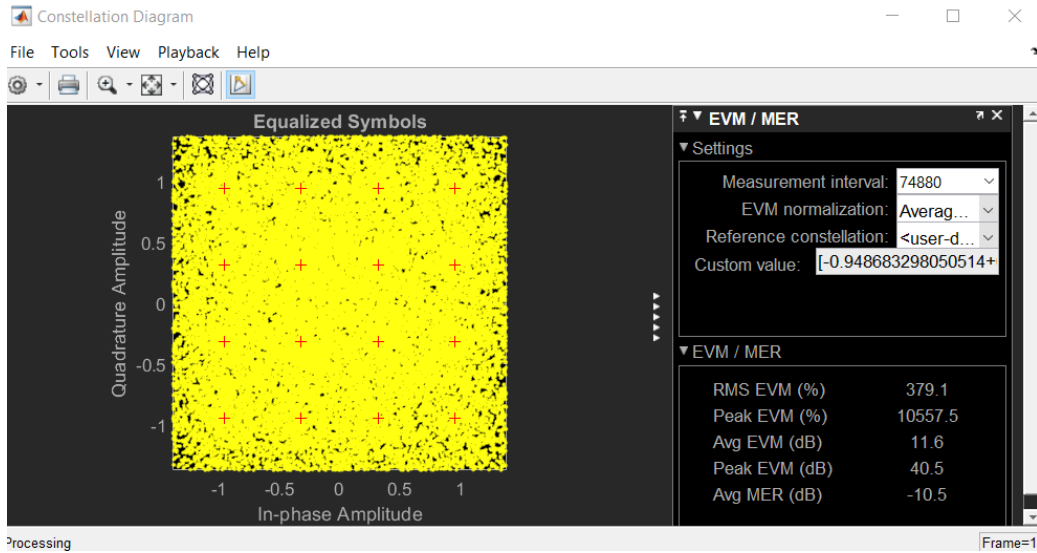


Figura 37. Representación de la constelación con modulación 16-QAM que da lugar a SNR= -11.6 dB y BER= $3.468849 \cdot 10^{-1}$

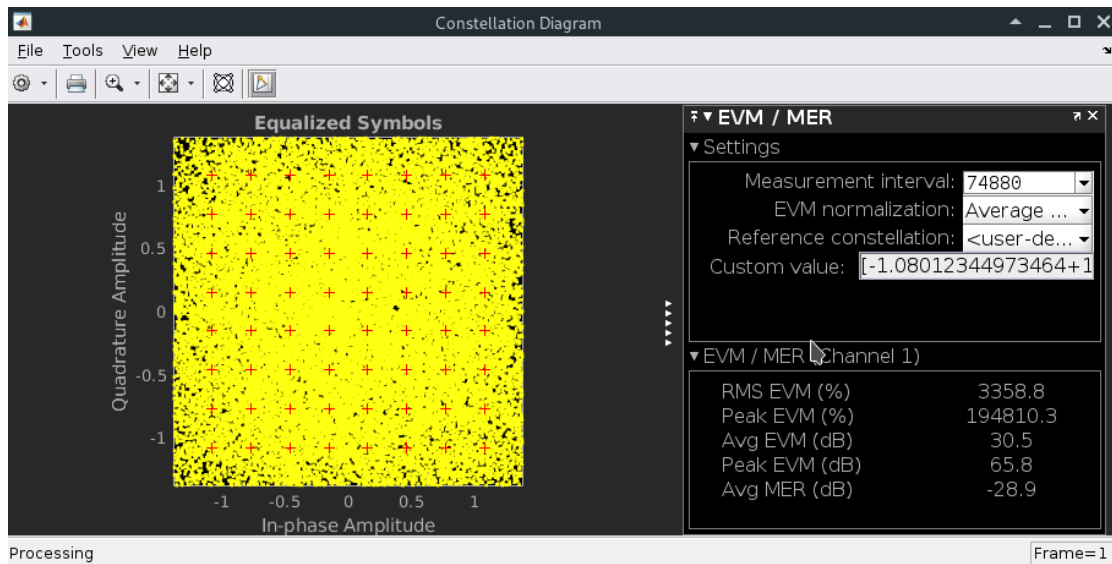


Figura 38. Representación de la constelación con modulación 64-QAM que da lugar a SNR= -30.5 dB y BER= $2.905947 \cdot 10^{-1}$

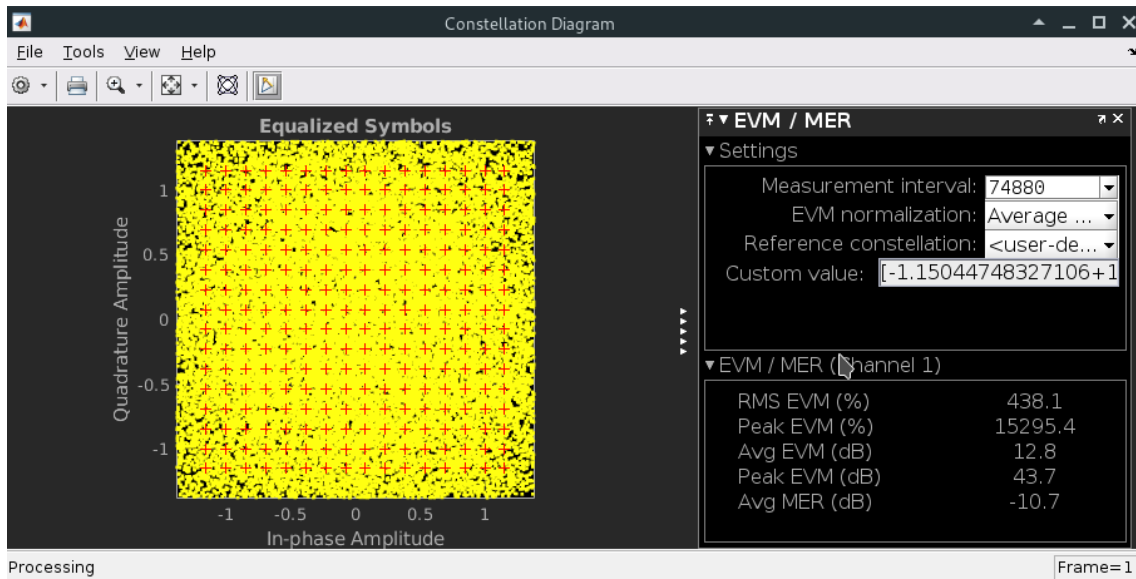


Figura 39. Representación de la constelación con modulación 256-QAM que da lugar a SNR= -12.8 dB y BER= $2.310895 \cdot 10^{-1}$

5.1.3. ScatteringFcn

Las constelaciones que se representan a continuación corresponden con un modelo ScatteringFcn de 32 antenas trasmisoras, 16 receptoras y 16 flujos de dato. Como se puede ver en estas constelaciones (Figuras 40 a 43) no se aprecia apenas los símbolos, y únicamente se ven las cruces rojas, esto quiere decir que los símbolos recibidos no se ven prácticamente afectados y por ello coinciden con las cruces rojas. En este caso el valor de BER es muy pequeño y lo consideramos con valor nulo.

