

Capítulo 6.

Simulaciones y resultados

En este capítulo se explica cómo ha sido y cómo se ha llevado a cabo el trabajo de simulación realizado. Posteriormente se presentan los resultados obtenidos según la variación de ciertos parámetros importantes, así como las conclusiones más interesantes al respecto.

6.1 El modelo de simulación

Como bien se ha comentado en capítulos anteriores, el objetivo de este proyecto es el de realizar la simulación de un modelo OFDM para su utilización en sistemas de comunicaciones ópticas inalámbricas (OWC).

6.1.1 Las herramientas utilizadas

Para la simulación de este modelo se han necesitado dos herramientas fundamentalmente. La primera ha sido el software matemático Matlab® (desarrollado por *Mathworks*®), que consiste en un entorno interactivo donde poder analizar datos, realizar cálculos, trabajar con matrices, hacer representaciones gráficas e implementar algoritmos, todo ello con un lenguaje de programación propio de este programa.

La segunda herramienta ha sido un software de simulación de comunicaciones ópticas llamado Optisystem® (desarrollado por *Optiwave*®), que consiste en un entorno gráfico que permite a los usuarios realizar diseños, planificaciones y simulaciones de enlaces ópticos utilizando muchos de los componentes que se ven en la óptica moderna.

6.1.2 Implementación del modelo

Como se hizo referencia en el capítulo 5 (apartado 5.2), el modelo estará basado concretamente en un sistema ACO-OFDM, para su utilización en sistemas OWC de corto alcance, cuyos componentes ópticos son normalmente un diodo LED y un fotodetector PIN o APD y que se lleva a cabo por medio de la modulación en intensidad y la detección directa (IM/DD). Además, se va a simular un canal óptico, y el sistema se verá afectado por ruido AWGN.

El motivo de la elección de un sistema ACO-OFDM para la realización de este sistema se encuentra en diferentes artículos de investigación [1-6], presentados por

investigadores pioneros en este campo, en los cuales aseguran que éste es el método más eficiente y apropiado para sistemas OFDM en comunicaciones ópticas inalámbricas basados en IM/DD y afectados por ruido AWGN, por delante de otros como sistemas como DCO-OFDM, por ejemplo.

6.1.3 Distribución del sistema

Para la implementación de este modelo, se ha distribuido el sistema de forma que la parte eléctrica referente al sistema ACO-OFDM (transmisor y receptor eléctricos) ha sido realizada mediante distintas funciones en Matlab (un total de 38 ficheros *.m*), posteriormente, desde Matlab, se realiza automáticamente una llamada al modelo en Optisystem, que contiene la parte óptica del sistema (fuente óptica, canal óptico y receptor óptico), devolviendo los datos de la señal recibida al receptor eléctrico en Matlab para la correspondiente demodulación de los datos y cálculo de la BER.

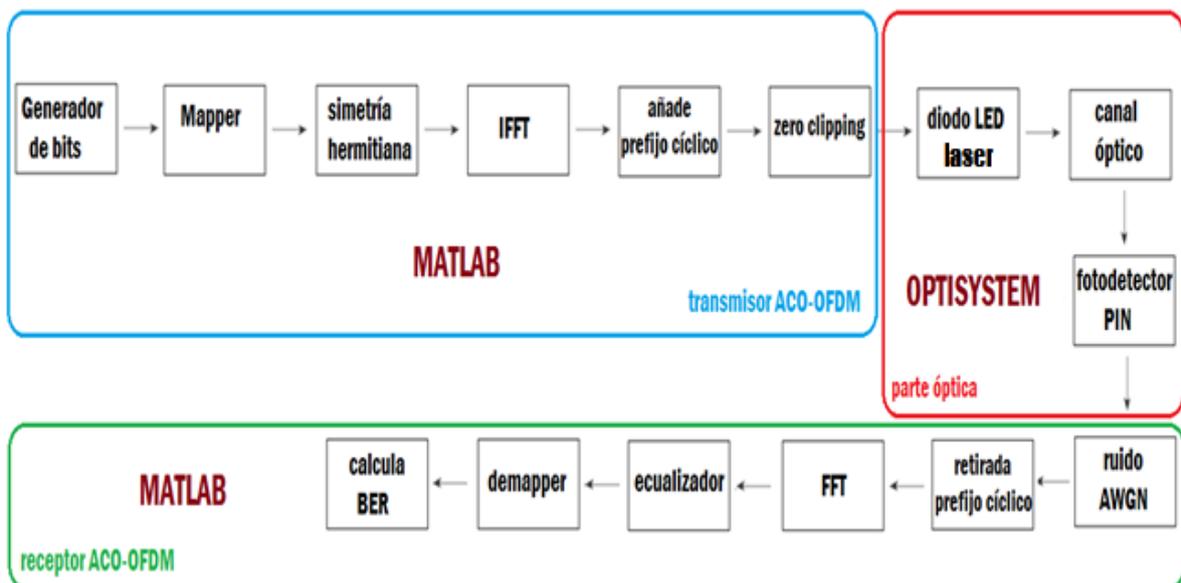


Figura 6.1. Diagrama de los diferentes bloques que forman el sistema con parte de Matlab y parte de Optisystem.

El paso de parámetros de entrada al modelo se ha hecho mediante un fichero de estructuras en Matlab, donde se puede hacer la configuración deseada. Estos son los parámetros a modificar:

- El tipo de modulación a elegir (BPSK, QPSK, 16-PSK, QAM, 16-QAM y 64-QAM).

- En la configuración de la IFFT, el parámetro es el tamaño NFFT, que debe ser potencia de 2.
- El número de subportadoras (NSUB).
- La relación de prefijo cíclico a incluir delante de cada símbolo OFDM (por defecto, se ha utilizado 1/4 pero se puede modificar y se verá cómo afecta).
- El número de símbolos OFDM a incluir en el sistema.

Una vez realizada la configuración, el sistema calcula el número de bits a generar aleatoriamente dependiendo de los parámetros introducidos.

Durante la ejecución del programa, se puede visualizar la constelación de entrada, el espectro OFDM y la señal en el dominio del tiempo antes de ser transmitida.

Como resultado, se podrá analizar la BER obtenida así como la constelación de los símbolos recibidos antes y después de la ecualización, y las variaciones cambiando los parámetros mencionados (tamaño NFFT, el número de subportadoras NSUB, la relación de prefijo cíclico CP, el número de símbolos OFDM, y el tipo de modulación elegida), además de aumentar la SNR del ruido AWGN introducido, y hacer una representación de las curvas BER frente a SNR, según las distintas modulaciones.

6.1.4 Los bloques que componen el sistema

Al hacer la llamada al sistema, se van ejecutando de manera sucesiva los siguientes bloques:

❖ Simulaciones con diodo LED blanco Golden Dragon de OSRAM®

1. Un bloque generador de bits aleatorios, que genera tantos bits como se le indique en la estructura de parámetros de entrada.
2. El modulador o *mapper*, el cual se encarga de modular los bits de entrada en los símbolos correspondientes a la modulación elegida.
3. Bloque de matriz hermítica o hermitiana, donde los símbolos generados se ven afectados por esta simetría, que como se puntualizó en el capítulo 5.2, es necesaria para formar la señal ACO-OFDM.

4. Pasar de serie a paralelo.
5. Bloque para la realización de la IFFT.
6. Bloque para añadir un prefijo cíclico a los símbolos OFDM.
7. Bloque *Zero Clipping*, donde se recortan las componentes negativas.
8. Se va a incluir un bloque Matlab con la característica V-I del diodo LED blanco Golden Dragon de OSRAM®.
9. Introducción de ruido AWGN, generado con Matlab.
10. Llegada de los datos a Matlab, y se retira el prefijo cíclico.
11. Bloque para la realización de la FFT.
12. Pasar de paralelo a serie
13. Bloque ecualizador
14. El demodulador o *demapper*, que se encarga de traducir los símbolos recibidos a bits de salida.
15. Calcular la BER, comparando los bits a la entrada y los bits recibidos.
16. Representa curvas BER frente a distinta SNR.

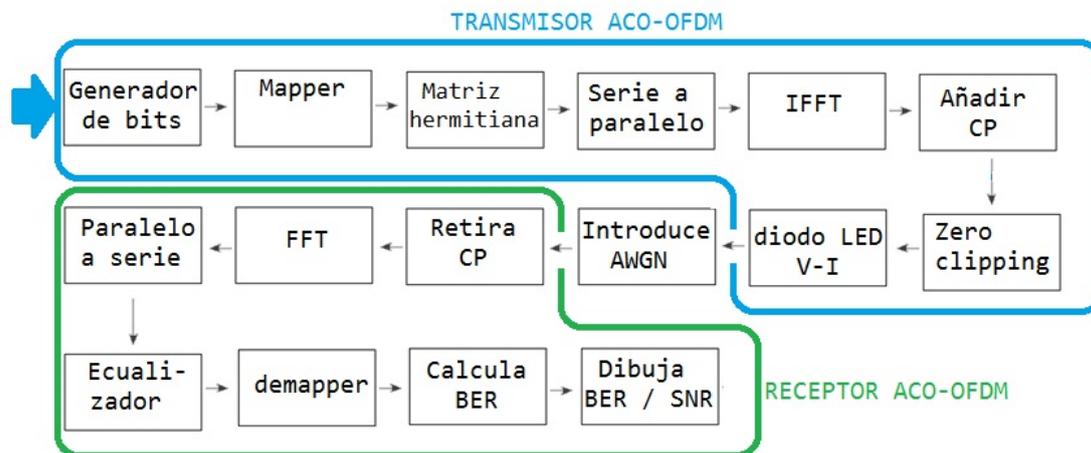


Figura 6.2. Diagrama de los diferentes bloques que forman el sistema para simulaciones con diodo LED blanco Golden Dragon de OSRAM.

❖ Simulaciones con modelo óptico en Optisystem

1. Un bloque generador de bits aleatorios, que genera tantos bits como se le indique en la estructura de parámetros de entrada.
2. El modulador o *mapper*, el cual se encarga de modular los bits de entrada en los símbolos correspondientes a la modulación elegida (BPSK, QPSK, 16-PSK, 16- QAM y 64-QAM).
3. Bloque de matriz hermítica o hermitiana, donde los símbolos generados se ven afectados por esta simetría, que como se puntualizó en el capítulo 5.2, es necesaria para formar la señal ACO-OFDM.
4. Pasar de serie a paralelo.
5. Bloque para la realización de la IFFT.
6. Bloque para añadir un prefijo cíclico a los símbolos OFDM.
7. Bloque *Zero Clipping*, donde se recortan las componentes negativas.
8. Se realiza una llamada a Optisystem desde Matlab.
9. Se utiliza un láser denominado “*Directly Modulated Laser Measured*” en Optisystem + visualizadores.
10. Bloque del Canal OWC + visualizadores.
11. Fotodetector PIN + Filtro paso bajo Gaussiano + visualizadores.
12. Introducción de ruido AWGN, generado con Matlab.
13. Llegada de los datos a Matlab, y se retira el prefijo cíclico.
14. Bloque para la realización de la FFT.
15. Pasar de paralelo a serie
16. Bloque ecualizador
17. El demodulador o *demapper*, que se encarga de traducir los símbolos recibidos a bits de salida.
18. Calcular la BER, comparando los bits a la entrada y los bits recibidos.
19. Representa curvas BER frente a distinta SNR.

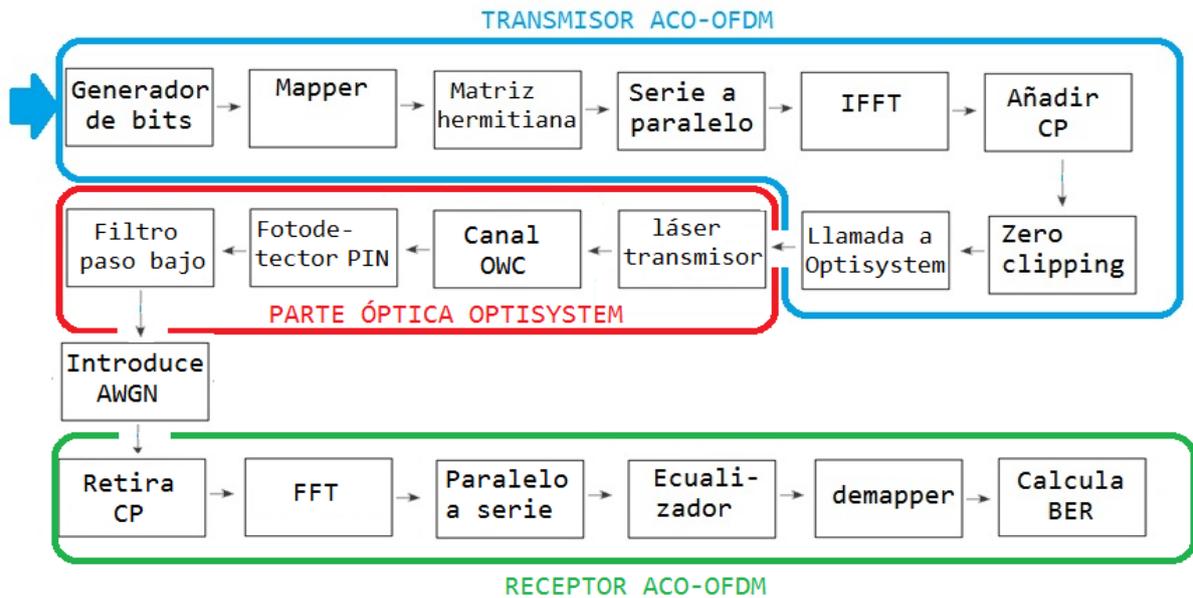


Figura 6.3. Diagrama de los diferentes bloques que forman el sistema para simulaciones con Optisystem.

6.1.5 Entorno de trabajo

Con la intención de mostrar una vista previa del entorno de trabajo del modelo, en la figura 6.4 y 6.5 se ilustran las pantallas principales de las herramientas Matlab y Optisystem respectivamente.

