

Capítulo 4: Simulaciones en Matlab

4.1 Introducción

Desde el principio el objetivo de este proyecto ha sido ver las consecuencias que un bloque no lineal tiene sobre un sistema de comunicación OFDM. Para ello primero se ha hecho un estudio más o menos en profundidad de los fundamentos de un sistema OFDM, posteriormente también se expusieron los conocimientos sobre las características de los bloques no lineales, y ahora ha llegado el momento de utilizar estos conocimientos de forma más práctica.

Hoy día la característica más importante de un sistema de comunicación digital es su probabilidad de error, ya que esta característica nos da información para poder configurar el sistema de forma que sea viable su utilización. Por tanto vamos a intentar comprobar el efecto sobre la probabilidad de error que produce la introducción de un bloque no lineal en un sistema de OFDM, para ello primero realizaremos simulaciones de un sistema OFDM sin bloque no lineal y luego realizaremos las mismas simulaciones para un sistema OFDM con un amplificador no lineal y compararemos para ver cual ha sido el cambio introducido en dicha probabilidad de error por el bloque no lineal. Las partes en las que se divide este capítulo son las siguientes:

- Características de las simulaciones: En esta primera parte se comenta las características generales que se han utilizado para realizar las diferentes simulaciones. Se expondrán las distintas simplificaciones y parámetros que se han realizado y tomado debido a las de las simulaciones que se desean realizar.
- Simulaciones OFDM lineal: En esta sección se expone el código de las simulaciones que se realizan, y se va explicando al bloque del esquema de OFDM que van correspondiendo. También se presentan los resultados obtenidos de dichas simulaciones.
- Simulaciones OFDM no lineal: En la sección se expone el mismo contenido que en la sección anterior pero en este caso para el sistema no lineal, además a la vez iremos comparando los resultados que vamos obteniendo con el caso del sistema lineal y comprobando como son de válidos resultados obtenidos en el capítulo anterior cuando se realizó el estudio teórico del sistema OFDM no lineal.
- Conclusiones de las simulaciones: Por último comentaremos las conclusiones que hemos obtenidos con todas las simulaciones realizadas.

4.2 Características de las simulaciones

Como se ha comentado anteriormente, en este capítulo se van presentar diferentes simulaciones de un sistema OFDM. Para realizar estas simulaciones se ha empleado el programa matemático MATLAB 7.0 sobre el cual se han aplicado los algoritmos diseñados que permiten la visualización de las gráficas pertinentes. Aunque aquí se adjuntan algunas simulaciones, se ha realizado muchas más para obtener resultados que apoyen las conclusiones adoptadas.

El análisis que se ha realizado consiste principalmente, además de representar otras características importantes del sistema, en representar la tasa de error de bit frente a la energía por bit transmitido. Esta relación mostrará la fiabilidad del sistema en diferentes circunstancias.

El objetivo final de las simulaciones es poder ver la diferencia de la variación de la probabilidad de error de un sistema OFDM lineal respecto a un sistema OFDM no

lineal. Para aislar el objetivo de la simulación lo que se ha hecho es idealizar lo más posible el sistema OFDM que se quiere transmitir, con lo cual se puede realizar de forma más fácil el estudio del efecto introducido por el bloque no lineal, ya que cualquier cambio que se produzca del sistema no lineal respecto al lineal es introducido por el bloque no lineal, ya que, al estar idealizado el sistema, no puede haber efecto colaterales de otros parámetros. A continuación se exponen las consideraciones que hemos tenido en cuenta a la hora de realizar las simulaciones:

- El esquema realizado para las simulaciones es el esquema en banda base.
- No se utiliza el código cíclico.
- Se supone que no hay ningún tipo de problema de sincronización ni retraso entre emisor y receptor ni entre portadoras.
- No se tienen en cuenta problemas de interferencia entre canales.
- Como el estudio debe ser independiente de la frecuencia de trabajo, lo que se ha hecho es normalizar los bits a un pulso cuadrado de amplitud 1 y duración de 1 unidad, y por tanto la duración del símbolo OFDM es N , donde N es el número de portadoras.
- La energía transmitida es independientemente del número de portadoras.
- El canal utilizado es un canal ideal AWGN.
- Como mapeador se utiliza una modulación M-QAM.
- No hay interferencias externas.