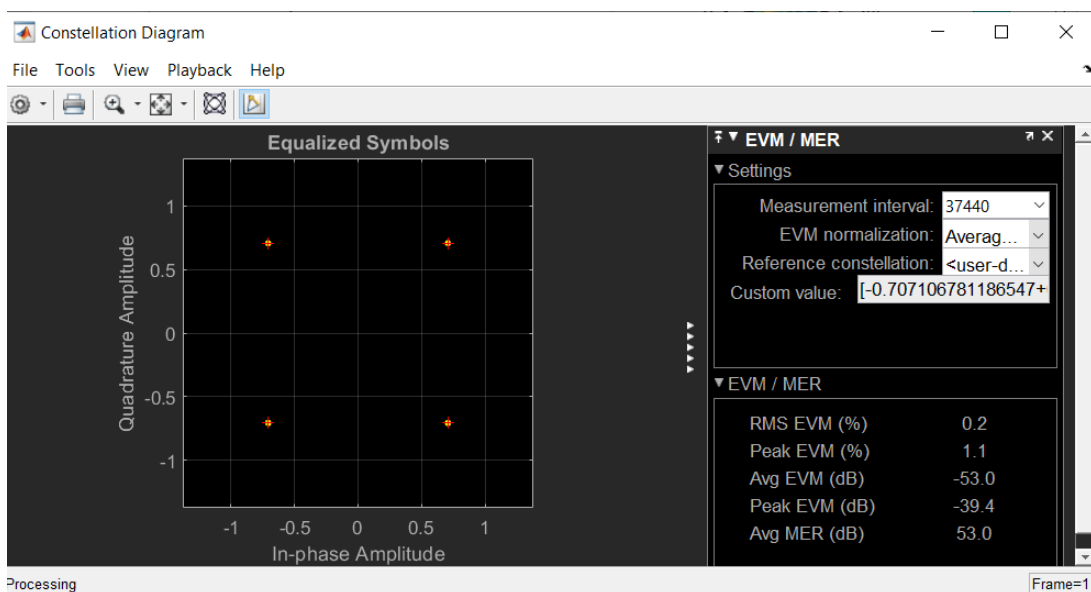


Figura 40. Representación de la constelación con modulación QPSK que da lugar a SNR=53 dB y BER no significativo

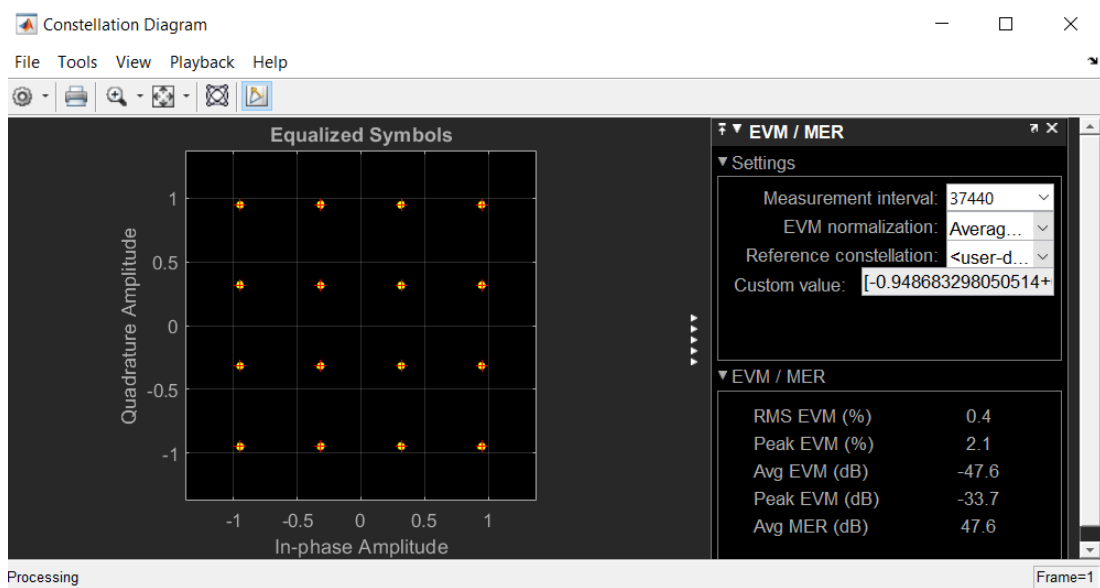


Figura 41. Representación de la constelación con modulación 16-QAM que da lugar a SNR=47.6 dB y BER no significativo

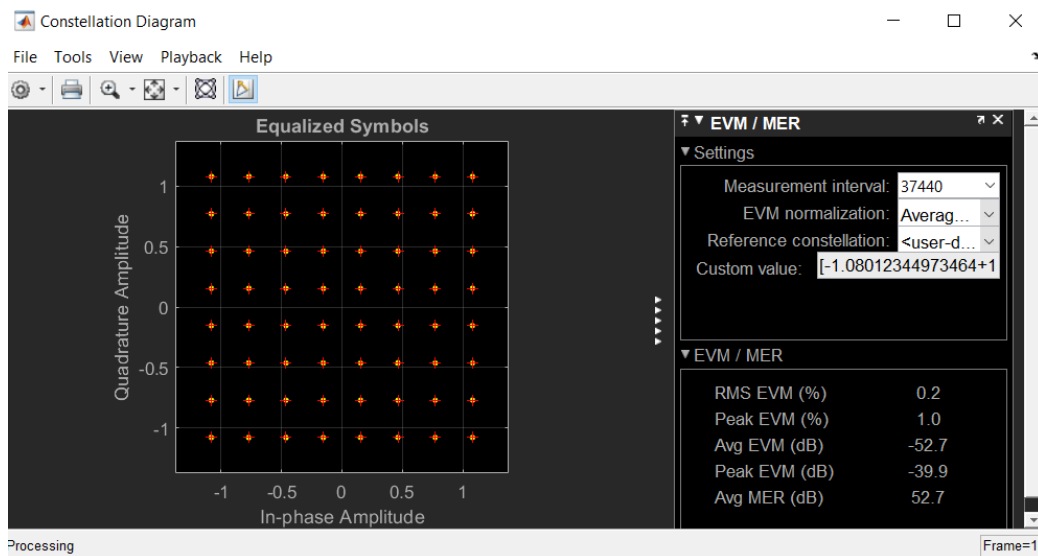


Figura 42. Representación de la constelación con modulación 64-QAM que da lugar a SNR=52.7 dB y BER no significativo