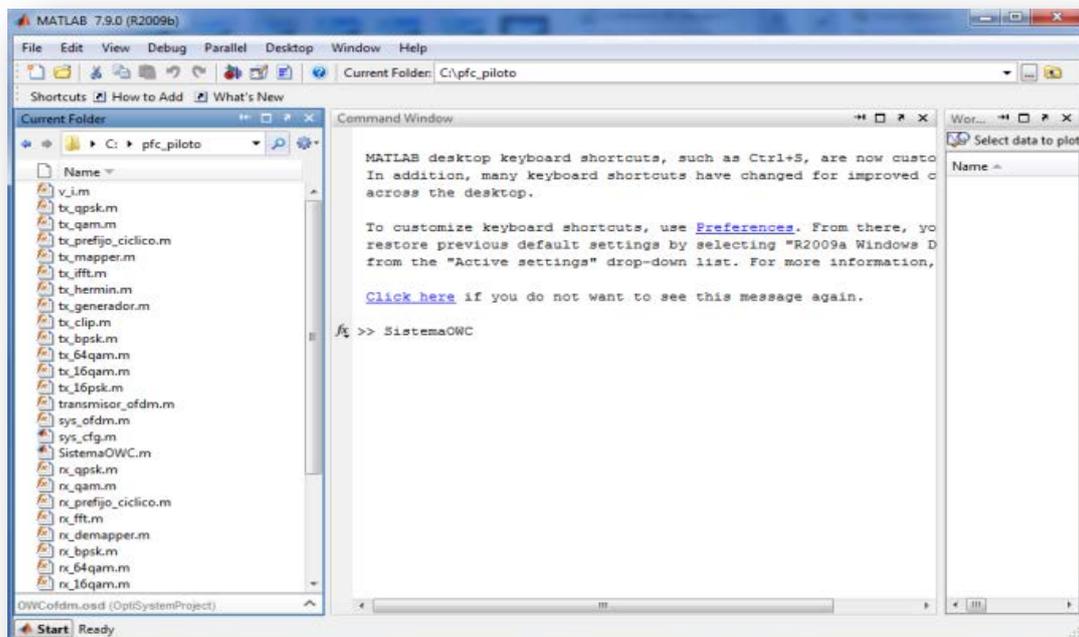


Figura 6.4. Entorno de Matlab®

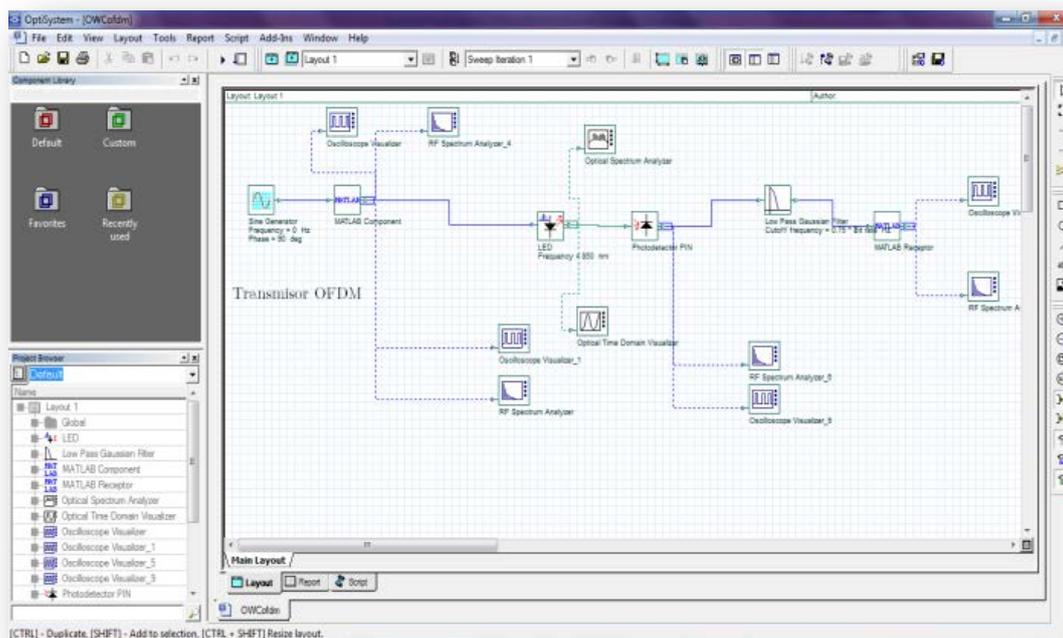


Figura 6.5 Entorno de Optisystem®

6.1.6 Llamada al sistema

Con respecto a la llamada al sistema, el diseño está hecho para que la ejecución del programa se produzca de forma consecutiva, de modo que una función llama a la siguiente función, cada una de ellas desempeñando una o varias tareas dentro de un mismo bloque del sistema. De esta manera, sólo tecleando el nombre de la función principal en Matlab, se ejecutará todo el programa de una vez.

En este caso, la función principal llama al transmisor OFDM. Una vez generados los datos de la señal ACO-OFDM a transmitir, se invoca al fichero *.osd* de Optisystem, que abre el programa y ejecuta automáticamente el sistema óptico.

Los datos a la salida del transmisor ACO-OFDM (Matlab) llegan al láser (Optisystem), atraviesan el canal OWC y llegan al fotodetector PIN, devolviendo los datos correspondientes a la señal recibida como señal de entrada de la función receptor OFDM (en Matlab de nuevo), y así obtener los bits recibidos. Estos bits se comparan con los bits generados en un principio y así calcular la BER.

En la figura 6.6 se aprecia cómo se invoca a la herramienta Optisystem desde el entorno de Matlab una vez llegados a ese punto de la transmisión.

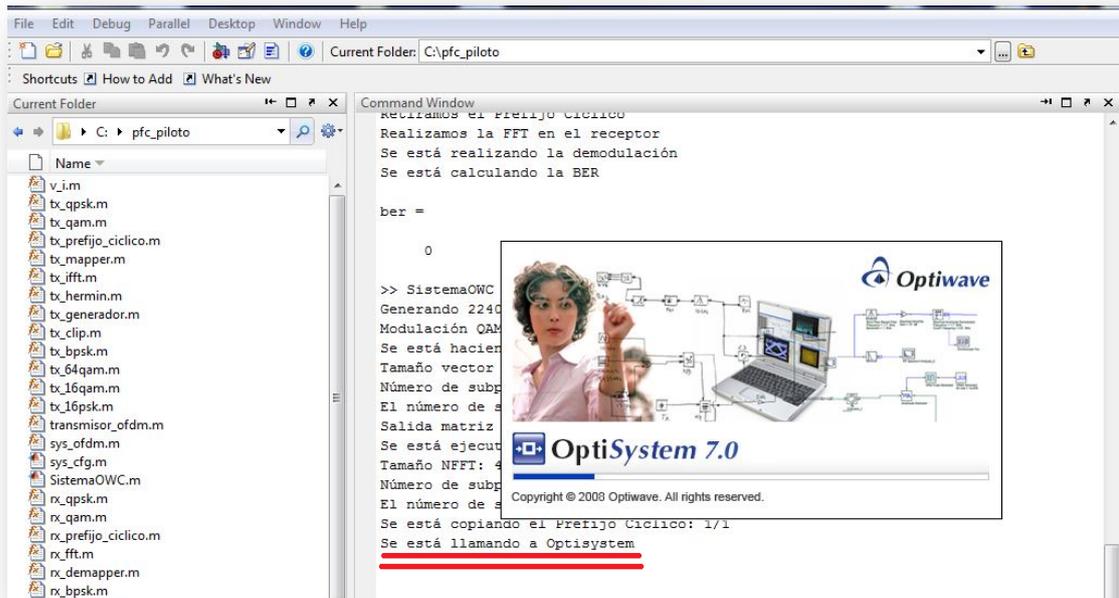
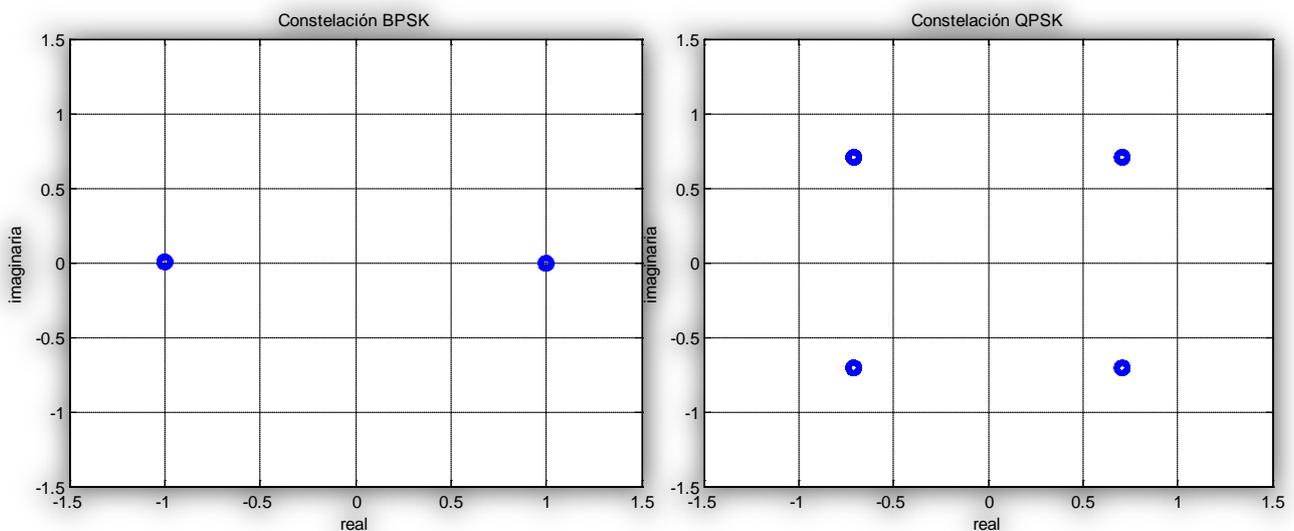


Figura 6.6. Entorno de Matlab llamando a Optisystem

6.2 Simulaciones con Matlab

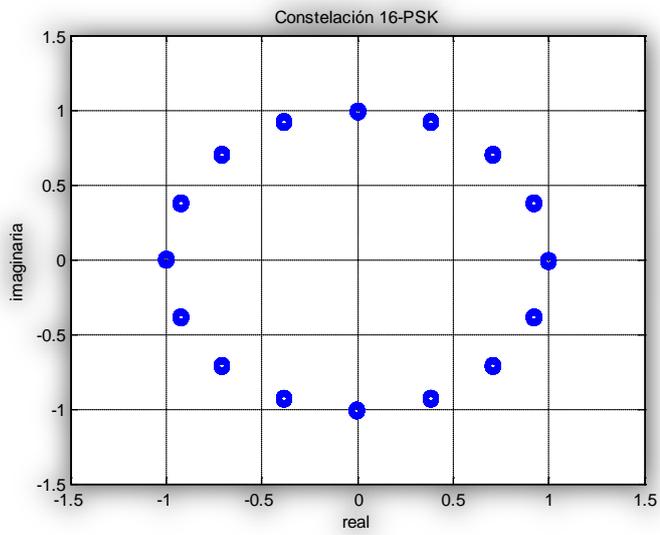
6.2.1 Las constelaciones

Al comenzar las simulaciones se muestran las distintas constelaciones de los símbolos que se van a transmitir, con el respectivo rango en el cuál están representadas. A continuación se representan dichas constelaciones que son las que van a tratar el sistema. Estas son BPSK, QPSK, 16-PSK, 16-QAM, 64-QAM ((a)-(f), figura 6.7).

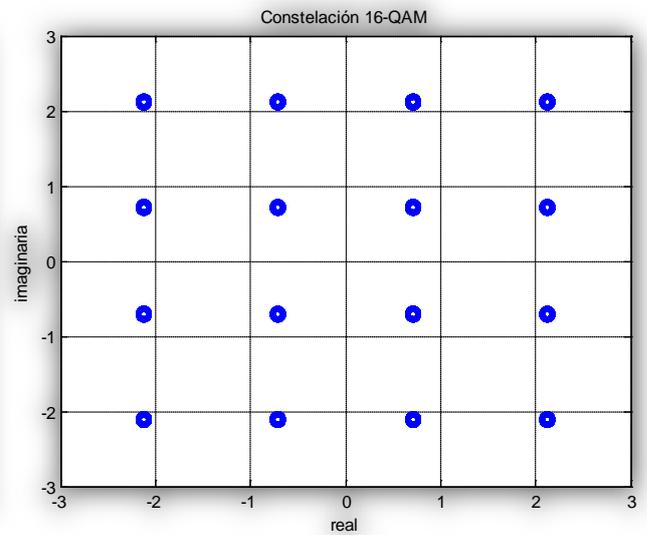


(a) Constelación BPSK

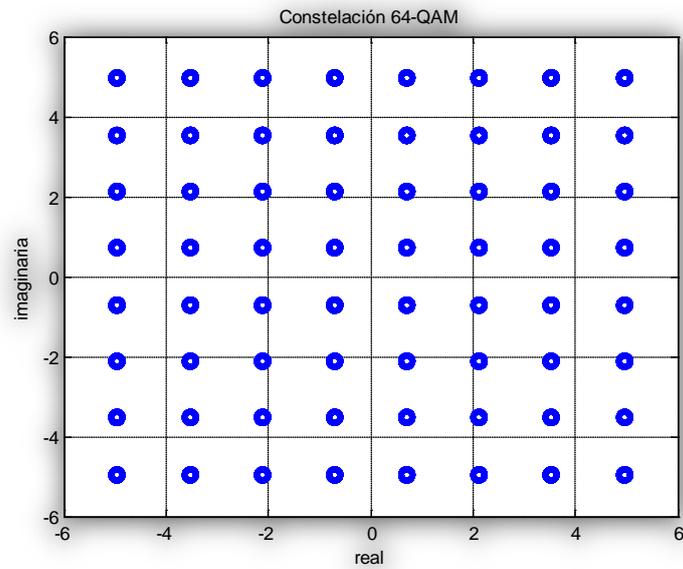
(b) Constelación QPSK



(c) Constelación 16-PSK



(d) Constelación 16-QAM



(e) Constelación 64-QAM

Figura 6.7 Constelaciones de los símbolos creados en el transmisor

6.2.2 El espectro OFDM y ACO-OFDM

A continuación se muestra el aspecto de un espectro OFDM para ciertos parámetros de entrada y son comparados con el espectro ACO-OFDM para los mismos parámetros, es decir, se va a ejecutar el sistema sin el bloque de simetría hermítica, y con este bloque. Esto permite contrastar la influencia del uso de una simetría hermítica en dicho espectro.

En la figuras 6.8 y 6.9 se representan un espectro OFDM y ACO-OFDM respectivamente, cuyos parámetros de entrada son:

- Tipo de modulación: QPSK.
- Tamaño NFFT: 4096
- Número de subportadoras NSUB: 720
- Número de símbolos OFDM: 35
- Relación de prefijo cíclico añadido: 1/4