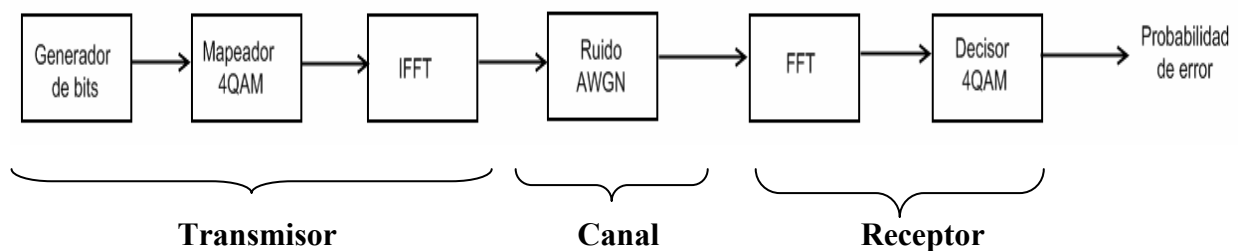
Aunque se adjunta un anexo el código en Matlab de cada una de las simulaciones realizadas, en cada apartado correspondiente se va a ir comentando el código utilizado y la relación que tiene con cada bloque del sistema OFDM.

4.3 Simulación OFDM lineal

En este apartado pretendemos simular el comportamiento de un sistema OFDM lineal, para ello queremos obtener como resultado la variación de la probabilidad de error respecto a la relación E_b/N_0 para luego poder compararlo con el comportamiento de un sistema OFDM no lineal. Al realizar el estudio teórico de los sistemas OFDM no lineales obtuvimos como resultado que una de las consecuencias más importantes son los cambios que se producen en la constelación recibida, por tanto también se va a

mostrar en estas simulaciones constelaciones para diferentes E_b/N_0 y luego compararlas con las constelaciones para una misma relación E_b/N_0 en el sistema OFDM no lineal, y así comprobar si los resultados obtenidos teóricamente son demostrados a través de simulaciones y ver el efecto real de la no linealidad sobre la constelación. Otra cuestión importante que tuvimos en cuenta al realizar el estudio teórico fue que las aproximaciones eran válidas para un número de portadoras grandes, por eso vamos a realizar simulaciones para diferentes número de portadoras y así comprobar si se cumple o no la aproximación que se realizó en el estudio teórico y ver que efectos tiene en el sistema el aumento de portadoras, aunque en el caso del sistema OFDM lineal el número de portadoras no debería tener ninguna consecuencia en las simulaciones, en el caso del sistema no lineal sí podremos observar si las aproximaciones realizadas son más correcta o no y ver si el aumento de portadores conlleva algún beneficio.

A modo de resumen por tanto podemos decir que vamos a realizar varias simulaciones con diferentes número de portadoras para un sistema OFDM lineal con un mapeador 4QAM, donde vamos a representar la probabilidad de error de bit del sistema respecto a E_b/N_0 y las constelaciones de transmisión y recepción del sistema para varias relaciones E_b/N_0 . El sistema de bloques que vamos a simular es el siguiente:



Para implementar el sistema lineal vamos a utilizar la función **OFDMlineal(N).m**. Como vamos a realizar simulaciones para diferente número de portadoras, vamos a utilizar el parámetro N como parámetro de entrada del número de portadoras que deseamos que lleve la simulación. A continuación vamos a ir comentando el código y las simulaciones que vamos obteniendo así como los las conclusiones que obtenemos viendo las gráficas obtenidas.