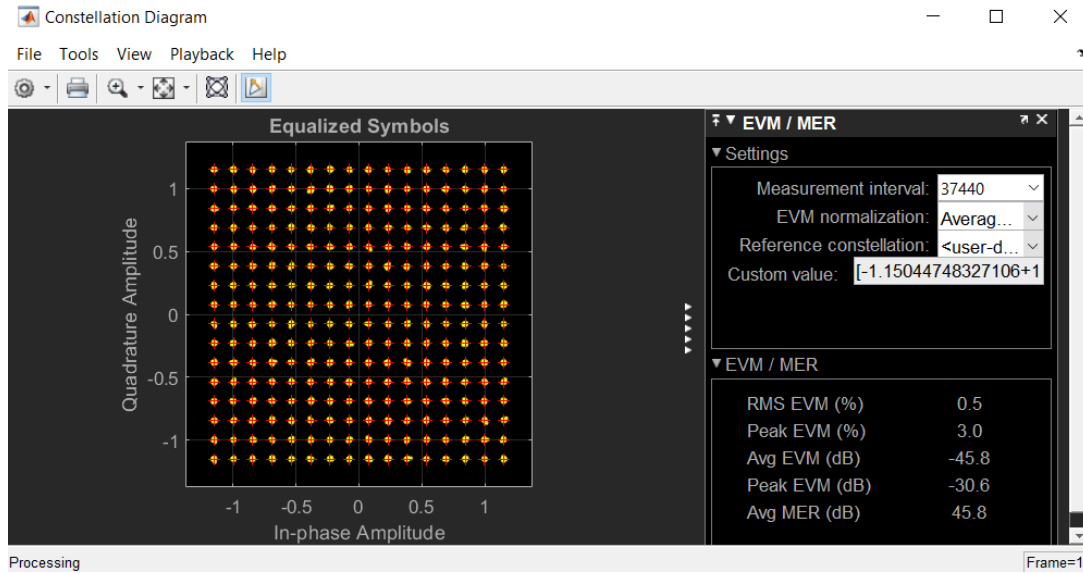


Figura 43. Representación de la constelación con modulación 256-QAM que da lugar a SNR=45.8 dB y BER no significativo

También se representan las constelaciones para el caso de 32 antenas trasmisoras, 32 receptoras y 32 flujos de datos. Como vemos (Figuras 44 a 47) este es el peor caso de este modelo, pero solo tenemos un valor de BER significativo en las modulaciones de orden más alto, 64-QAM y 256-QAM. El valor de BER es muy pequeño en las modulaciones QPSK y 16-QAM por lo que lo consideramos con valor nulo.

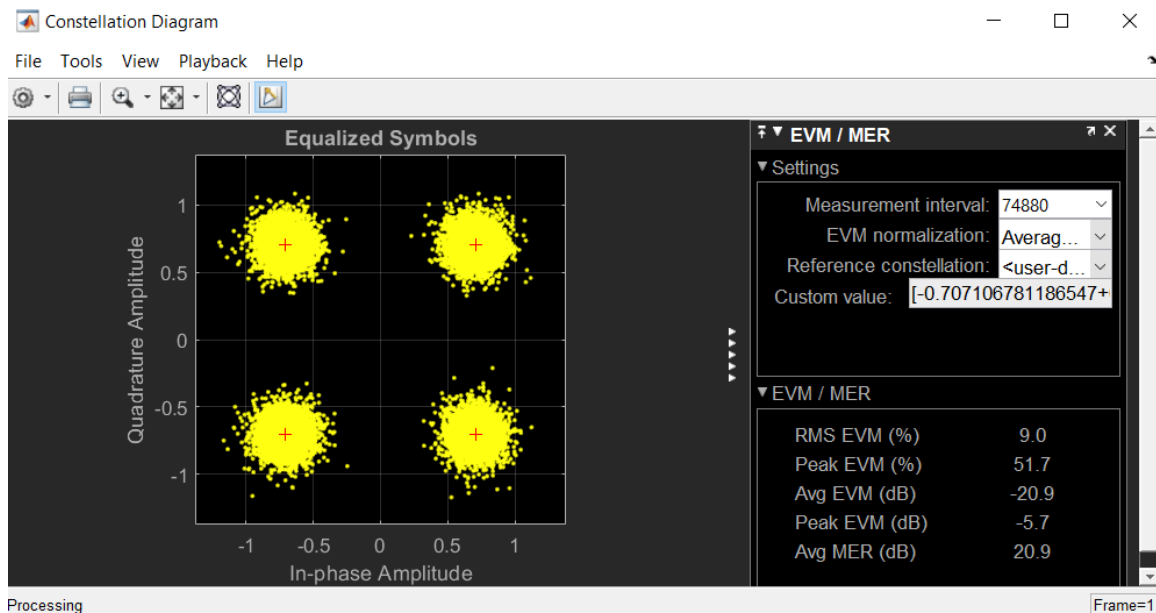


Figura 44. Representación de la constelación con modulación QPSK que da lugar a SNR=20.9 dB y BER no significativo

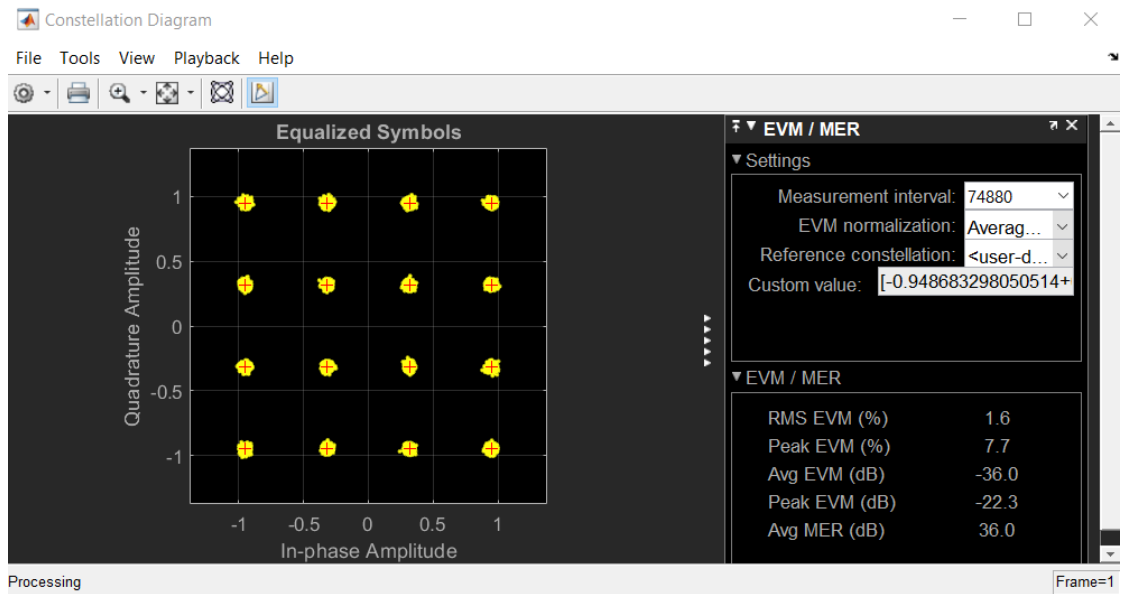


Figura 45. Representación de la constelación con modulación 16-QAM que da lugar a SNR=36 dB y BER no significativo