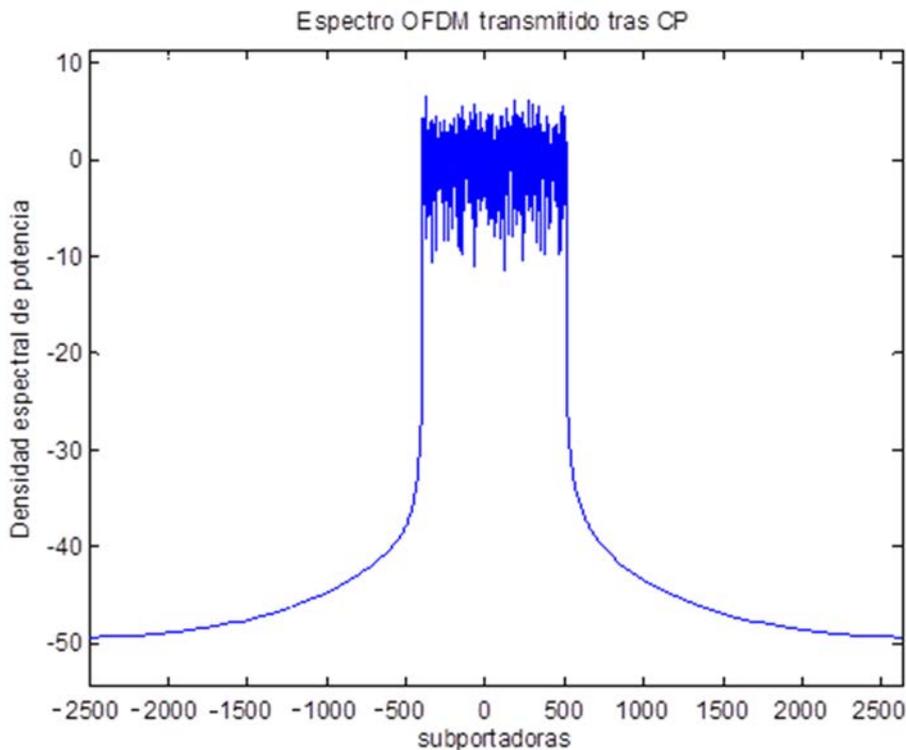


Figura 6.8 Espectro OFDM

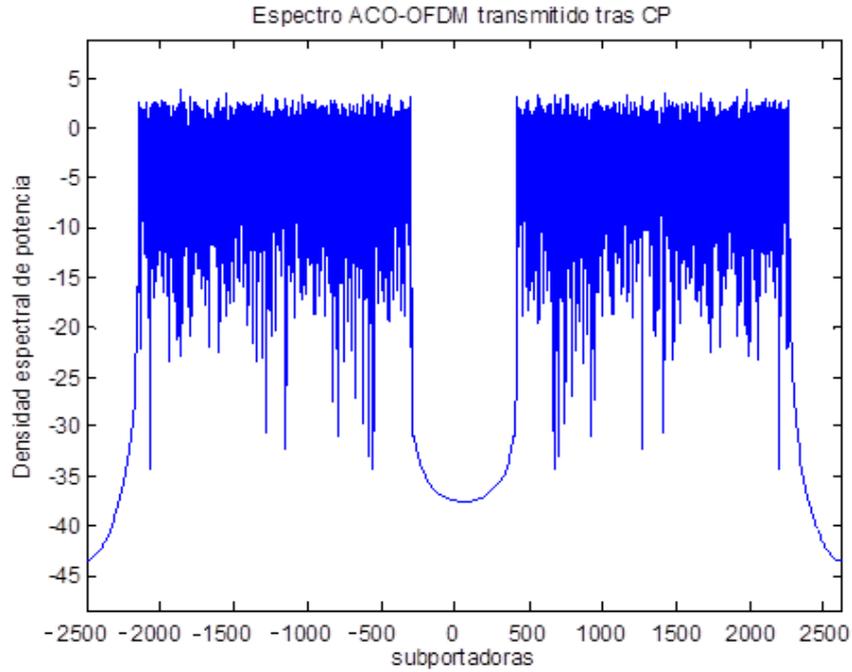
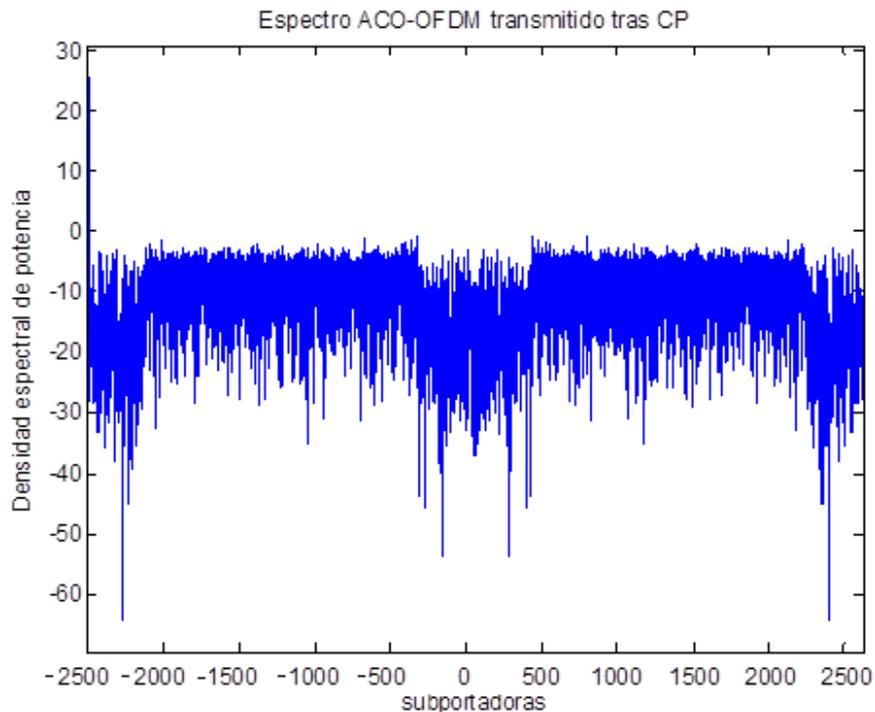


Figura 6.9 Espectro ACO-OFDM

La diferencia parece obvia, en la figura 6.9 se aprecia la simetría conjugada descendente de las portadoras en la segunda mitad del espectro. Además, el hecho de intercalar ceros en las posiciones pares produce que el espectro sea más ancho y tenga líneas más largas, si se compara con la figura 6.8.

Figura 6.10 Espectro ACO-OFDM, tras el bloque *Zero Clipping*.

El espectro 6.9, realmente no se corresponde con el espectro ACO-OFDM a la salida del transmisor. Si bien se recuerda, existe un bloque de *Zero Clipping*, que afecta de manera considerable al espectro. La figura 6.9 es justo antes de este bloque.

En la figura 6.10 mostrada anteriormente, se aprecia el espectro ACO-OFDM, tras el bloque *Zero Clipping*. Se ve claramente cómo influye el recorte a cero de los símbolos negativos. Este es el aspecto del espectro de un sistema ACO-OFDM cuya salida es unipolar, a diferencia de la mayoría de sistemas OFDM.

6.2.3 Simulación ACO-OFDM con ruido AWGN

La primera etapa de simulaciones tiene como objetivo comprobar el funcionamiento correcto del modelo Matlab de un sistema ACO-OFDM. La comprobación de que el modelo realizado es correcto se ha llevado a cabo mediante la comparación de los resultados obtenidos con dicho modelo, y aquellos resultados publicados por investigadores muy importantes en revistas de alto índice de impacto y relevantes en la línea que se estudia.

Las simulaciones realizadas en esta etapa, se corresponden a simulaciones de un sistema ACO-OFDM sin incluir la parte óptica, es decir, que únicamente se emplea como herramienta el programa Matlab. Esto es, el modelo empleado corresponde al conjunto de bloques que se representa en la figura 6.11.

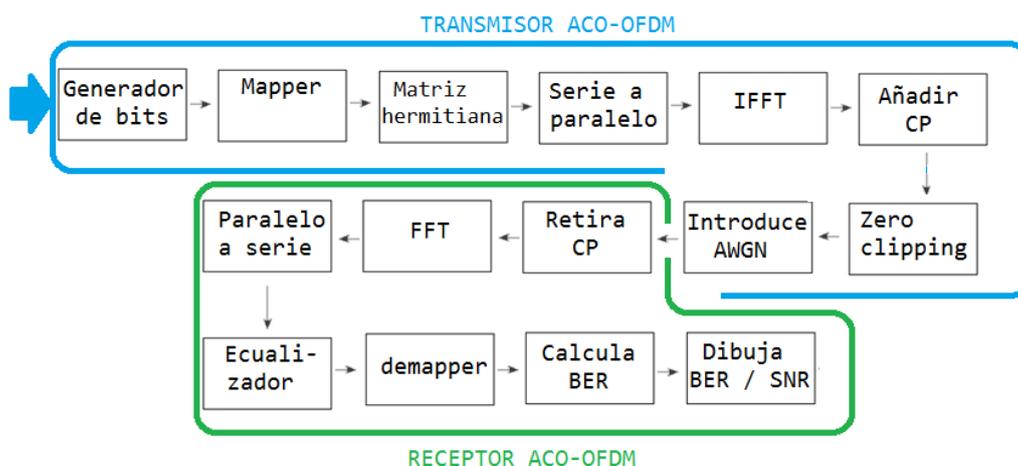


Figura 6.11. Diagrama de los diferentes bloques que forman el sistema ACO-OFDM

Naturalmente, si no se añade parte óptica (que tiene elementos con respuesta no lineal), ni ruido AWGN, la BER obtenida sería cero, puesto que no habría ningún factor importante que influyese tanto en la señal.

Por ello, para hacer un examen a este modelo, se ha considerado interesante incluir una simulación con ruido AWGN, y va a ser comparada con las gráficas del artículo [1] presentado por investigadora Jean Armstrong, donde calcula la BER en un sistema ACO-OFDM con presencia de ruido AWGN.

Se ha realizado la simulación para QPSK, 16-QAM y 64-QAM, donde la SNR, o mejor dicho, la E_b/N_0 (relación energía por bit / densidad espectral de potencia de ruido) en escala dB, varía entre los 0 dB y 25 dB.

Se compara con la gráfica que se encuentra en el artículo antes mencionado, transferida a gráfica en Matlab. Al incluirlas en una misma gráfica, se aprecia una gran similitud entre las curvas obtenidas.

El resultado es el siguiente (ver figuras 6.12, 6.13 y 6.14):

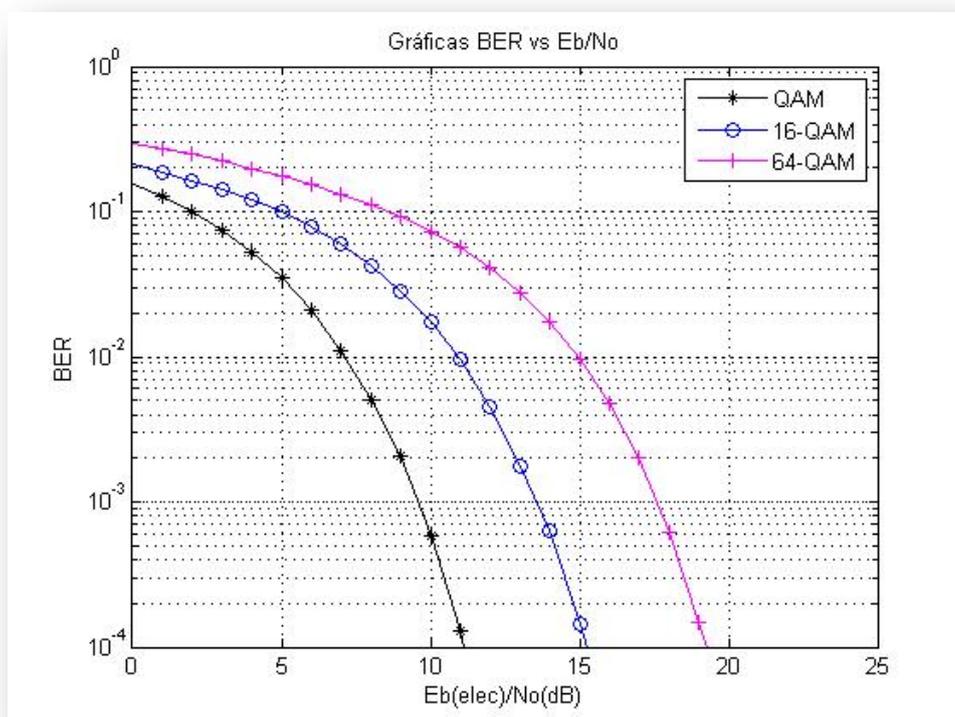


Figura 6.12 Gráficas BER vs E_b/N_0 de sistema ACO-OFDM en presencia de ruido AWGN

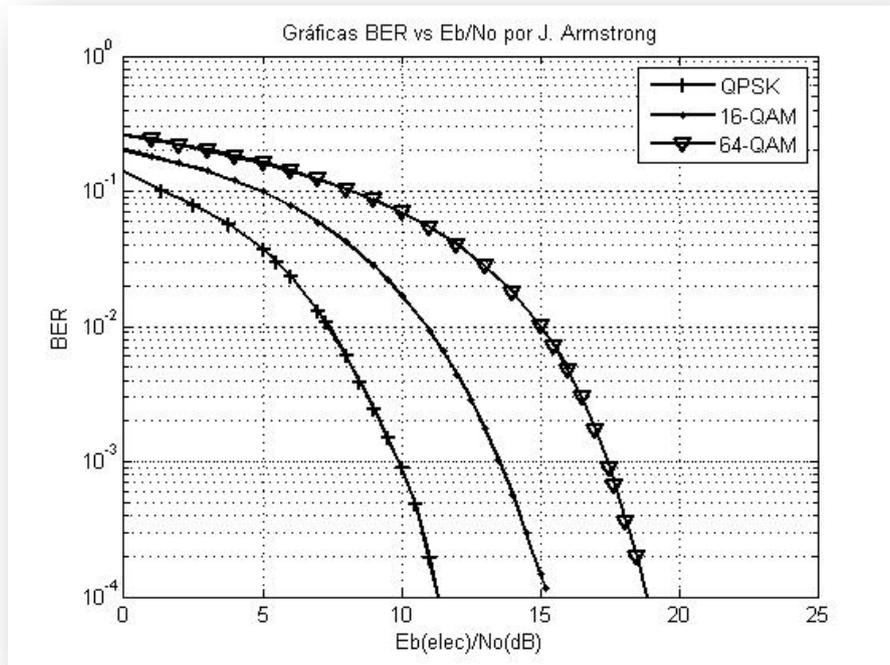


Figura 6.13 Gráficas en Matlab de la BER vs Eb/No del sistema ACO-OFDM en presencia de ruido AWGN presentadas por J. Armstrong y Brendon J. Schmidt en el artículo [1].

El resultado de la comparación es bastante satisfactorio, ya que esto permite afirmar que la parte eléctrica del sistema funciona correctamente, al menos responde de manera casi idéntica a la de un artículo que se considera de confianza.

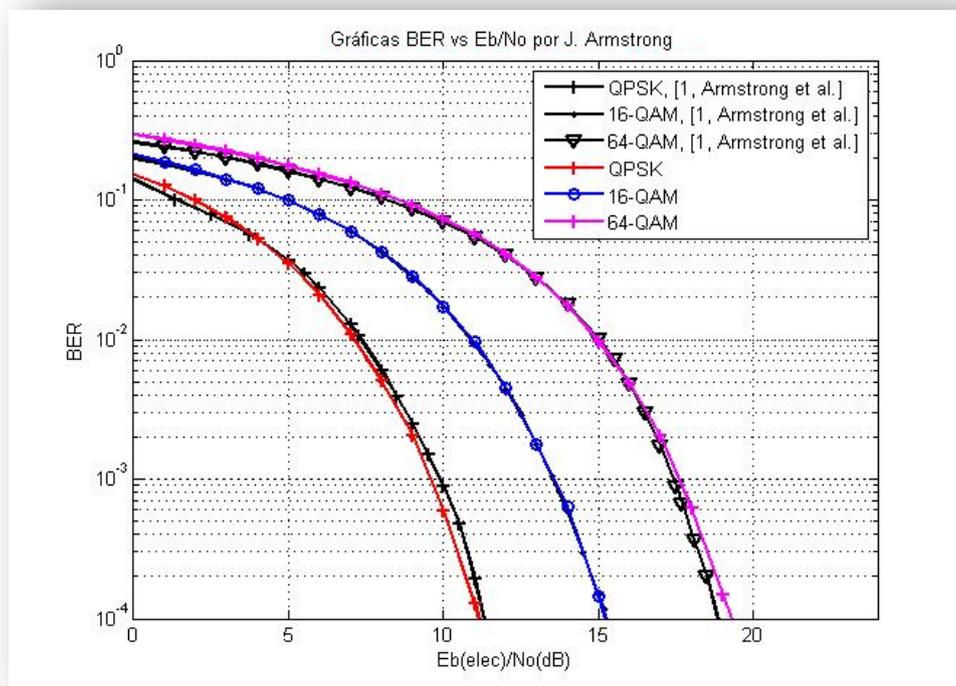


Figura 6.14 Gráficas en Matlab de la BER vs Eb/No del sistema ACO-OFDM en presencia de ruido AWGN. Comparación entre gráficas presentadas por J. Armstrong y Brendon J. Schmidt y las resultantes de este proyecto.

La misma simulación, pero para las modulaciones BPSK, QPSK y 16-PSK se aprecian en la figura 6.14, donde las modulaciones BPSK y QPSK son muy parecidas. Esto se debe a que la detección del símbolo, al ser por regiones, BPSK y QPSK abarcan regiones más amplias, y por tanto hay más margen de error en la detección y se consideran más robustas.

Es curioso que la curva BER de la modulación 16-PSK es comparable a la 64-QAM vista anteriormente. Esto se debe a que la detección en PSK es más compleja conforme aumenta el número de símbolos de la modulación. Las regiones admiten menos margen de error.