➤ Transmisor

Se va a realizar la generación de bit y el mapeador 4QAM a la vez, para ello utilizamos la instrucción siguiente:

```
datos=randsrc(N*1000,1,[1,-1])+j*randsrc(N*1000,1,[1,-1]);
```

como se puede observar se crean un número de datos múltiplo de las portadoras, esto se hace para que a la hora de realizar la IFFT tengamos un número entero de tramas OFDM y su tratamiento sea más fácil. A continuación se puede observar la simulación de la constelación de transmisión, como es lógico es independiente del número de portadoras que se utilice.

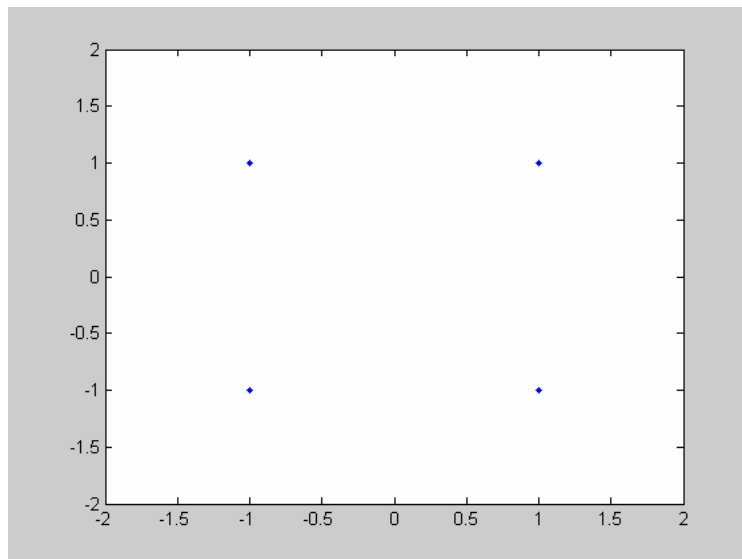


Figura 4.1: Constelación 4QAM transmitida

A continuación se realiza la modulación OFDM a través del bloque IFFT, se realiza de forma que sea lo más fiel posible a los estudios teóricos, para ello se han tomado bloques de N símbolos 4QAM aplicándoles a cada bloque la transformada IFFT para crear cada símbolo OFDM. Al realizar este proceso a todos las muestras obtenemos la señal OFDM completa $s_{OFDM}(n)$ a partir de cada símbolo OFDM $s_m(n)$, y por tanto la señal obtenida tienen la misma forma que las señales OFDM teóricas

$$s_m(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x_{k,m} e^{j2\pi(k-1)n/N} \quad (4.1)$$

$$s_{OFDM}(n) = \sum_{m=1}^{1000} s_m(n - (m-1)N) \quad (4.2)$$

donde el código para implementar la señal OFDM a partir de la señal 4QAM es

```
for K=1:1000
    datos_transmitidos=datos(((K-1)*64+1):(K*64));
    transf_datos(((K-1)*64+1):(K*64),1)=ifft(datos_transmitidos);
end
```

y por tanto en transf_datos tenemos las muestras de la señal OFDM en banda base.

Aquí habría que fijarse en algo importante, como hemos transmitido la misma energía independientemente del número de portadoras, al ir aumentando el número de portadoras N tendremos menos potencia por portadora. Esto en principio no debe tener ninguna consecuencia a la hora de la probabilidad de error ya que E_b es independientemente del número de portadoras. A continuación veamos la energía y la potencia para diferentes número de portadoras:

N portadoras	Energía media de la señal	Potencia por portadora
64	2	0,03125
128	2	0,015625
256	2	0,0078125

➤ Canal

Como la intención de la simulación es obtener la variación de la probabilidad de error con respecto a la relación E_b/N_0 , lo que vamos a hacer es un barrido en la relación E_b/N_0 . Como E_b es fija ya que la energía que transmitimos está fijada, para obtener la variación de la probabilidad de error lo que hemos hecho en la simulación es ir disminuyendo la energía de ruido desde un valor que hace que $E_b/N_0 = 0$ hasta