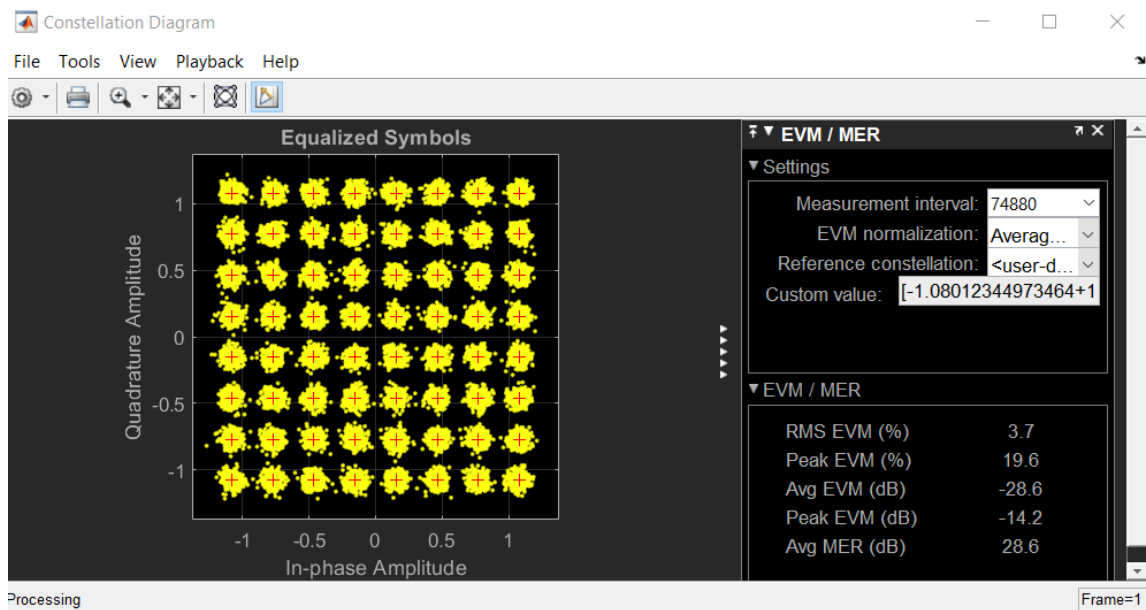


Figura 46. Representación de la constelación con modulación 64-QAM que da lugar a SNR=28.6 y BER=8.822094 10^{-6}

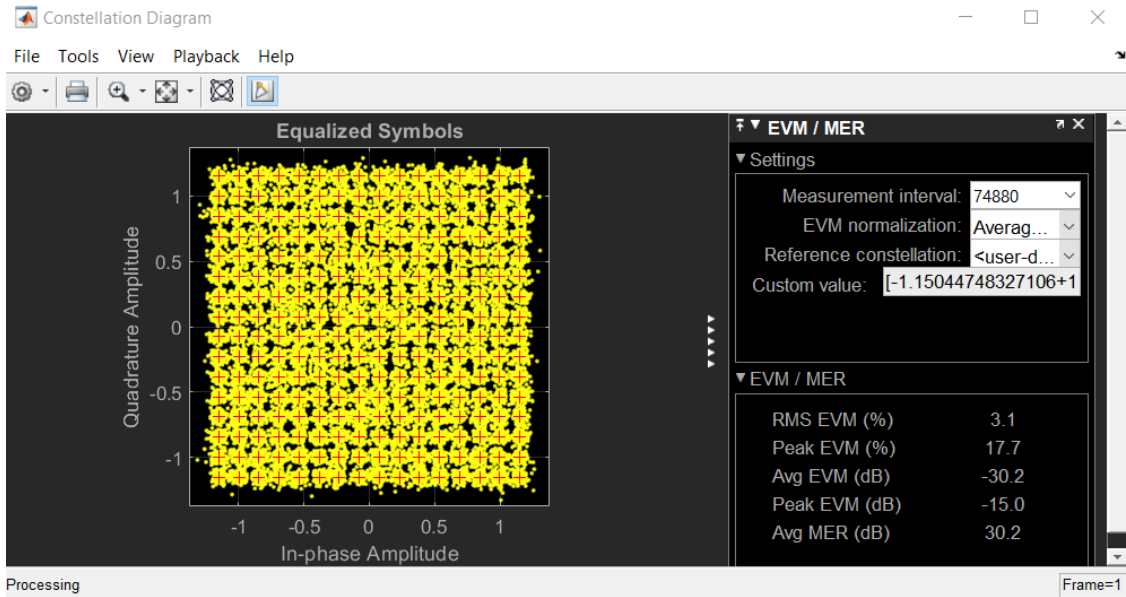


Figura 47. Representación de la constelación con modulación 256-QAM que da lugar a SNR=30.2 dB y BER= $3.113750 \cdot 10^{-3}$

5.1.4. StaticFlat

En este modelo de canal únicamente se va a exponer un ejemplo con 32 antenas trasmisoras, 16 receptoras y 16 flujos de datos, debido a que en este canal los errores no se aprecian para las constelaciones con todas las variaciones de antenas y flujos de datos, y son todas similares. Una constelación recibida con pocos errores se representa con los símbolos recibidos (puntos amarillos) coincidentes con los puntos ideales (cruces rojas). Debido a que no tiene prácticamente errores, el valor de BER es siempre muy pequeño, y por lo tanto, lo consideramos nulo.

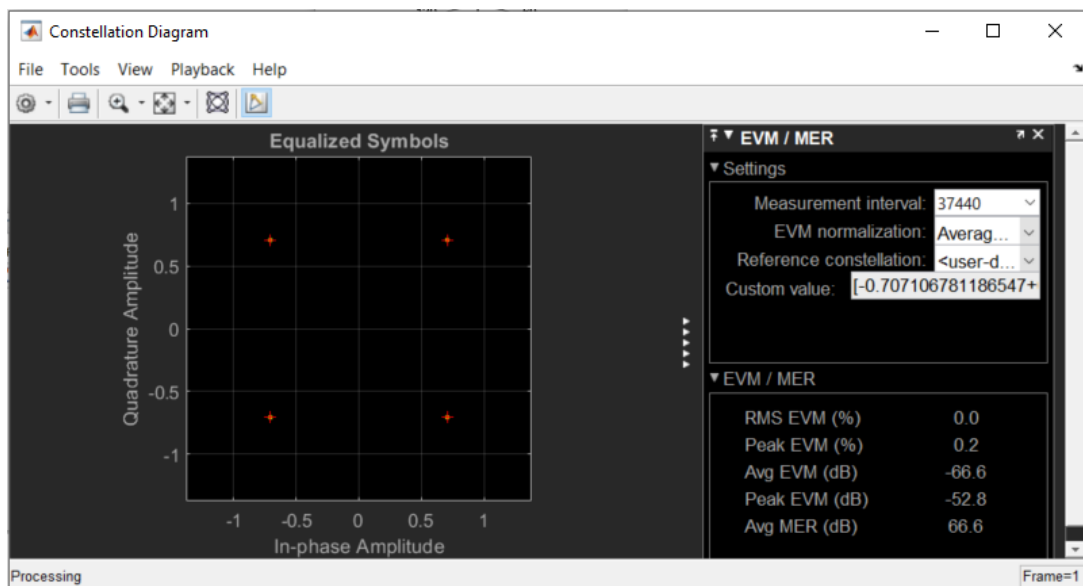


Figura 48. Representación de la constelación con modulación QPSK que da lugar a SNR=66.6 dB y BER no significativo