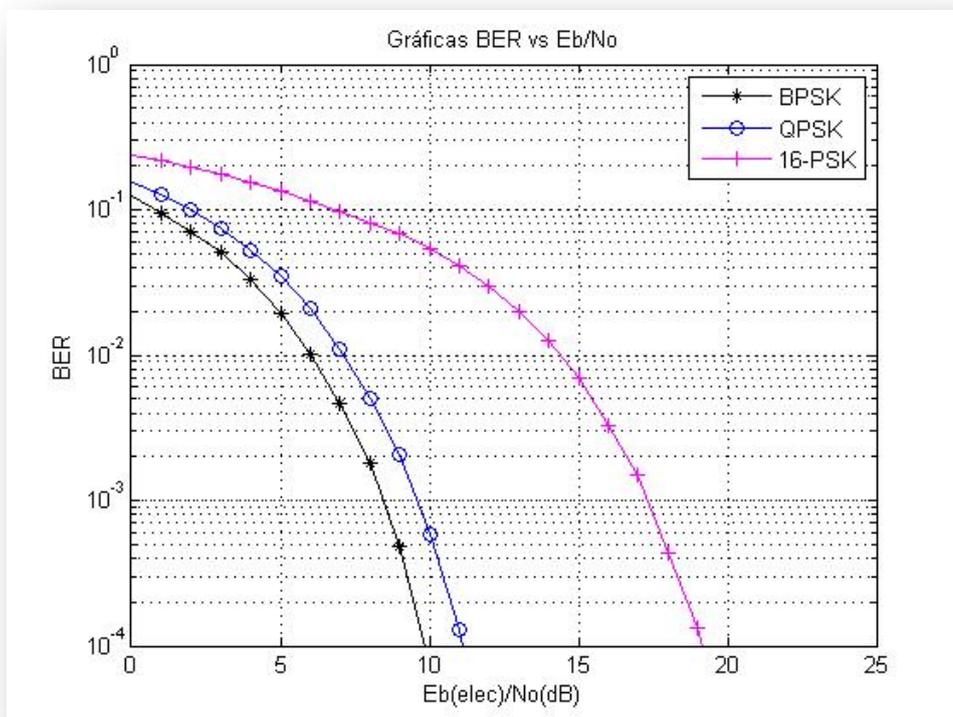


Figura 6.15 Gráficas BER vs Eb/No de sistema ACO-OFDM en presencia de ruido AWGN para PSK.

Cabe señalar que en este modelo no se utilizan bloques D/A ni A/D (digital-analógico y viceversa), puesto que son simulaciones realizadas con un ordenador, y realmente, cualquier conjunto de datos estará representado de forma digital, a diferencia de un sistema OFDM real, donde sí habría que incluir dichos bloques. De cualquier modo, esto no afecta en el cálculo de la BER.

6.2.4 La respuesta no lineal del diodo LED

En la segunda etapa de simulaciones se persigue analizar el efecto de las no linealidades que introduce el LED en un sistema ACO-OFDM.

Los dispositivos ópticos del modelo, tanto el diodo LED como fotodetector, introducen cierta no-linealidad en el sistema. En cualquier caso el efecto del fotodetector es mucho menor que el efecto no-lineal que puede aportar la fuente óptica [7-10], por ello va a estudiarse en profundidad la respuesta del diodo LED.

Como se ha comentado anteriormente, la salida del transmisor ACO-OFDM es unipolar, pero la amplitud de la señal está representada como tensión, y el sistema óptico estará modulado en intensidad (IM).

Para ello, el diodo LED transforma los datos que le llegan en tensión a intensidad por medio de una función de transferencia. El artículo [11] muestra que esa característica V-I (voltaje-intensidad) no es lineal, aunque dependiendo del diodo, esta función puede parecer lineal en algunas zonas.

El punto de polarización (*DC biasing*) juega un papel muy importante, ya que determina si la señal OFDM se encuentra en la zona lineal o no lineal de la característica V-I del diodo LED, y por lo tanto, si sufrirá más o menos distorsión. En la figura 6.15 se ilustra un ejemplo de función de transferencia vista en el artículo [11].

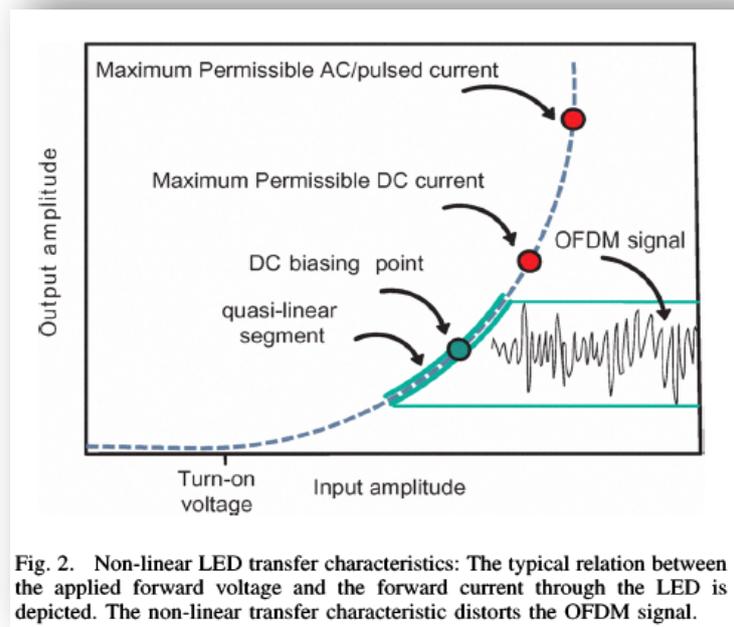


Figura 6.16 Característica V-I de un diodo mostrada a modo de ejemplo en el artículo [11].

En estas simulaciones se ha utilizado un diodo LED blanco Golden Dragon de OSRAM®. Posteriormente se ha buscado en su *data sheet* la característica V-I, y se ha intentado hacer una aproximación a esa función utilizando el comando **polyfit** y así crear un bloque en Matlab que simule la característica V-I de este diodo, para así poder modificar sus parámetros y ver cómo afecta.

En la siguiente imagen se aprecia la característica V-I del diodo que se ha elegido, obtenida directamente de su *data sheet* [12].

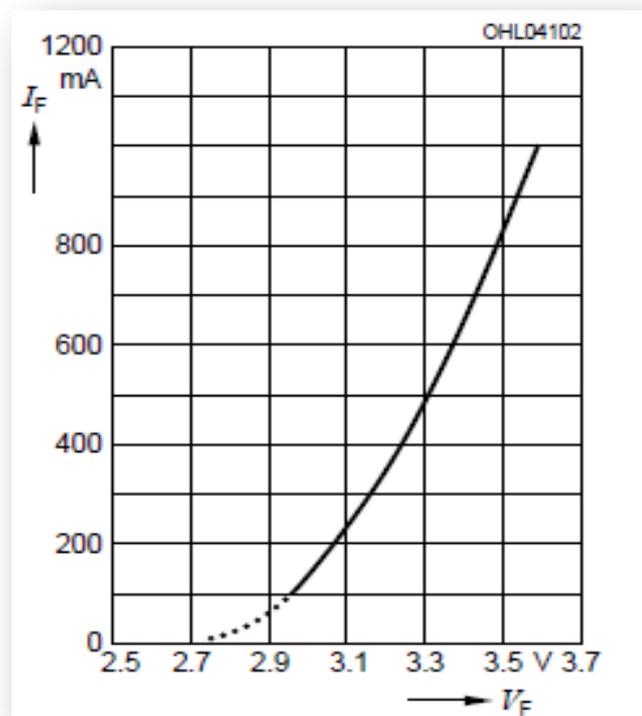


Figura 6.17 Característica V-I del diodo LED blanco Golden Dragon de OSRAM®.

La aproximación que se ha hecho de la figura 6.17, se muestra a continuación en la figura 6.18, donde la zona en rojo marca los puntos donde se sitúan la señal ACO-OFDM, para así poder controlar si se sitúa en zona lineal o no, por medio del punto de polarización (*DC biasing*).

Para la siguiente imagen, el punto de polarización elegido es de 3.3 V, donde la señal ACO-OFDM parece tener un comportamiento lineal. El cambio de este punto puede hacer que la señal OFDM abandone la zona lineal y por tanto la distorsión producida sea motivo de un aumento considerable del error en el cálculo de la BER.

También es posible que el rango que abarca la señal ACO-OFDM, al modificar sus parámetros (como por ejemplo, un aumento del número de símbolos OFDM),

salga de la zona lineal, aunque el punto de polarización sea correcto. Se van a ir viendo todos estos resultados en el apartado 6.2.12.

Se puede apreciar en la figura que, al ser los valores ACO-OFDM positivos, la zona roja siempre va a quedar por encima del punto de polarización. En la figura 6.16 sí se ven puntos por debajo del punto de polarización, ya que esa señal es OFDM bipolar.

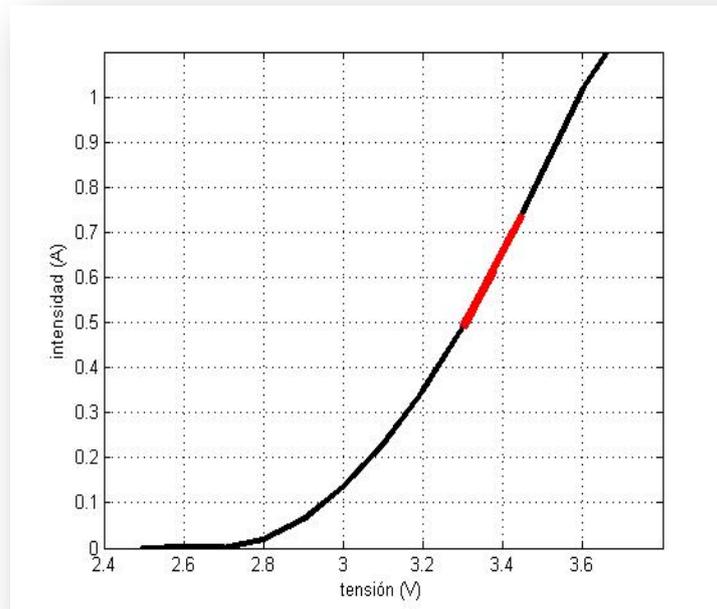


Figura 6.18 Característica V-I del diodo LED que se va a utilizar en las simulaciones.

6.2.5 La estimación del canal y el ecualizador

Las consecuencias producidas por las respuestas no lineales que introducen los distintos bloques del sistema (especialmente los dispositivos ópticos), requieren hacer una estimación del canal en el dominio de la frecuencia, para después introducir un ecualizador, que va a corregir en la medida de lo posible, el escalado que, en este caso, lo causa la función V-I del diodo.

La estimación del canal consiste en conocer una aproximación de cuál va a ser la distorsión que va a sufrir la señal. Para conseguir esto, se envía lo que se conoce como símbolo piloto o portadoras piloto, que no son más que símbolos o portadoras que tanto transmisor como receptor conocen sus valores, y por tanto, a su llegada al receptor, apreciar la modificación de estos valores y así estimar la respuesta del canal.

Una vez conocida la estimación del canal, se procede a realizar una ecualización tras el bloque FFT en el receptor.

Para realizar la estimación del canal, si se denomina \overline{X} a la entrada conocida de datos (símbolos piloto), \overline{Y} al símbolo recibido y \widehat{H} a la respuesta del canal, usando estimador LS, se obtiene:

$$\widehat{H}_{LS} = (\overline{Y}_k / \overline{X}_k) \text{ con } k = 0, 1 \dots N - 1, \quad (6.1)$$

siendo k el número de subportadoras del símbolo OFDM.

Para hallar la \widehat{H} se ha sustituido uno de los símbolos OFDM a su entrada por valores de uno, $\overline{X}_k = 1$. A la llegada al receptor, ese símbolo OFDM, \overline{Y}_k , tendrá valores distintos a los que tenía en la entrada. Por consiguiente, como se sabe los valores del símbolo en el transmisor, que eran $\overline{X}_k = 1$, y los valores que han llegado \overline{Y}_k , resulta fácil calcular la respuesta del canal \widehat{H} con la ecuación 6.1.

Como ecualizador, se divide todos los símbolos a la salida del bloque FFT en el receptor por la \widehat{H} calculada, y así solucionar la distorsión introducida por el canal.

El hecho de hacer una estimación del canal y una ecualización, no eran en un principio objetivos de este proyecto, por tanto, para su realización no se ha profundizado demasiado en la técnica utilizada.

Se sabe que este método no es el más óptimo, y que en la realidad no se hace así, pero para el desarrollo de estas simulaciones es suficiente. En el apartado 6.2.7 se estudia cómo afecta al sistema el hecho de corregir los datos con un ecualizador.

6.2.6 Simulaciones en la zona más lineal del diodo LED usando ecualizador.

A continuación se muestran los resultados obtenidos al realizar la simulación del sistema incluyendo un bloque que simula la característica V-I del diodo e introduciendo un ecualizador a la salida del bloque FFT en el receptor, de momento, sin añadir el ruido AWGN. La configuración es la siguiente:

- Tipo de modulación: QAM.
- Tamaño NFFT: 4096
- Número de subportadoras NSUB: 720
- Número de símbolos OFDM: 35

- Porcentaje de prefijo cíclico: 1/4
- Punto de polarización (*DC bias*): 3.3 V

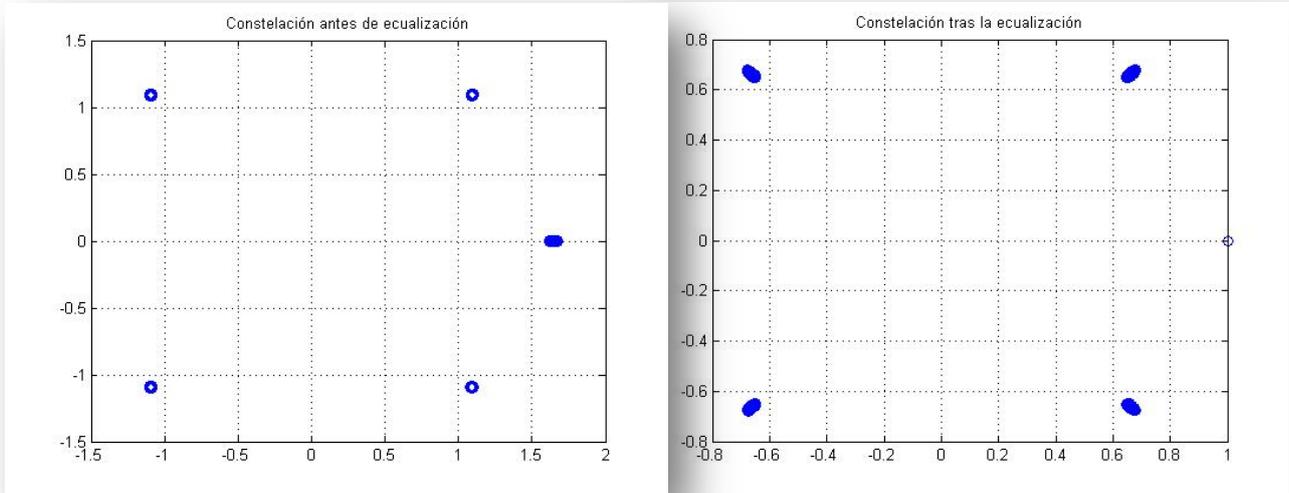


Figura 6.19. QAM. (a) Constelación antes de la ecualización. (b) Constelación tras la ecualización.

En la figura 6.19 (a), la función V-I del LED ha producido un desajuste en la escala, ya que los símbolos no están centrados en su posición natural. Incluso el símbolo piloto no se encuentra en el uno.

En la figura 6.19 (b), se ve cómo la ecualización ha ayudado a corregir la escala de los símbolos recibidos, pero no corrige la no linealidad del LED, por eso se aprecian imperfecciones en los símbolos recibidos (puntos gruesos y difusos).

En los Anexos (capítulo 8), se muestra este efecto en las diferentes constelaciones con los mismos parámetros, y así comprobar que realmente afecta de manera similar.