$E_b/N_0 = 20$. Para añadirle el ruido AWGN primero calculamos la potencia de la señal que transmitida con el código

```
for H=1:N
    energia_s=energia_s+(abs(transf_datos(H,1)))^2;
end
potencia_db=10*log10(energia_s/N);
```

y una vez obtenida la relación SNR que deberíamos tener para esa E_b/N_0 utilizamos el siguiente código para añadir ruido AWGN a la señal transmitida hasta obtener la señal recibida en el receptor con el ruido añadido

```
SNR=0;
SNR=EbNo+10*log10(2);
rx=awgn(transf_datos, SNR, potencia_db);
```

➤ Receptor

En el receptor tenemos ya la señal OFDM con el ruido AWGN que corresponde a la siguiente expresión análoga a lo visto en teoría

$$y(n) = s_{OFDM}(n) + n(n) \quad (4.3)$$

La señal una vez recibida es tratada por el demodulador OFDM que hace la función contraria al modulador OFDM y corresponde con el código

```
for G=1:1000
    datos_recibidos=rx(((G-1)*N+1):(G*N));
    datos_final(((G-1)*N+1):(G*N),1)=fft(datos_recibidos);
end
```

La señal demodulada corresponde a la forma

$$y_{k,m} = \sum_{m=1}^{1000} \sum_{n=1}^N (s_{OFDM}(n - (m-1)N)) e^{-j2\pi k(n-1)/N} + \sum_{m=1}^{1000} \sum_{n=1}^N n(n - (m-1)N) e^{-j2\pi k(n-1)/N} \quad (4.4)$$

Una vez demodulada la señal, podemos mostrar la constelación recibida. A continuación se muestra la constelación recibida para diferentes relaciones E_b/N_0 .