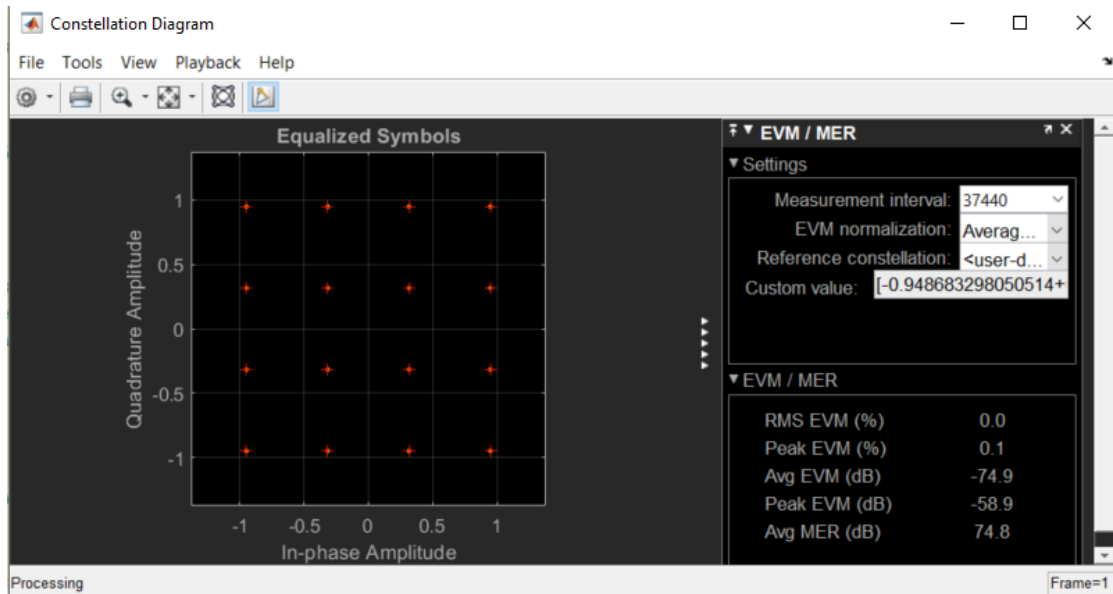


Figura 49. Representación de la constelación con modulación 16-QAM que da lugar a SNR=74.9 dB y BER no significativo

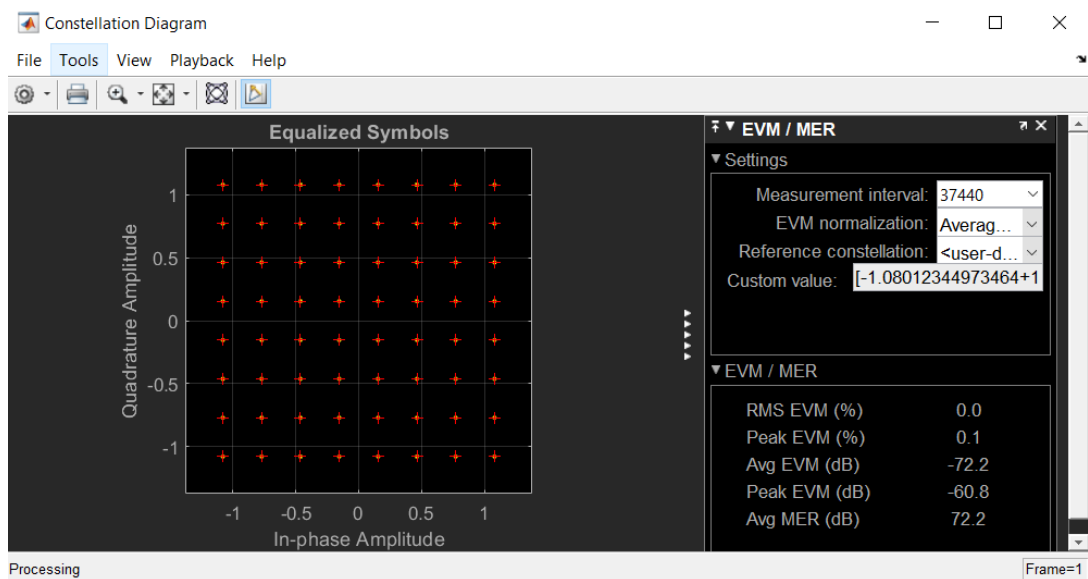


Figura 50. Representación de la constelación con modulación 64-QAM que da lugar a SNR=72.2 dB y BER no significativo

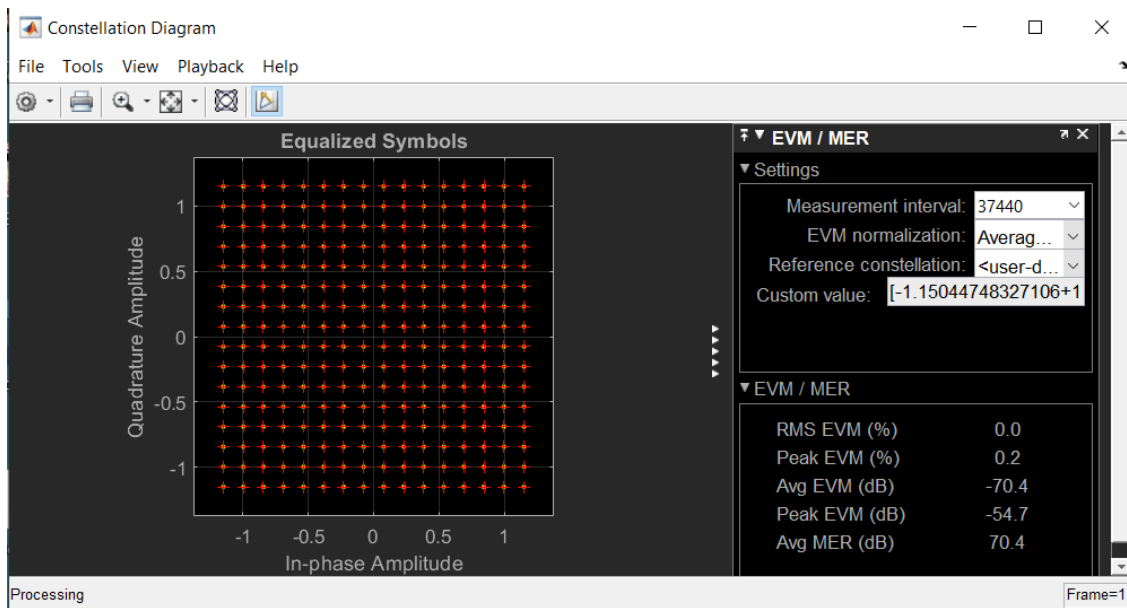


Figura 51. Representación de la constelación con modulación 256-QAM que da lugar a SNR=70.4 dB y BER no significativo

5.2. Discusión

En la presentación de los resultados se han simulado 4 tipos de modulación, en las que se puede observar que a medida que aumenta el orden de la modulación también aumentan los errores.

En una modulación QPSK hay dos bits por símbolo y por lo tanto, hay menos tasa de error de bit, pero al utilizar esta modulación implica que no se puede aumentar el número de símbolos que se envían [24].