Las constelaciones obtenidas en todo el apartado 6.2.6 han sido mostradas como ejemplo para comprobar la corrección del ecualizador en la escala. Si se cambiasen los parámetros y en lugar de una *DC bias* de 3.3 V, se introduce una *DC bias* que se salga de la zona lineal (por ejemplo, 4 V), la constelación presentará un desajuste mayor en la escala, y el trabajo del ecualizador será de mayor importancia, aunque no exacto. Se recuerda que no se ha incluido el ruido AWGN en este apartado.

6.2.7 Simulaciones en la zona no lineal del diodo LED usando ecualizador.

En este apartado se va a contrastar las simulaciones anteriores con la misma constelación y los mismos parámetros, excepto el punto *DC bias*, que se va a trasladar hacia una zona no lineal de la curva V-I.

Al igual que se realizó anteriormente, de momento no se va a añadir el ruido AWGN. La configuración es la siguiente:

- Tamaño NFFT: 4096
- Número de subportadoras NSUB: 720
- Número de símbolos OFDM: 35
- Porcentaje de prefijo cíclico: 1/4
- Punto de polarización (*DC bias*): 4.2 V

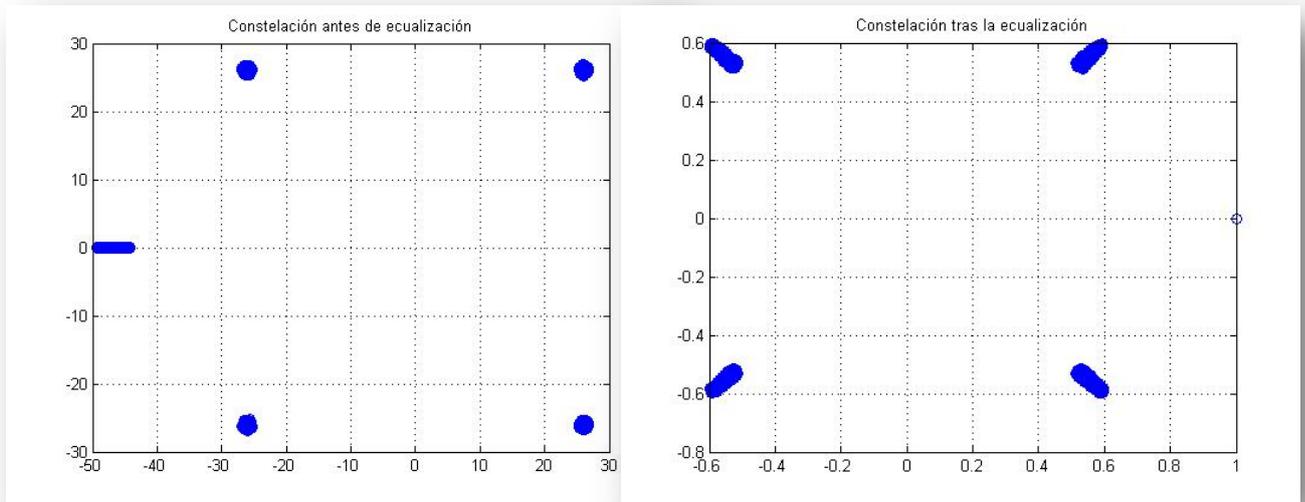


Figura 6.20 QPSK (a) Constelación antes de la ecualización. (b) Constelación tras la ecualización.

En la figura 6.20 puede apreciarse que la función V-I del diodo LED ha llevado la escala de la constelación a un rango totalmente inadecuado (figura 6.20 (a)), y que el ecualizador lo ha corregido en la medida de lo posible, al menos para conseguir que la BER resultante sea cero (figura 6.20 (b)). Como se va a ver en las figuras posteriores (Anexo, capítulo 8), la conclusión es la misma.

En todos los casos, aunque la ecualización no fuese óptima, la BER ha sido igual a cero. Esto es debido a que la modulación es robusta y al realizar la demodulación, ningún símbolo interfiere en otra región.

Sin embargo, en la 64-QAM, que es menos robusta, se aprecia el único caso en el que incluso haciendo la ecualización, la BER no es cero para la configuración dada (BER=0.0715). Esto se debe a que la ecualización sólo corrige, en la medida de lo posible, la escala de los símbolos.

6.2.8 Simulaciones en la zona más lineal del diodo LED usando ecualizador y ruido AWGN.

Tal y como se había fijado en el apartado 6.2.6, el punto de polarización del diodo (*DC bias*) se situaba en la zona más lineal de la característica V-I del mismo (3.3 V), y las constelaciones obtenidas parecían estar bastante bien corregidas por medio de la ecualización.

En este apartado se verá el efecto que produce el hecho de incluir ruido AWGN en el sistema, con una relación E_b/N_0 variando desde 0 dB hasta 60 dB, para los mismos parámetros anteriores. Se va a mostrar cómo afecta el conjunto de “LED (3.3 V) + Ruido AWGN + Ecualizador”.

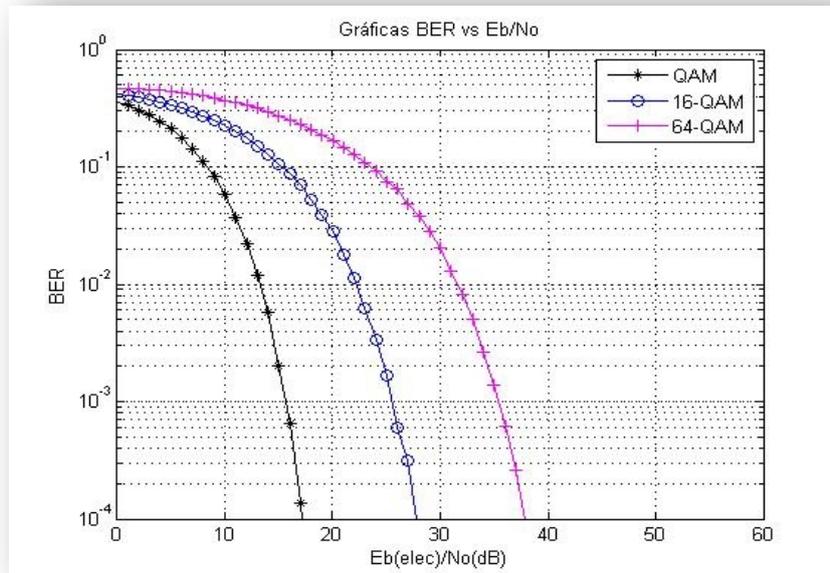


Figura 6.21 Gráfica de la BER frente a la E_b/N_0 para las modulaciones QAM, 16-QAM y 64-QAM, diodo LED y ecualizador.

A diferencia de la figura 6.12, existe un desplazamiento hacia la derecha de las curvas, y la BER no empieza a decaer hasta los 5 dB aproximadamente. Esto se produce por la característica V-I del diodo LED.

En la figura 6.22 se muestran también las curvas para las modulaciones BPSK, QPSK y 16-PSK. Las curvas referentes a BPSK y QPSK son muy parecidas, ya que son las dos constelaciones más robustas, sin embargo, la modulación 16-QPSK es más vulnerable y presenta un error mayor.

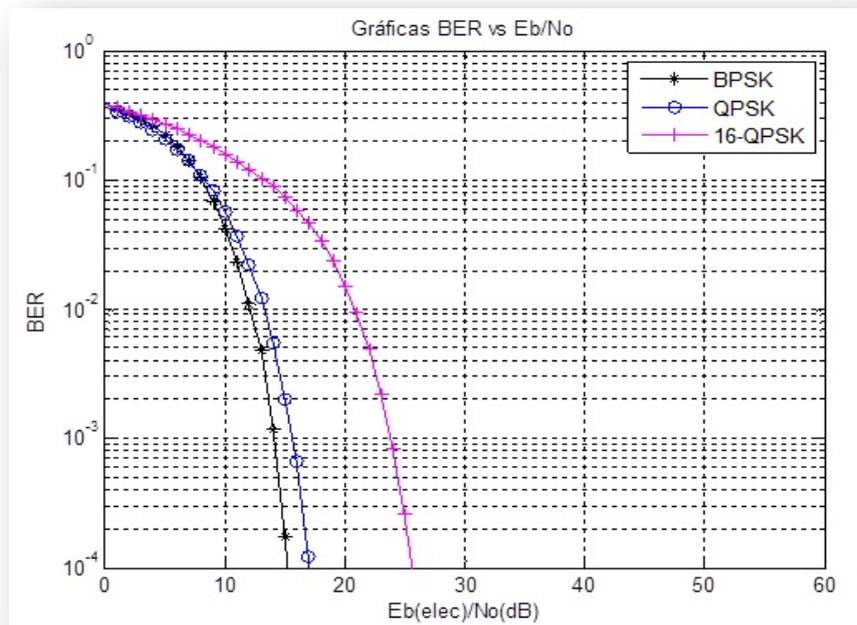


Figura 6.22 Gráfica de la BER frente a la E_b/N_0 para las modulaciones BPSK, QPSK y 16-QPSK, diodo LED y ecualizador.

6.2.9 Simulaciones cambiando el punto de polarización en la característica V-I del diodo LED.

Dependiendo de dónde se sitúe el punto de polarización, se producirá más o menos error debido a la no-linealidad de la característica V-I del diodo.

En este apartado, se van a analizar los distintos casos donde puede ser beneficioso el uso del ecualizador, pero también existen otros casos en los que el ecualizador puede incluso provocar una BER mayor.

1. Para $DC\ bias = 2.5\ V$:

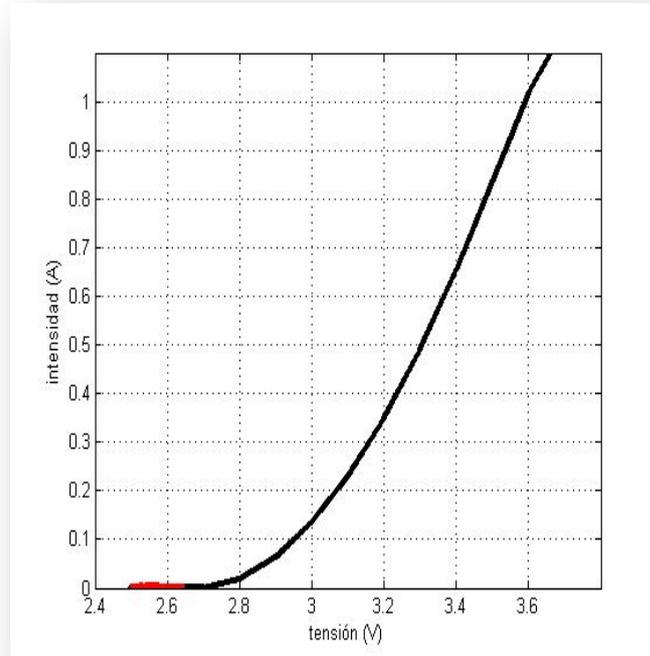


Figura 6.23 Característica V-I del diodo LED con el punto de polarización a 2.5 V.

Como puede apreciarse en la figura 6.22, la característica V-I del diodo presenta una respuesta no lineal muy importante, apenas se acerca a la parte central de la curva, donde se define un comportamiento óptimo.

Las consecuencias, se ven reflejadas en las siguientes gráficas (fig. 6.24 y 6.25). Las modulaciones menos robustas como son la 16-QAM y la 64-QAM no se recuperan ni aumentando excesivamente la relación E_b/N_0 , ni incluso con el ecualizador propuesto.

La modulación 4-QAM, al ser más robusta, sí es capaz de recuperarse incluso cuando no existe ecualización.

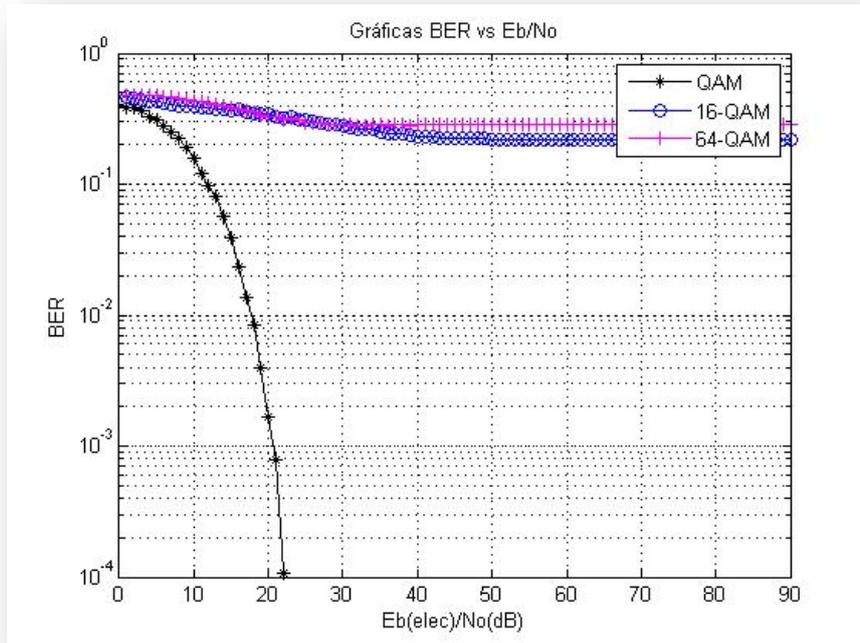


Figura 6.24 Gráfica de la BER frente a la E_b/N_0 para las modulaciones QAM, 16-QAM y 64-QAM, diodo LED a 2.5 V y ecualizador.

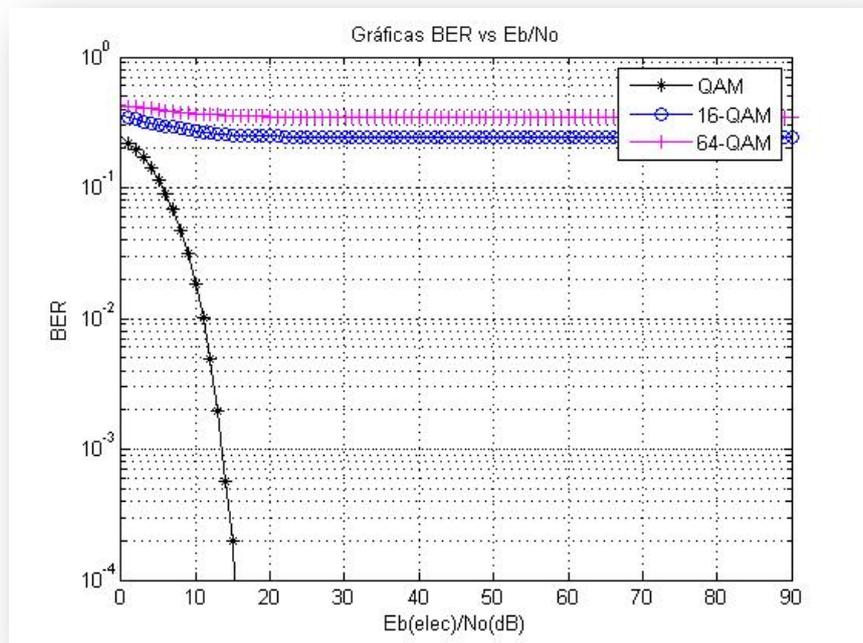


Figura 6.25 Gráfica de la BER frente a la E_b/N_0 para las modulaciones QAM, 16-QAM y 64-QAM, diodo LED a 2.5 V. y sin ecualizador.