En la demo utilizada tenemos, además de QPSK, las modulaciones 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM que permiten que se envíen más cantidad de símbolos permitiendo una tasa de bits mayor en el mismo ancho de banda.

Para tener un orden mayor modulación son importantes las condiciones del enlace, ya que se consigue mayor velocidad de datos, pero también se puede deteriorar el enlace y provocar que la tasa de errores de bit sea mayor.

A medida que aumenta el orden de modulación la distancia entre los puntos del diagrama de constelación disminuye, y existe mayor probabilidad de que se introduzcan errores en los datos. Para que no se produzcan tantos errores es importante que el enlace tenga buena relación señal ruido (SNR), y si se deteriora se debe aumentar el nivel de potencia o reducir el orden de la modulación, pero intentando no disminuir el rendimiento de los datos [25].

Sabiendo todo esto, se observa, en las constelaciones plasmadas en el apartado anterior, a medida que disminuye la relación señal ruido (SNR) y por lo tanto hay más ruido en el sistema, hay más errores de bit y por lo tanto un BER significativo.

También en los casos de menor SNR se puede observar un BER mayor en las modulaciones de orden mayor, porque los símbolos tienen menos separación entre sí.

Los sistemas MIMO aprovechan las rutas multicamino para poder enviar todos los flujos de datos en el mismo canal, con la multiplexación espacial.

En cuanto al número de antenas transmisoras y receptoras, cuanto mayor sea el número de estas, disminuye el valor de SNR y por lo tanto se introduce mayor ruido en el canal y mayor interferencia entre antenas, lo que genera una tasa de errores más alta. Por ejemplo, en el caso de 32 antenas transmisoras, 32 antenas receptoras y 32 flujos de datos en todos los modelos de canal se observa que, aunque no dé lugar a un BER significativo en los canales StaticFlat y ScatteringFcn, el valor de SNR disminuye con respecto a las demás simulaciones con valores menores de antenas transmisoras y receptoras.

Esto se debe a que en el caso de que las condiciones del canal no sean favorables, como es el caso, con baja SNR, las múltiples antenas dejan de ser utilizadas para multiplexación espacial, es decir para transmitir los datos de los diferentes flujos, y son utilizadas para mejorar dicha SNR a través de técnicas como *beamforming*.

En el caso en el que no se tenga igual número de antenas transmisoras que receptoras, se utiliza ese exceso para aplicar junto con la multiplexación espacial, las técnicas de *beamforming*, lo que hacen que se eleve el valor de SNR, así como se disminuyen los errores, y con ello el valor de BER.

5.3. Comparativa de los diferentes modelos de canal

En este apartado se van a comentar las diferencias que se observan entre los modelos de canal teniendo en cuenta los datos obtenidos de las simulaciones, tanto en las representaciones de las constelaciones como en los valores de SNR y BER.

En primer lugar, se van a comentar las diferencias generales de los distintos modelos de canal.

Tanto en las simulaciones como en la tabla donde se plasman los valores de BER y SNR de cada modelo, se observa que el canal que da lugar a valores de BER más significativos y por lo tanto mayores valores de SNR, es el canal WINNER II. Esto, como ya se comentaba en la descripción de modelos de canal, se debe a modela unas características más reales con el escenario específico que simulamos, que es el *urban micro-cell*.

El canal Scattering es el segundo que tiene peor comportamiento en cuanto al BER, debido a que los dispersores se ubican dentro de un círculo entre el transmisor y el receptor, a diferencia del canal ScatteringFcn que ubica 100 dispersores en la parte transmisora y 100 en la parte receptora. Por lo tanto, tiene mucha más directividad la antena receptora con el modelo de canal ScatteringFcn y se comenten menos errores de bit, y se observa que los valores de BER son muy pequeños y los consideramos como nulos, en las modulaciones de orden menor y a medida que lo aumentamos son mayores los errores pero no tanto como en el canal Scattering.

El cuarto modelo que tenemos es el canal StaticFlat, que se comporta como un canal casi ideal, en el sentido que tiene errores, como todos los canales, pero por las características propias del canal estos errores son prácticamente nulos. Cuando se aumenta el número de las antenas transmisoras y receptoras como en los demás canales, el valor de SNR disminuye, pero no tanto como en los demás modelos de canal y no llega registrarse un valor de BER significativo. También se puede ver esto en las constelaciones (Figuras 48 a 51), donde únicamente se ven las cruces rojas, y eso significa que los símbolos coinciden con lo que se considera una recepción prácticamente ideal.

Nos vamos a centrar en las diferencias que observamos a partir de las simulaciones y los valores que hemos reflejado en la Tabla 2 entre los modelos WINNER II, Scattering y ScatteringFcn.

Para el caso de 16 TX, 8 RX y 8 STS:

- En el caso del modelo de canal WINNER II se observa en los valores de la Tabla 2 que únicamente hay valores de BER significativos en las modulaciones de orden mayor, aunque los valores de SNR disminuyen en todas las modulaciones, respecto a situaciones de menor número de antenas transmisoras y flujo de datos.
- En el caso del modelo Scattering se observa en la Tabla 2 unos valores de SNR muy altos que dan lugar a un BER nulo y esto quiere decir que en este caso el canal funciona como un canal ideal.
- Ocurre lo mismo para el caso de ScatteringFcn, aunque tiene valores de SNR más bajos, en torno a los 60 dB, pero sigue produciendo valores de BER no significativos.

Para el caso de 16 TX, 16 RX y 16 STS:

- En el caso del modelo WINNER II (Figuras 19 a 22) se observan muchos errores de símbolo en las constelaciones debido a un valor de SNR muy bajo en torno a los 15 dB y se tienen valores de BER elevados para todas las modulaciones. El peor caso es el de la modulación 64-QAM, y no el caso de 256-QAM, esto es debido a que en el caso de este número de antenas transmisoras y receptoras se produce una mayor velocidad de datos en la modulación 64-QAM, pero el enlace se acaba deteriorando más que con respecto a la modulación 256-QAM.
- En el caso del modelo Scattering (Figuras 31 a 34) se observa en las constelaciones que no tiene muchos errores de bit, excepto en la modulación 256-QAM que al corresponder a un orden mayor tiene un valor de SNR mucho menor que en las demás modulaciones.
- Para el caso del modelo ScatteringFcn, los datos de la Tabla 2 indican que se comporta como un canal muy favorable con SNR muy alta y BER nulo.

Para el caso de 32 TX, 16 RX y 16 STS:

- En el caso del modelo WINNER II (Figuras 23 a 26) las constelaciones que se representan tienen bastantes errores de símbolo con un valor de SNR bajo en torno a los 20 dB y con valores de BER altos.
- En el caso del modelo Scattering, sin embargo, se aprecian muy pocos errores, dando lugar a un BER no significativo en todas las modulaciones, excepto en la modulación 256-QAM, que como vemos en la Figura 35 tiene un BER moderado.
- En el caso del modelo ScatteringFnc (Figuras 40 a 43) se observa unas constelaciones próximas a las ideales, aunque con cierta degradación respecto al caso anterior, ya que sin nos fijamos en las imágenes se observan más claramente los puntos amarillos (símbolos recibidos), lo que significa un valor de SNR también alto, pero no tanto como en los casos anteriores, y un valor de BER no significativo.