2. Para $DC\ bias = 3.6\ V$:

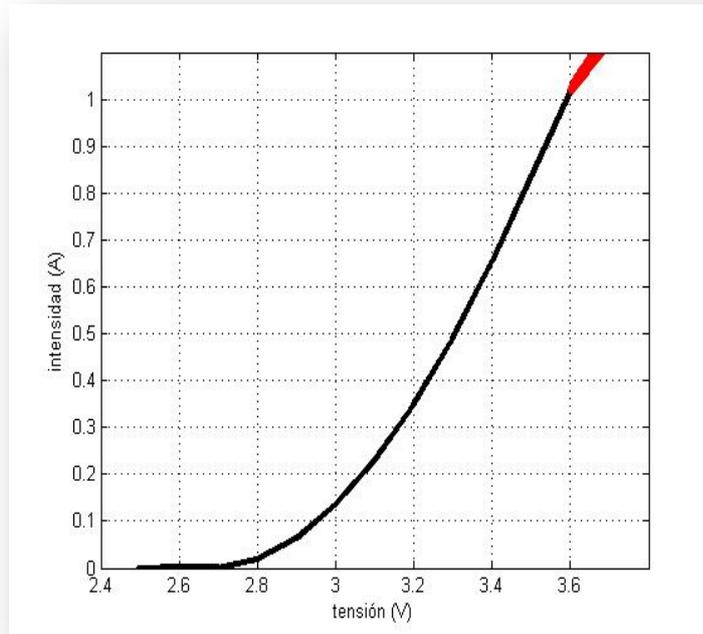


Figura 6.26 Característica V-I del diodo LED con el punto de polarización a 3.6 V.

A medida que aumenta el punto de polarización, la ecualización va adquiriendo más sentido. A continuación se muestran las curvas de la BER para un punto de polarización de 3.6 V (fig. 6.26 y 6.27). Se aprecia que las modulaciones más robustas como la 4-QAM, no mejoran al realizar la ecualización. Sin embargo, las modulaciones menos robustas, 16-QAM y 64-QAM sí sufren y necesitan de un ecualizador para su recuperación.

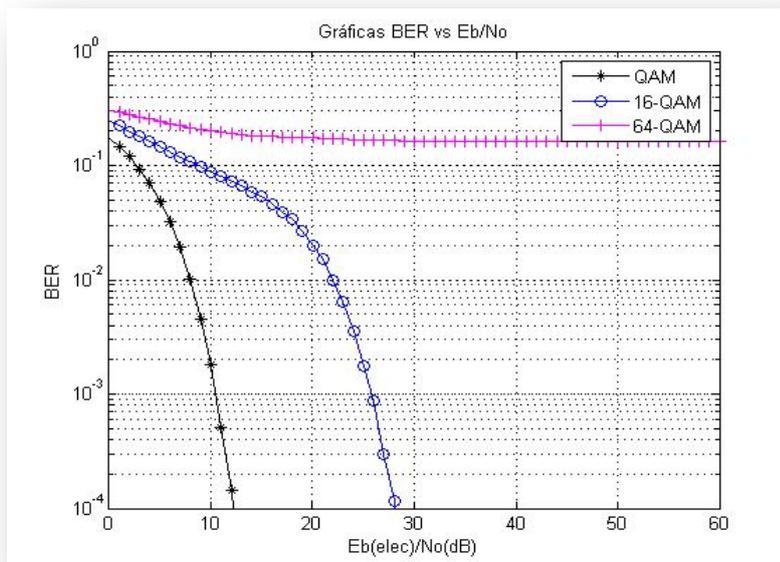


Figura 6.27 Gráfica de la BER frente a la E_b/N_0 para las modulaciones QAM, 16-QAM y 64-QAM, diodo LED a 3.6 V. y sin ecualizador.

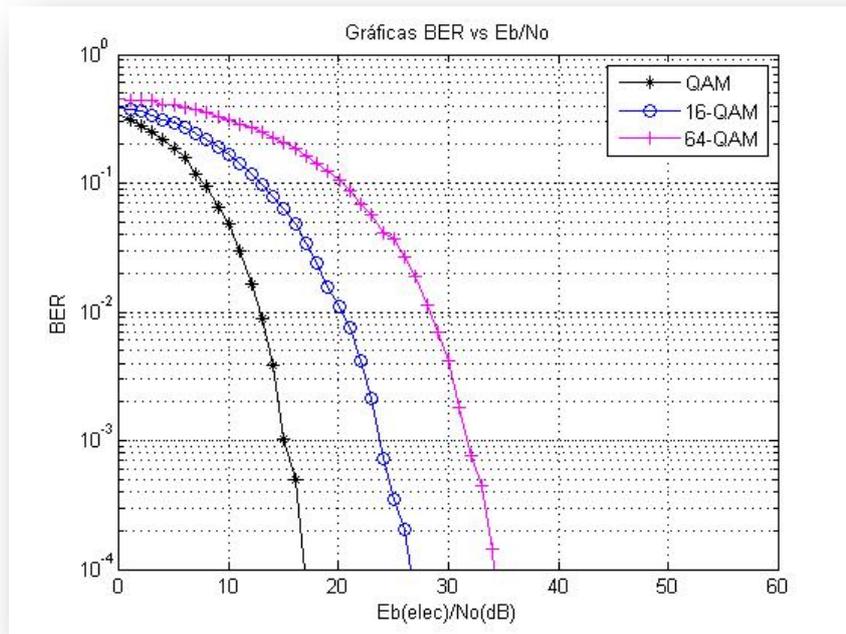


Figura 6.28 Gráfica de la BER frente a la E_b/N_0 para las modulaciones QAM, 16-QAM y 64-QAM, diodo LED a 3.6 V y ecualizador.

Para analizar la variabilidad del punto de polarización, se van a presentar dos gráficas (figura 6.29 y 6.30).

En la primera, se ha fijado el valor de la SNR a 20 dB. En el eje Y se presenta el valor de la BER para una modulación en concreto, y en el eje X, distintos puntos de polarización.

En la segunda, se ha fijado el valor de la BER a 10^{-3} . En el eje Y se visualiza el valor de la SNR según la modulación, y en el eje X, los distintos puntos de polarización. En ambos casos, se aprecia que en las zonas de no-linealidad la BER es mayor, o se requiere de más SNR.

Como conclusión a estas gráficas, se ha demostrado que efectivamente el punto de polarización 3.3 V de la curva V-I del LED, es el mejor punto de polarización para trabajar, ya que el efecto de las no-linealidades es menor, y por tanto, es el punto que se va a elegir para futuras simulaciones.

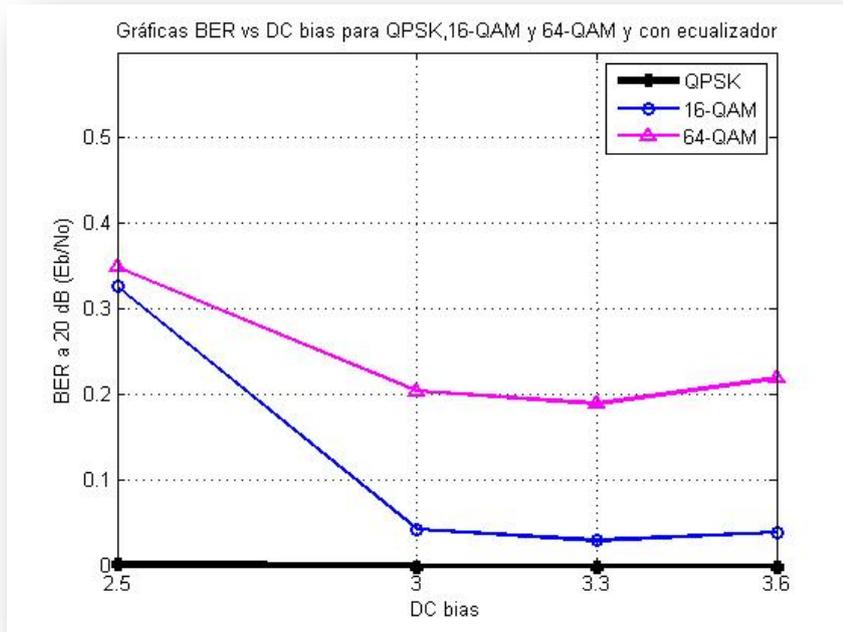


Figura 6.29 Gráfica de la BER con SNR fijada a 20 dB frente a la *DC bias* para las modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM y con ecualizador.

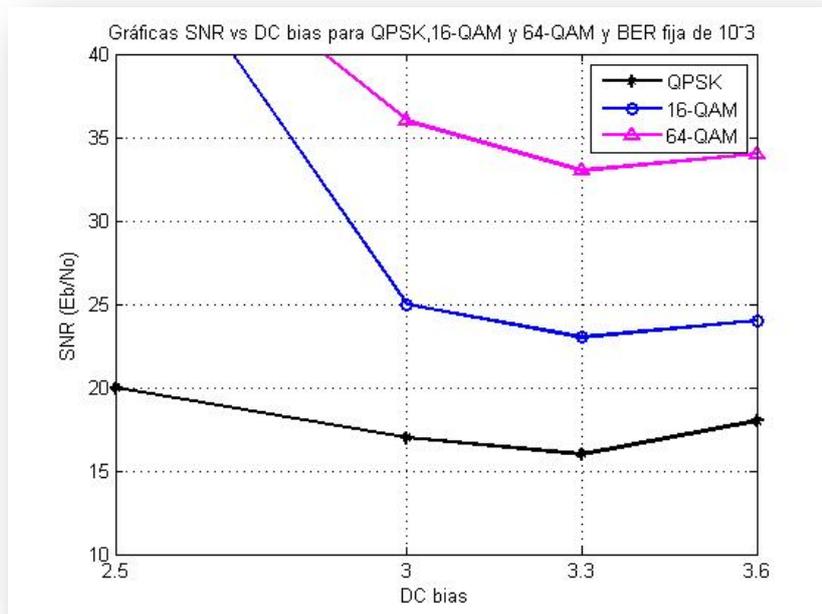


Figura 6.30 Gráfica de la SNR, con la BER fijada a 10^{-3} , frente a la *DC bias* para las modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM y con ecualizador.

6.2.10 Simulaciones cambiando el tamaño de NFFT.

En este apartado se realizan las simulaciones con una *DC bias* fija (3.3 V, por los resultados anteriores), incluyendo el ecualizador, además de un $CP=1/4$. Se van a mostrar resultados para una NFFT pequeña (128), NFFT media (4096) y para una NFFT grande (16384).

3. Para $NFFT = 128$:

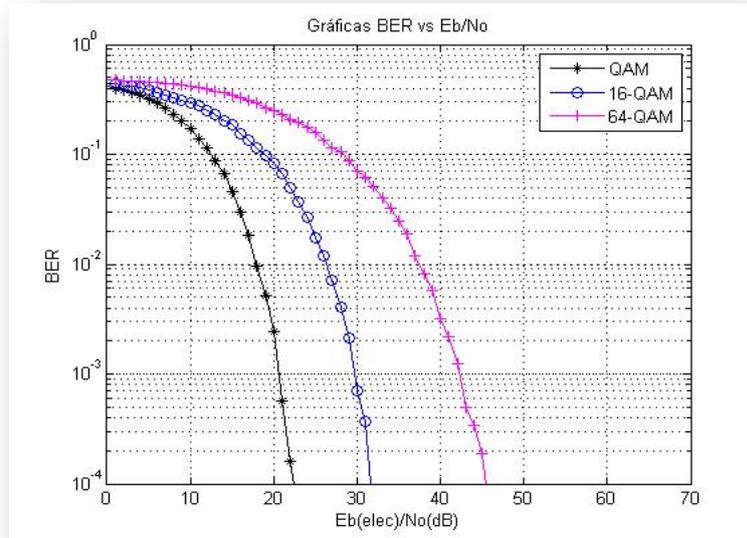


Figura 6.31 Gráfica de la BER frente a la E_b/N_0 para las modulaciones QAM, 16-QAM y 64-QAM, diodo LED a 3.3 V y $NFFT = 128$.

4. Para $NFFT = 4096$:

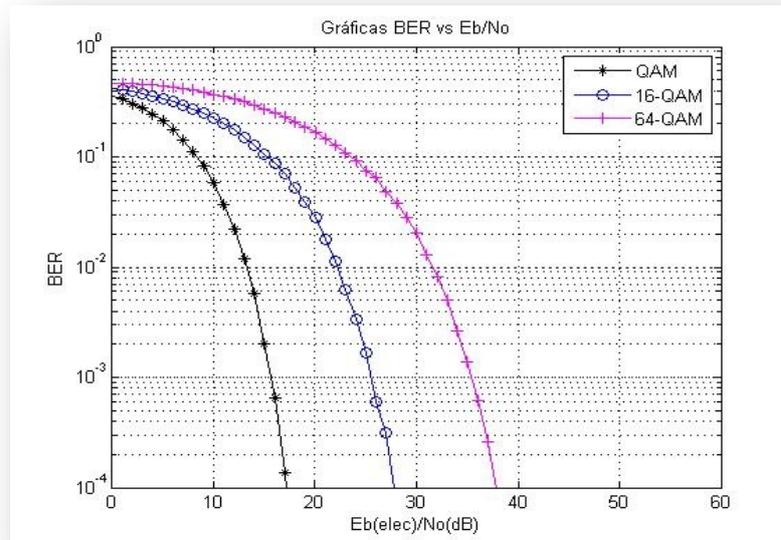


Figura 6.32 Gráfica de la BER frente a la E_b/N_0 para las modulaciones QAM, 16-QAM y 64-QAM, diodo LED a 3.3 V y $NFFT = 4096$.

Al final se aprecian los resultados en una gráfica común (fig. 6.34), donde se ve que la BER disminuye levemente según aumenta la NFFT, aunque la variación es poco significativa.

5. Para $NFFT = 16384$:

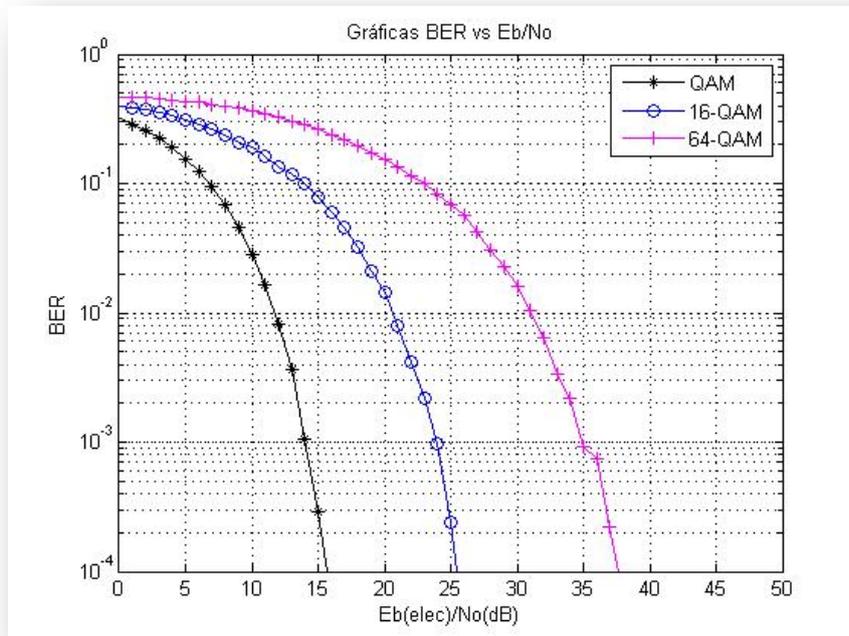


Figura 6.33 Gráfica de la BER frente a la E_b/N_0 para las modulaciones QAM, 16-QAM y 64-QAM, diodo LED a 3.3 V y $NFFT = 4096$.

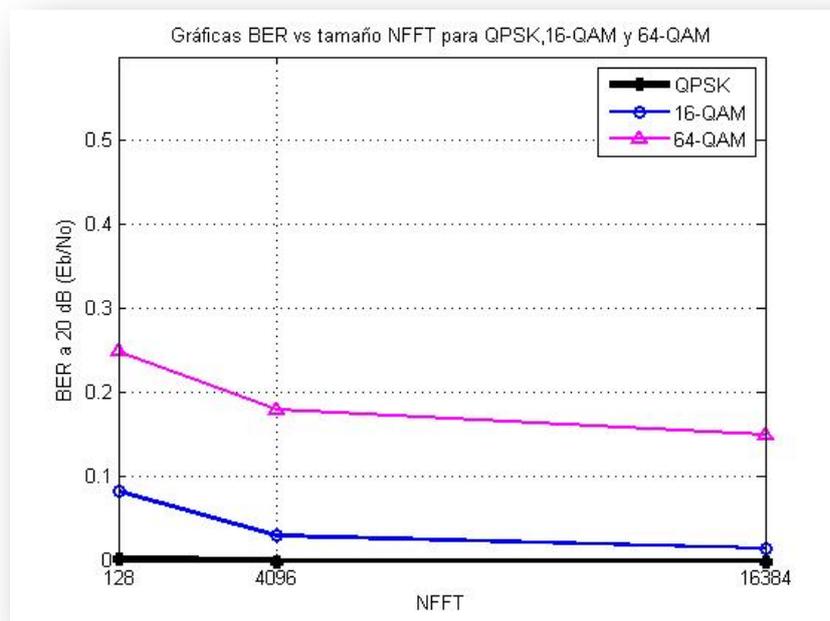


Figura 6.34 Gráfica de la BER fijada a 20 dB frente a la NFFT para las modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM.

6.2.11 Simulaciones cambiando la relación de prefijo cíclico

La variación del prefijo cíclico es uno de los factores que nos permitirá comprobar si el sistema funciona correctamente.

Atendiendo a los resultados (fig. 6.34), puede parecer curioso que la BER no varíe dependiendo del CP incluido en la señal, puesto que eso podría significar que no efectúa ningún papel el hecho de incluirlo o no en el sistema.

Sin embargo, como no se está usando canal de momento, es lógico que el sistema responda con los mismos resultados para CP diferentes. Cuando se incluya canal en el sistema apartado 6.3, y se produzca multitrayecto, se podrá apreciar el efecto de este parámetro en las simulaciones.

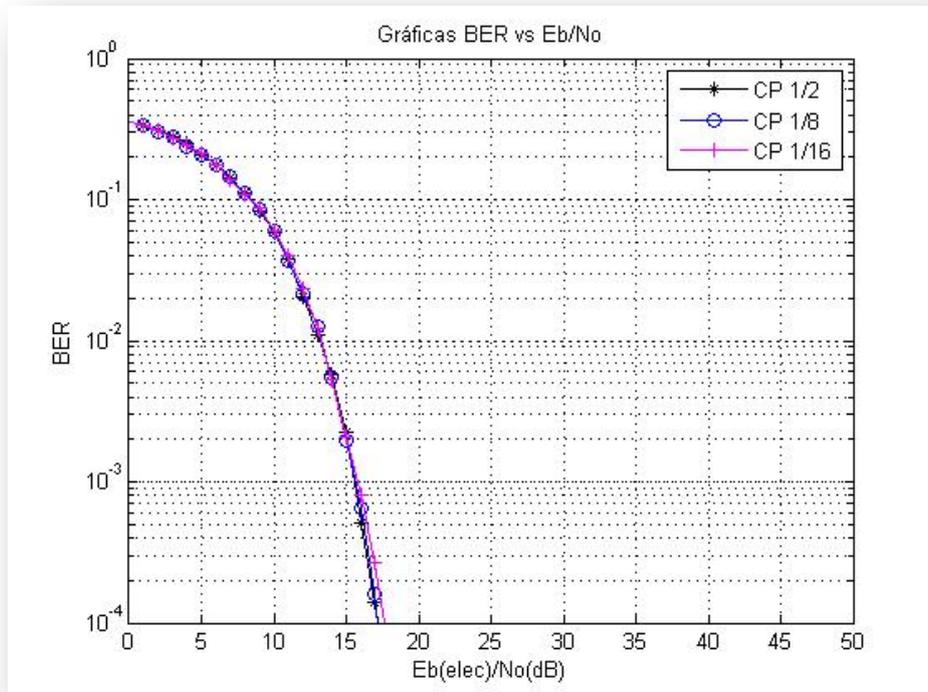


Figura 6.35 Gráfica de la BER frente a la Eb/No para la modulación QPSK y distintas porciones de prefijo cíclico.

6.3 Simulaciones con Matlab + Optisystem

6.3.1 El sistema óptico en Optisystem

En la tercera etapa de simulaciones, se ha añadido la parte óptica al modelo Matlab, tal y como se presentó en la figura 6.3. Ahora se modela el diodo LED o láser, el canal OWC y el fotodetector PIN con el software Optisystem.

A continuación se muestra una imagen (fig. 6.36) con los diferentes bloques. En color verde se puede apreciar el bloque Matlab a la entrada, que tiene la función de transferir la señal ACO-OFDM generada con el modelo Matlab al transmisor óptico en Optisystem. Con este bloque se puede llevar un control de los valores numéricos de la señal. Además, lleva conectados dos visualizadores de la señal, uno para ver la señal en el dominio del tiempo, y otro para ver la señal en el dominio de la frecuencia.

En color celeste, se sitúa el transmisor óptico del sistema. En las simulaciones va a usarse un láser “*Directly Modulated Laser Measured*”, configurado a una longitud de onda de 700 nm (428. 57 THz de frecuencia) y potencia de 10 dBm. Se le añade un visualizador de potencia óptica.

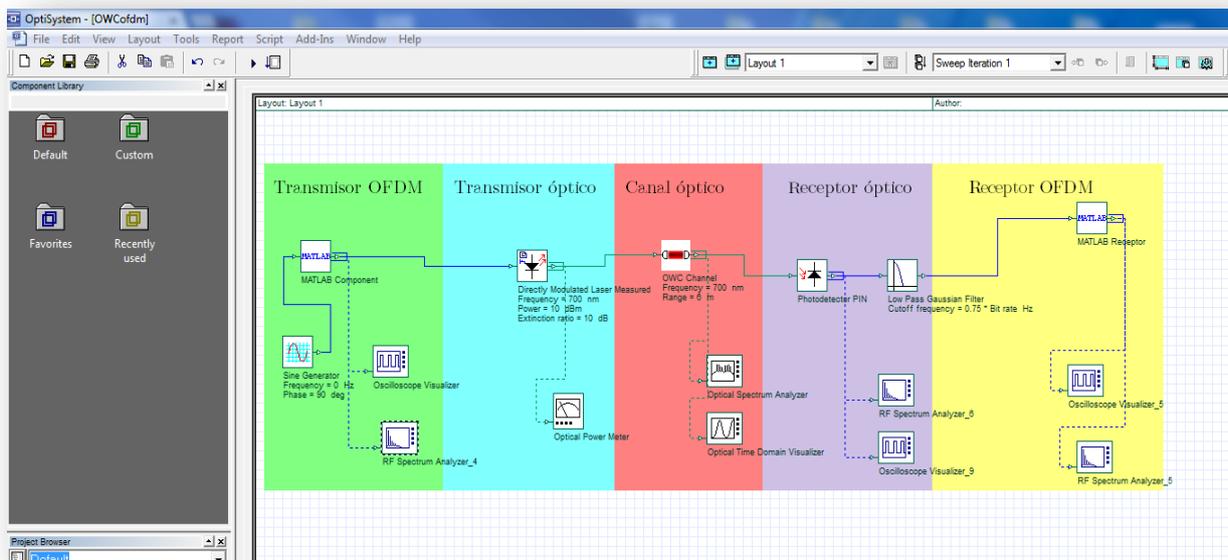


Figura 6.36 Entorno de Optisystem con los bloques que componen el sistema óptico.

El canal óptico, en color rojo, viene definido por un bloque “*OWC Channel*”. En este bloque se configuran los parámetros del canal, como son la frecuencia, la distancia, la atenuación (dB/Km), o el retardo de propagación (ps/Km).

Incluye dos visualizadores de señal óptica, tanto en tiempo como el espectro en frecuencia (figura 6.37).

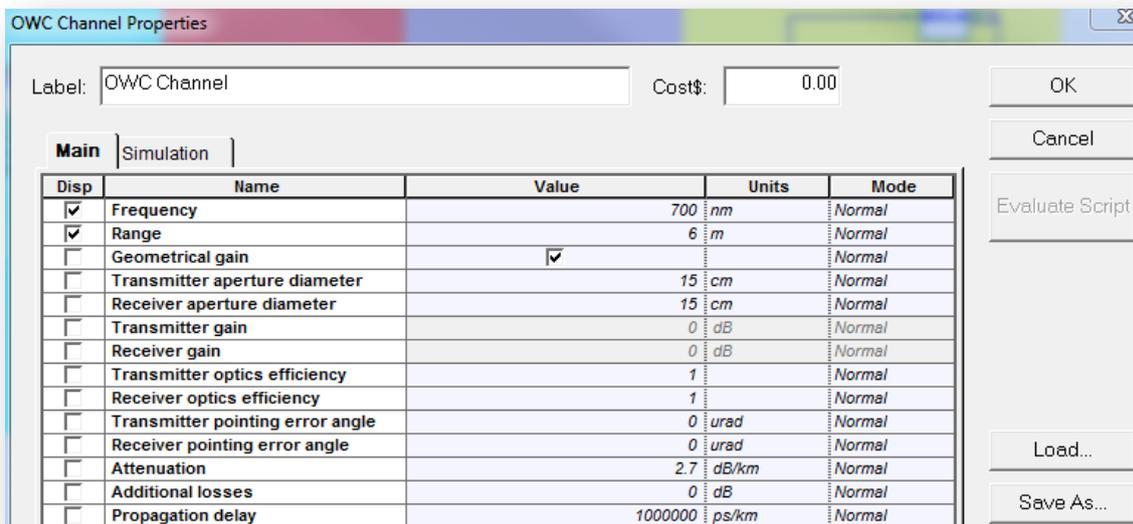


Figura 6.37 Configuración de parámetros en el bloque OWC Channel.

En el receptor óptico, se sitúa el fotodetector “*Photodetector PIN*” (se corresponde con la zona violeta en la figura 6.36). Este componente debe estar configurado a la misma frecuencia que el transmisor láser y la frecuencia del canal. También lleva conectados, dos visualizadores y un filtro paso bajo a la salida.

Por último, el bloque Matlab a la salida (zona amarilla), que devuelve los datos tras el sistema óptico al receptor ACO-OFDM en Matlab. Aquí puede realizarse un control de los datos numéricos de la señal, al igual que al principio. De este modo se puede ver si los datos de la señal están en el mismo rango que tenían a la entrada.

6.3.2 Configuración de parámetros

La modificación de ciertos parámetros de los bloques ópticos del sistema, pueden tener consecuencias y obtener una BER elevada. Para hallar el valor adecuado de estos parámetros, se van a tener en cuenta ciertas definiciones y expresiones de la teoría de la señal.

❖ Definiciones:

- $R_b =$ Tasa binaria [bits/s]
- $R_s =$ Tasa de muestreo [muestras/s]
- $T =$ Periodo de muestreo [s/muestra]
- $N_{FFT} =$ Número de muestras para realizar la FFT
- $BW =$ Ancho de banda de la señal (con las N_{FFT} subportadoras)
- $BW_{real} =$ Ancho de banda real de la señal, teniendo en cuenta (con las N_{SUB} subportadoras).
- $\Delta f =$ Separación entre subportadoras
- $T_u =$ Duración útil del símbolo OFDM (sin prefijo cíclico)
- $T_{cp} =$ Duración del prefijo cíclico
- $N_{cp} =$ Subportadoras o muestra en el prefijo cíclico
- $T_s =$ Tiempo de un símbolo OFDM completo (con prefijo cíclico)
- $m =$ Número de bits/muestras (por ejemplo: en QPSK, sería $m = 2$)
- $CP =$ Relación del prefijo cíclico (por ejemplo: 1/4, 1/8, etc.)

❖ Expresiones:

- $R_b = m \cdot R_s$
- $R_s = 1/T = N_{FFT}/T_u$
- $\Delta f = 1/T_u$
- $BW = \Delta f \cdot N_{FFT}$
- $BW_{real} = \Delta f \cdot N_{SUB}$
- $T_u = N_{FFT} \cdot T$ $\Leftrightarrow T_u/N_{FFT}$
- $T_s = T_u + T_{cp}$
- $CP = T_{cp}/T_u = (N_{cp} \cdot T) / (N_{FFT} \cdot T) = N_{cp}/N_{FFT}$

Uno de los parámetros a configurar es el *Propagation delay*, dentro del bloque *OWC Channel*. Este parámetro define si la señal óptica va a sufrir algún retardo, y por tanto puede ocasionar interferencia entre símbolos o ISI.

Para solucionar esto, el prefijo cíclico de la señal ACO-OFDM debe tener una duración mayor que este retardo. Se ha configurado el sistema de la siguiente manera:

- **Modulación:** QPSK ($m=2$)
- Número de **NFFT** = 4096
- Número de **NSUB** = 720
- Relación prefijo cíclico **CP** = $1/4$
- $\mathbf{Rb} = 10^8$ bits/s = $2 \cdot R_s \rightarrow \mathbf{Rs} = 5 \cdot 10^7$ muestras/s
- $\mathbf{T} = 2 \cdot 10^{-8}$ segundos/muestra
- $\mathbf{Tu} = 4096 \cdot 2 \cdot 10^{-8} = 8.192 \cdot 10^{-5}$
- $\Delta\mathbf{f} = 1/\mathbf{Tu} = 12207$
- $\mathbf{BW} = 12207 \cdot 4096 = 5 \cdot 10^7$
- $\mathbf{BW\ real} = 12207 \cdot 720 = 8.79 \cdot 10^6$
- $\mathbf{Ts} = \mathbf{Tu} + \mathbf{Tcp} = 8.192 \cdot 10^{-5} + \mathbf{Tcp}$
- $\mathbf{CP} = \mathbf{Tcp}/\mathbf{Tu} = \mathbf{Tcp}/8.192 \cdot 10^{-5} = 1/4 \rightarrow$
- $\mathbf{Tcp} = 8.192 \cdot 10^{-5}/4 = 2.048 \cdot 10^{-5}$

La cuestión está en comprobar si se produce ISI al establecer un valor de *Propagation delay* en el canal OWC que sea superior al valor de \mathbf{Tcp} ($2.048 \cdot 10^{-5}$).

Si no se considerase el ruido AWGN, al haber ecualizador e incluir un retardo menor a \mathbf{Tcp} , la BER resultante debería ser cero. Esta comprobación permite mostrar que conforme aumenta el parámetro *Propagation delay*, la BER va a ir aumentando también, una vez superado el umbral de \mathbf{Tcp} .

Al igual que resulta interesante este parámetro, si se incluye una relación de CP menor a $1/4$, que es el que se está usando por defecto, también debería de producirse ISI, y por tanto la BER dejaría de ser cero.

Otro de los parámetros a considerar es la distancia. De momento, está establecida en un enlace corto, de 6 metros. Variando este parámetro, también debe apreciarse un cambio en la BER. A continuación se muestran dichas comprobaciones.

Simulation		
Name	Value	Units
Frequency	700	nm
Range	6	m
Geometrical gain	<input checked="" type="checkbox"/>	
Transmitter aperture diameter	15	cm
Receiver aperture diameter	15	cm
Transmitter gain	0	dB
Receiver gain	0	dB
Transmitter optics efficiency	1	
Receiver optics efficiency	1	
Transmitter pointing error angle	0	urad
Receiver pointing error angle	0	urad
Attenuation	2.7	dB/km
Additional losses	0	dB
Propagation delay	3410000000	ps/km

Figura 6.38 Configuración de los parámetros del bloque *OWC Channel*

Hay que tener en cuenta que el valor de *Propagation delay* está representado en ps/km. Por tanto, tal y como se ve en la imagen 6.38, el valor es de $3.41 \cdot 10^9$ ps/km. Esa cifra, multiplicada por los 6 metros de distancia entre transmisor y receptor, resultan $2.046 \cdot 10^{-5}$ segundos, un valor algo menor que el valor de T_{cp} ($2.048 \cdot 10^{-5}$), y por tanto la BER resultante debe ser cero (fig. 6.39). Se ha considerado este valor de *Propagation delay* como el valor umbral para la configuración establecida.

```

Se está llamando a Optisystem
Retiramos el Prefijo Cíclico
Realizamos la FFT en el receptor
Se está realizando la demodulación
Se está calculando la BER

ber =
    0

```

Figura 6.39 Resultado en Matlab de BER igual a cero

Si se aumenta ese valor, aparece una BER muy pequeña, pero no es nula.