Para el caso de 16 TX, 32 RX y 16 STS, vemos los valores en la Tabla 2:

- En el caso del modelo WINNER II tenemos unos valores de SNR altos y valores de BER significativos en las modulaciones de orden mayor pero no tan altos como en otros casos, lo que hace que sea el caso con menores errores de este modelo, dentro de los que estamos comparando, y en las constelaciones los símbolos son muy precisos. Esto se debe a que como en este caso hay más antenas receptoras que transmisoras, el enlace utiliza de manera más eficiente la técnica de beamforming y de esta manera, aumenta la relación señal ruido del sistema.
- En el caso del modelo Scattering vemos que se comporta, en este caso, como el canal WINNER II con valores bastante parecidos.
- En caso del modelo ScatteringFnc se comporta como un canal prácticamente ideal como en los casos anteriores.

El último caso que consideramos para comparar valores es el de 32 TX, 32 RX y 32 STS, que como adelantábamos antes, al constar de tantas antenas transmisoras y receptoras y también muchos flujos de datos los resultados resultarán peores, debido a que se está generando mayor interferencia en los datos, que no siempre puede cancelarse:

- Para el caso del modelo WINNER II (Figuras 27 a 30) se observa en las constelaciones bastantes errores que dan lugar a valores de SNR bastante bajos y unos valores de BER.
- Para el caso del modelo Scattering (Figuras 36 a 39) se observa que los símbolos en las constelaciones se solapan entre ellos, lo que se relaciona con un valor de SNR muy bajo al igual que en el caso del canal WINNER II y a valores de BER en torno a 10^{-1} , lo que representa un sistema poco fiable.

- Este es el caso en el que el modelo ScatteringFcn (Figuras 44 a 47) presenta algún error, aunque como vemos las constelaciones son muy parecidas a los casos en los que el modelo de canal WINNER II no conduce a errores significativos, vemos que en las modulaciones de orden mayor se ve un valor de SNR más bajo y BER relativamente altos.

Como vemos al aumentar el número tanto de antenas transmisoras, receptoras y flujos de datos todos los modelos de canal empeoran. Vemos que en el caso de utilizar el modelo WINNER II el caso mejor corresponde a 16 TX, 32 RX y 16 STS, mientras que para el modelo Scattering es el caso de 16 TX, 8 RX y 8 STS, y para el caso del modelo ScatteringFcn cualquier combinación es favorable ya que no se generan apenas interferencia entre las antenas ni efecto del ruido, y para el caso del modelo de canal StaticFlat igual que ScatteringFcn pero aún más favorable, ya que no tiene efectos de desvanecimiento como en los otros casos, por lo que con cualquier valor de TX, RX y STS se comporta prácticamente igual.

6. Conclusiones y líneas futuras

A lo largo de este trabajo se han ido viendo las distintas características de massive MIMO. En la demo utilizada se simula un sistema MIMO-OFDM, donde hay un solo usuario que transmite diversos flujos. Debido a esto, en los resultados de las simulaciones se observa que nuestro sistema obtiene mejores datos con las modulaciones de orden menor, con valores de BER más bajos en los 4 modelos de canal.

En cuanto a las diferencias entre los 4 modelos de canal, el modelo WINNER II proporciona peores valores tanto de BER como de SNR. Esto se debe a que el modelo es más realista que los demás y representa una situación peor en cuanto a dispersión y presencia de efectos variables en el tiempo. El escenario específico simulado es el escenario *urban microcell*, pero en este canal hay más escenarios posibles.

El canal Scattering es el siguiente que conduce a resultados de peor calidad para los mismos parámetros, debido a que tiene también características más reales que los demás y porque sitúa los 100 dispersores en torno a un círculo entre el transmisor y el receptor, lo que permite menos cobertura de las antenas, a diferencia de ScatteringFcn que sitúa 100 dispersores en la parte transmisora y 100 en la parte receptora. Esto da lugar a un canal con una mayor directividad en la parte receptora, lo que disminuye los errores y hace que este canal se comporte, en la mayoría de los casos que hemos simulado, como un canal favorable.

Por último, está el canal StaticFlat que, como se ha visto a lo largo de todo el trabajo se comporta como un canal casi ideal, por lo que no tiene prácticamente errores de bit, y si los tiene son despreciables. Pero esto no quiere decir que sea el canal con mejores características, puesto que no están adaptadas a un escenario real, por lo que los resultados no nos valdrían para una investigación eficaz, al contrario de lo que sucede con el modelo WINNER II.

También cabe destacar que en las simulaciones se ha visto y comprobado que los 4 modelos responden mejor cuanto menor sea el número de antenas transmisoras y receptoras. Esto se debe a que en nuestro caso simulamos con un único usuario utilizando diversos flujos, que equivale a comunicaciones en paralelo.

Para un posible trabajo futuro planteamos una serie de opciones. En primer lugar, se podría adaptar el código para que fuese multiusuario y ver el comportamiento en este caso. En segundo lugar, se podría adaptar el código para que las estadísticas de error teniendo en cuenta el codificador de canal sean fiables, lanzando simulaciones razonablemente largas en el tiempo para una buena estimación de Monte Carlo. En tercer lugar, una opción podría ser elegir la modulación y la condición de canal de manera dinámica, para que el programa por si solo eligiese la opción de mayor velocidad de datos, pero sin que el enlace se deteriore y se introduzcan, por tanto, más errores, esto se denomina “Adaptive coding & modulation”, y se utiliza en tecnologías como WIFI.

Bibliografía

- [1] J. Mundy, marzo 2019 [En línea], Disponible en: <https://5g.co.uk/guides/what-is-massive-mimo-technology/>. [Accedido:13-febrero-2021]
- [2] E. G. Larsson, O. Edfors, F. Tufvesson and T. L. Marzetta, “Massive MIMO for next generation wireless systems”, *IEEE Communications Magazine*, vol. 52, no 2, pp. 186-195, febrero 2014
- [3] E. Björnson, J. Hoydis and L. Sanguinetti, Artículo: “Massive MIMO Networks: Spectral, Energy, and Hardware Efficiency”, *Foundations and Trends in Signal Processing 2*, vol. 11, no. 3-4, pp. 154–655, 2017
- [4] C. Masterson, “Massive MIMO and Beamforming: The Signal Processing Behind the 5G Buzzwords” , junio 2017 [En línea], Disponible en: <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/massive-mimo-and-beamforming-the-signal-processing-behind-the-5g-buzzwords.html>. [Accedido: 20-enero-2021]
- [5] X. Gao, “Massive MIMO in Real Propagation Environments”, tesis doctoral, Universidad de Lund, 2016
- [6] M. Passoja, “5G NR: Massive MIMO and Beamforming What does it mean and how can I measure it in the field? ”, 12 de septiembre 2018 [En línea], Disponible en: <https://www.rcrwireless.com/20180912/5g/5g-nr-massive-mimo-and-beamforming-what-does-it-mean-and-how-can-i-measure-it-in-the-field>. [Accedido: 30-enero-2021]
- [7] R. Chataut y R. Akl, “Massive MIMO Systems for 5G and beyond Networks Overview, Recent Trends, Challenges, and Future Research Direction”, *Sensors 20*, vol. 20, no. 10, pp 2753, mayo 2020 [En línea]. Disponible en: <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC7284607/#B4-sensors-20-02753> [Accedido: 19-mayo-2021]
- [8] K. Raouf, M. Ben Zid, N. Prayongpun y A. Bouallegue, “Advanced MIMO Techniques: Polarization Diversity and Antenna Selection”, *MIMO Systems, Theory and Applications*, Hossein Khaleghi Bizaki, abril 2011
- [9] Tzi-Dar Chiueh, Pei-Yun Tsai, *OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communications*, John Wiley & Sons en Taiwan, 2007
- [10] Peter McNeil, “What is Beamforming?”, 27 de septiembre de 2018 [En línea], Disponible en: <https://blog.pasternack.com/antennas/what-is-beamforming/>. [Accedido: 19-marzo-2021]
- [11] “Initial multi-node and antenna transmitter and receiver architectures and schemes”, Deliverable D5.1, *mmMagic*, 2016
- [12] E. Telatar, “Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels”, *European Transactions on Telecommunications*, pp. 585-595, vol. 10, noviembre 1999