Simulation		
Name	Value	Units
Frequency	700	nm
Range	6	m
Geometrical gain	<input checked="" type="checkbox"/>	
Transmitter aperture diameter	15	cm
Receiver aperture diameter	15	cm
Transmitter gain	0	dB
Receiver gain	0	dB
Transmitter optics efficiency	1	
Receiver optics efficiency	1	
Transmitter pointing error angle	0	urad
Receiver pointing error angle	0	urad
Attenuation	2.7	dB/km
Additional losses	0	dB
Propagation delay	3440000000	ps/km

Figura 6.40 Configuración de los parámetros del bloque *OWC Channel*

```

Se está llamando a Optisystem
Retiramos el Prefijo Ciclico
Realizamos la FFT en el receptor
Se está realizando la demodulación
Se está calculando la BER

ber =

3.968253968253968e-005

```

Figura 6.41 Resultado en Matlab de BER pequeña, mayor que cero al aumentar el retardo del canal.

Si se aumenta la distancia, por ejemplo a 7 metros, aparece un valor de BER algo mayor.

Simulation		
Name	Value	Units
Frequency	700	nm
Range	7	m
Geometrical gain	<input checked="" type="checkbox"/>	
Transmitter aperture diameter	15	cm
Receiver aperture diameter	15	cm
Transmitter gain	0	dB
Receiver gain	0	dB
Transmitter optics efficiency	1	
Receiver optics efficiency	1	
Transmitter pointing error angle	0	urad
Receiver pointing error angle	0	urad
Attenuation	2.7	dB/km
Additional losses	0	dB
Propagation delay	3410000000	ps/km

Figura 6.42 Configuración de los parámetros del bloque *OWC Channel*

```

Se está llamando a Optisystem
Retiramos el Prefijo Ciclico
Realizamos la FFT en el receptor
Se está realizando la demodulación
Se está calculando la BER

ber =

0.001904761904762

```

Figura 6.43 Resultado en Matlab de BER mayor que cero al aumentar la distancia

6.3.3 El efecto de incluir prefijo cíclico

Como se ha comentado anteriormente, el hecho de incluir prefijo cíclico reduce la tasa de error de bit en el sistema, ya que reduce la interferencia entre símbolos.

En las simulaciones realizadas en el apartado anterior, se ha visto cómo ha cambiado la BER al aumentar el retardo y al aumentar la distancia. Ahora es el turno de ver cómo afecta el prefijo cíclico a los resultados.

Si se cambia la relación de prefijo cíclico y la reducimos, por ejemplo a 1/8 aparece un valor de BER algo mayor que cero.

```
Se está llamando a Optisystem
Retiramos el Prefijo Cíclico
Realizamos la FFT en el receptor
Se está realizando la demodulación
Se está calculando la BER

ber =

0.001984126984127
```

Figura 6.44 Resultado en Matlab de BER mayor que cero al reducir la relación CP

Una vez visto este efecto, sería conveniente visualizar las curvas BER incluyendo el canal OWC + ruido AWGN, para ambos casos, con prefijo cíclico y sin prefijo cíclico.

Para la modulación QPSK, y la misma configuración antes mencionada (con retardo de $2.046 \cdot 10^{-5}$ segundos), se va a simular sin prefijo cíclico, con prefijo cíclico 1/4, cuyo T_{cp} supera el tiempo de retardo establecido ($2.048 \cdot 10^{-5}$ segundos), y por último, con prefijo 1/8, cuya duración no supera ese tiempo de retardo ($1.024 \cdot 10^{-5}$).

La diferencia entre curvas es la siguiente (fig. 6.45).

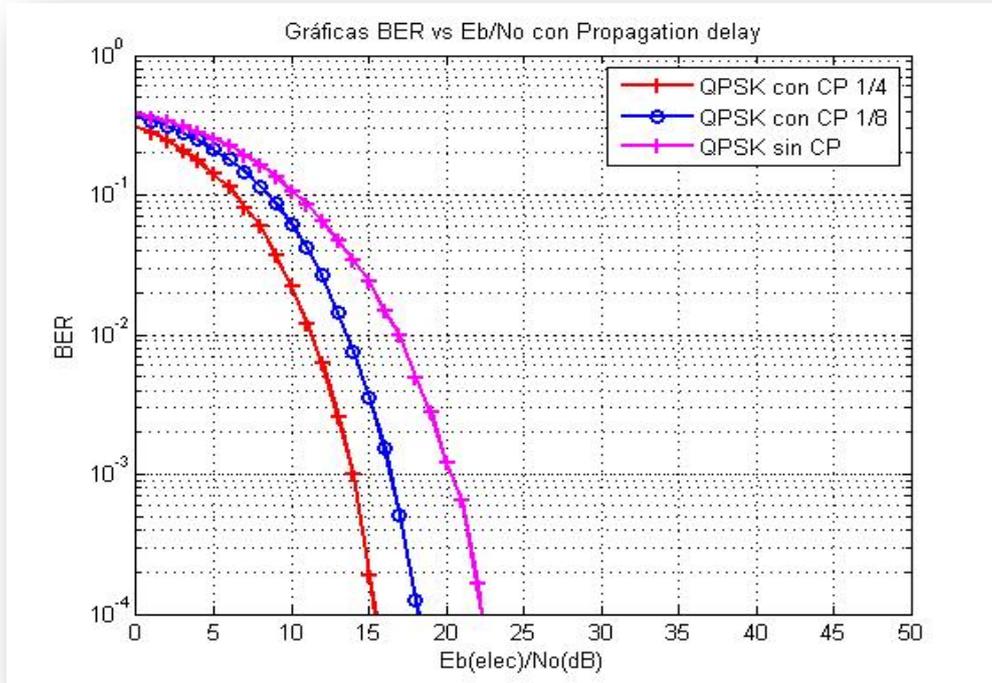


Figura 6.45 Diferencia entre QPSK con prefijo cíclico mayor que el retardo de propagación, menor y sin prefijo cíclico.

6.4 Simulaciones con canal Rayleigh

En la cuarta y última etapa de simulaciones, se ha añadido en Matlab un canal Rayleigh al modelo, ya que el canal en un entorno de Indoor, se asemeja bastante a las características de este modelo [13].

6.4.1 Simulación sin efecto doppler

En un principio se ha quitado el sistema óptico (Optisystem) y se ha simulado el sistema ACO-OFDM con la característica V-I del diodo LED del apartado 6.2.4 a 3.3 V de DC bias, el canal Rayleigh, ruido AWGN y ecualizador. En la configuración del canal Rayleigh, hemos considerado el efecto doppler igual a cero. El resto de la configuración es $N_{FFT} = 1024$, $N_{SUB} = 250$, $CP = 1/4$.

En la figura 6.46, puede apreciarse las curvas BER frente a la E_b/N_0 para las modulaciones QPSK, 16-QAM y 64-QAM, teniendo en cuenta la configuración antes mencionada. Las curvas son más prolongadas.

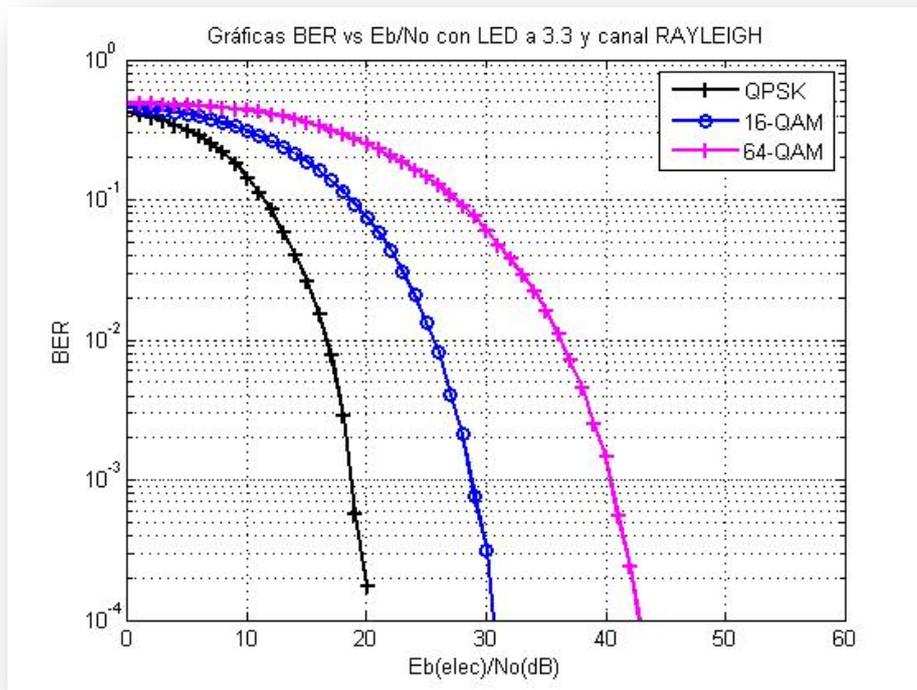


Figura 6.46 Gráficas BER vs E_b/N_0 con diodo LED a 3.3 V y canal Rayleigh.

Resulta interesante comparar esta gráfica con la misma gráfica pero sin canal Rayleigh que se ha realizado anteriormente (figura 6.21), que sólo tiene ruido AWGN.

Se va a incluir una con tabla las diferentes modulaciones, y se va a comparar la SNR para una BER fija, del sistema en canal Rayleigh con el sistema sin este canal, de ese modo poder ver la repercusión que tiene, y cómo se traduce esto en aumento de SNR.

Modulación	SNR@BER= 10^{-3} con canal Rayleigh	SNR@BER= 10^{-3} sin canal Rayleigh	Diferencia de dB en la SNR
QPSK	19 dB	15 dB	4 dB
16-QAM	29 dB	25 dB	4 dB
64-QAM	40 dB	35 dB	5 dB

Tabla 6.1 Comparación de SNR para BER fija entre canal Rayleigh y sin canal.

6.4.2 Simulación con efecto doppler

Posteriormente, se ha simulado el mismo sistema, con un efecto doppler igual a 100Hz. Los resultados pueden apreciarse en la figura 6.47.

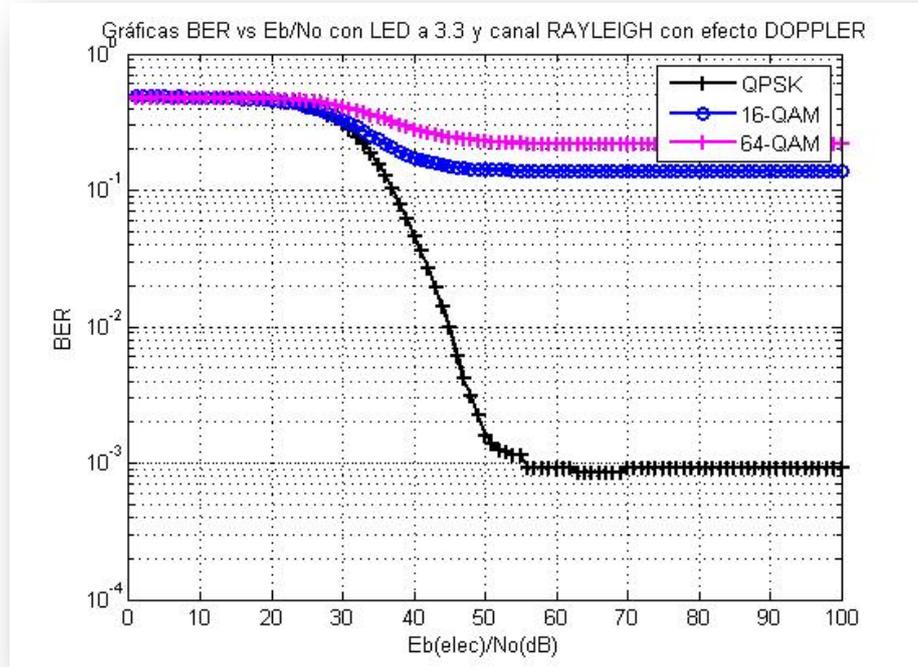


Figura 6.47 Gráficas BER vs E_b/N_0 con diodo LED a 3.3 V y canal Rayleigh con efecto doppler

El canal Rayleigh con efecto doppler se transforma en un canal mucho más severo. En la figura cómo se ha producido un suelo de ruido, que significa que por mucho que aumente la SNR o la potencia de la señal, no mejorarían las prestaciones del sistema.

La conclusión que puede hacerse al respecto, es que se necesitaría añadir al sistema ACO-OFDM ciertas técnicas de corrección de errores (FEC, *Forward Error Correction*), como codificación convolucional, si se tienen en cuenta técnicas más simples. Si se tuviesen en cuenta técnicas más complejas, podrían usarse algoritmos de codificación LDPC o turbocódigos.

Para ello, sería imprescindible realizar también un estudio de qué técnicas de entrelazado de datos sería conveniente incluir junto a las técnicas FEC, para poder así optimizar más las prestaciones de ACO-OFDM en un canal Rayleigh.

6.5 Referencias

- [1]. Jean Armstrong and Brendon J.C. Schmidt “*Comparison of Asymmetrically Clipped Optical OFDM and DC-Biased Optical OFDM in AWGN*”, IEEE. May 2008.
- [2]. Jean Armstrong and Sarah Kate Wilson “*Transmitter and Receiver Methods for Improving Asymmetrically-Clipped Optical OFDM*”, IEEE. Sept 2009.
- [3]. Jean Armstrong and Arthur James Lowery “*Orthogonal-Frequency-Division Multiplexing for Optical Dispersion Compensation*”, Oct 2009.
- [4]. Jean Armstrong, R. Mardling and Xia Li “*Channel Capacity of IM/DD Optical Communication Systems and of ACO-OFDM*”.
- [5]. Jean Armstrong and Sarangi Devasmitha Dissanayake “*Comparison of ACO-OFDM, DCO-OFDM and ADO-OFDM in IM/DD Systems*”, IEEE. April 2013.
- [6]. Jean Armstrong “*OFDM for Optical Communications*”, IEEE. January 2009.
- [7]. Hany Elgala, “*A Study on the Impact of Nonlinear Characteristics of LEDs on Optical OFDM*”, March 2010.
- [8]. Hany Elgala, Irina Stefan and Harald Haas, “*Study of Dimming and LED Nonlinearity for ACO-OFDM Based VLC Systems*”, IEEE, 2012.
- [9]. Hany Elgala, Raed Maesleh, Harald Haas, “*A Study of LED Nonlinearity Effects on Optical Wireless Transmission using OFDM*”, IEEE, 2009.
- [10]. Hany Elgala, Raed Mesleh and Harald Haas, “*Predistortion in Optical Wireless Transmission using OFDM*”, IEEE, 2009.
- [11]. Hany Elgala, Raed Mesleh and Harald Haas “*A Study of LED Nonlinearity Effects on Optical Wireless Transmission using OFDM*”, 2009, IEEE.
- [12]. Data sheet “*Golden DRAGON warm white with Chip Level Conversion (CLC)*”, OSRAM Opto Semiconductors GmbH, 2009.
- [13]. Jiang Liu. “*Design and Performance Evaluation of OFDM-Based Wireless Services Employing Radio over Optical Wireless Link*”, October 2011