- [13] Kyosti, Pekka, Juha Meinila, et al. *WINNER II Channel Models. D1.1.2 V1.2. IST-4-027756 WINNER II*, septiembre 2007.
- [14] Saeid Haghighatshoar y Giuseppe Caire, “Massive MIMO Pilot Decontamination and Channel Interpolation via Wideband Sparse Channel Estimation”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 16, no 12, pp. 8316-8332, diciembre 2017.
- [15] Q. T. Zhang y S. H. Song, “Exact Expression for the Coherence Bandwidth of Rayleigh Fading Channels”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 55, no 7, pp. 1296-1299, julio 2007.
- [16] “Fading Channels” [En línea], Disponible en: <https://es.mathworks.com/help/comm/ug/fading-channels.html>. [Accedido: 18-abril-2021]
- [17] “Iospan Wireless, Inc.”, 27 de abril del 2001 [En línea], Disponible en: <https://uspto.report/TM/76296685>. [Accedido: 20-abril-2021]
- [18] T. L. Marzetta y B. M. Hochwald, “Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 45, no. 1, pp. 139-157, enero 1999.
- [19] “MIMO-OFDM Precoding with Phased Arrays” [En línea], Disponible en: <https://es.mathworks.com/help/comm/ug/mimo-ofdm-precoding-with-phased-arrays.html> [Accedido: 7-noviembre-2019]
- [20] Eva Webster, "MIMO (multiple input, multiple output)", TechTarget, marzo 2021 [En línea]. Disponible en: <https://searchmobilecomputing.techtarget.com/definition/MIMO> [Accedido: 19-mayo-2021]
- [21] Mutaz Shukair, "How 5G massive MIMO transforms your mobile experiences", *Qualcomm*, junio 2019 [En línea]. Disponible en: <https://www.qualcomm.com/news/onq/2019/06/20/how-5g-massive-mimo-transforms-your-mobile-experiences> [Accedido: 19-mayo-2021]
- [22] Luis Gabriel Sienna, “QAM, la guía completa”, 1 de abril de 2003, *Centro de Investigación e Innovación en Telecomunicaciones* [En línea]. Disponible en: <https://archive.is/20121219214123/http://www.cinit.org.mx/articulo.php?idArticulo=10> [Accedido: 3-junio-2021]
- [23] Víctor Torres, Fermín Esparza y Francisco Falcone , “Análisis del comportamiento de esquemas de modulación adaptativos en LTE”, *Universidad de Navarra*
- [24] “Lesson 21: Digital Modulation”, *United States Naval Academy* [En línea]. Disponible en: https://www.usna.edu/ECE/ec312/Lessons/wireless/EC312_Lesson_21_Digital_Modulation_Course_Notes.pdf [Accedido: 6-junio-2021]

- [25] “QAM Formats: 8-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM, 256-QAM”, *Electronic Notes* [En línea]. Disponible en: <https://www.electronic-notes.com/articles/radio/modulation/quadrature-amplitude-modulation-types-8qam-16qam-32qam-64qam-128qam-256qam.php> [Accedido: 6-junio-2021]
- [26] D. Gesbert, H. Bolcskei, D. Gore and A. Paulraj, “MIMO wireless channels: capacity and performance prediction”, *Globecom '00 - IEEE. Global Telecommunications Conference. Conference Record (Cat. No.00CH37137)*, vol.2, pp. 1083-1088, diciembre 2000.

Anexos

En este apartado vamos a incluir las modificaciones que hemos hecho en el código.

- Cálculo de BER

```
%%
%Cálculo de BER a partir de EVM que aparece en la
%gráfica, parámetro que también calculamos
%con la función que utiliza la constelación

evm= comm.EVM('ReferenceSignalSource','Estimated from
reference constellation', ...
    'ReferenceConstellation',constellation(modulatorRQAM));

EVMrms= evm(rxSyms);
AvgEVM=20*log10(EVMrms/100);

fprintf('Avg EVM(dB) = %.5f\n',AvgEVM);

%BER

M=prm.modMode;
evm=10^(AvgEVM/20);
EsN0=1/(2*(evm^2));
snr=2*EsN0;
SNR=10*log10(snr);

fprintf('SNR(dB) = %.5f\n',SNR);

if M==4 %QPSK
    Pe=2*qfunc(2*sqrt(EsN0)*sin(pi/(2*M)));
    Pb=(1/log2(M))*Pe;
    BER=Pb/10;

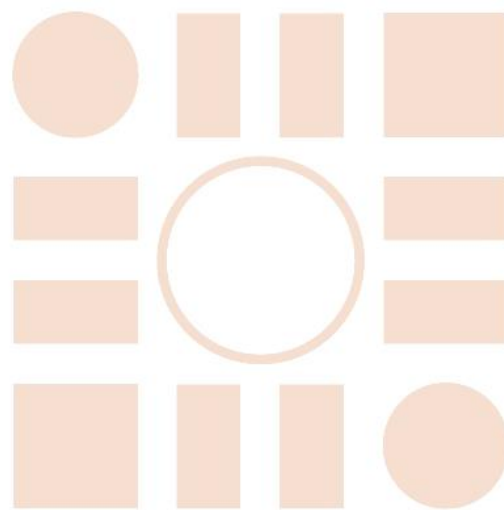
else %M-QAM
    x1=1-(1/sqrt(M));
    x2=sqrt((3/(M-1))*EsN0);
    Pe=4*x1*qfunc(x2);
    Pb=(1/log2(M))*Pe;
    BER=Pb/10;

end

if BER>(10e-10)
    fprintf('BER= %s \n',BER);
else
    BER=0;
```

```
fprintf('BER=0 %s \n',BER);  
end
```


Universidad de Alcalá
Escuela Politécnica Superior



ESCUELA POLITECNICA
SUPERIOR



Universidad
de Alcalá