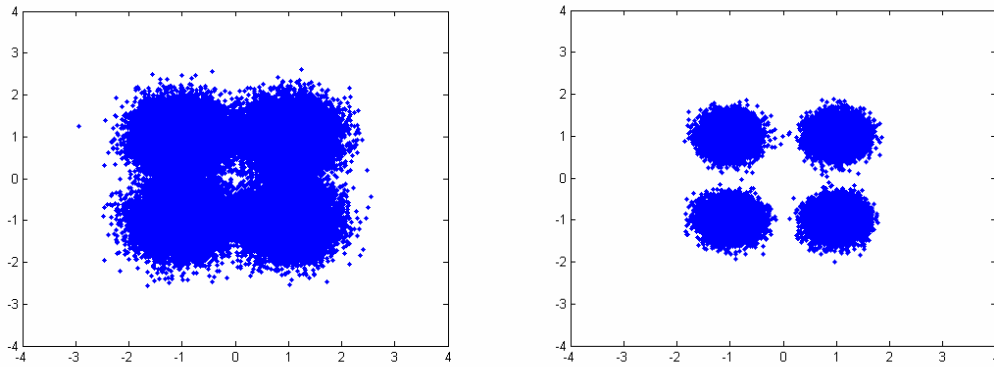


Figura 4.2: Constelaciones para E_b/N_0 igual a 5 y 10 dB

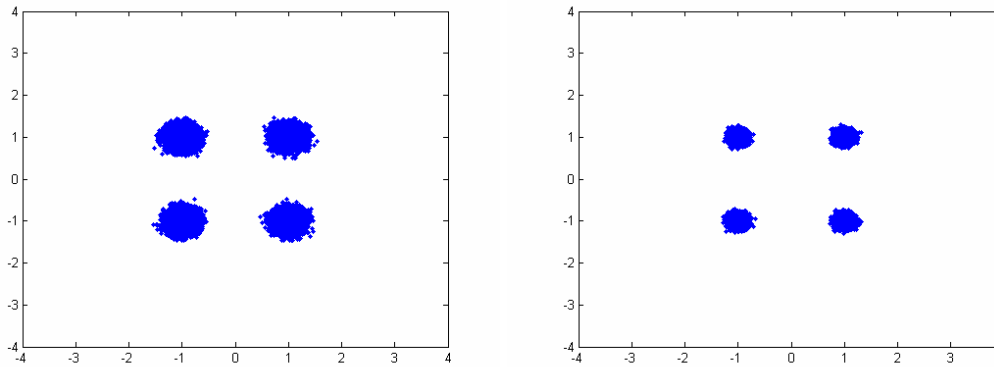


Figura 4.3: Constelaciones para E_b/N_0 igual a 15 y 20 dB

En las simulaciones podemos ver como a medida que aumentamos la relación E_b/N_0 hace que las muestras se desvíen menos de su posición inicial, lo que hará que la probabilidad de error sea menor. Como el sistema OFDM que estamos tratando en este apartado es totalmente ideal, podemos observar que las constelaciones a la entrada del receptor son exactamente igual a las de una modulación 4QAM sin modulación OFDM. Esto debe tener consecuencias a la hora de simular la probabilidad de error del sistema, ya que al ser el sistema OFDM lineal totalmente ideal se debe esperar, que como ocurre con la constelación, la simulación de la probabilidad de error debería coincidir con la de un modulación 4QAM sin modulación OFDM.

Por último para obtener los símbolos recibidos en el receptor, debemos pasar la señal por el decisor 4QAM. Como los símbolos transmitidos son equiprobables, se ha simulado un decisor óptimo típico de modulación 4QAM donde se toma la decisión de

forma independiente en la componente en fase y la componente en cuadratura, tomando como límites zona de decisión si el símbolo recibido pertenece a la zona positiva o negativa. El código que representa el decisor y la señal recibida estimada es el siguiente:

```
receptor=sign(real(datos_final))+j*sign(imag(datos_final));
```

Una vez que tenemos los bits de información recibidos estimados, solo tenemos que comparar con los bits que se transmitieron para comprobar el número de errores que se han producidos. Para hallar la probabilidad de error del sistema dividimos el número de errores obtenidos respecto al número de bits que hemos transmitido. Realizando este proceso para las diferentes relaciones E_b/N_0 obtenemos la gráfica de la probabilidad de error para el sistema OFDM lineal. El código utilizado que representa este proceso es el siguiente:

```
aux=receptor-datos;
cont=0;
for i=1:N*1000
    if aux(i)~=0
        if real(aux(i))~=0
            cont=cont+1;
        end
        if imag(aux(i))~=0
            cont=cont+1;
        end
    end
end
ber(B)=cont/(2*N*1000);
```

El resultado de la probabilidad de error obtenido para diferentes portadoras es el:

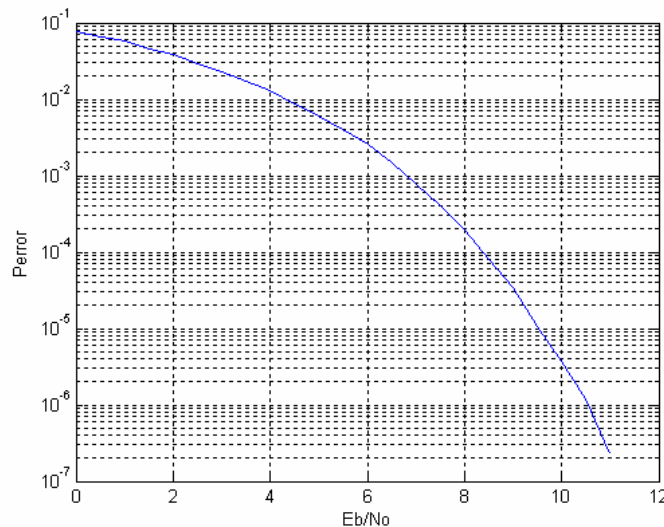


Figura 4.4: Simulación Pb de error OFDM lineal con N=64,128,256 portadoras

Como era de esperar, el número de portadoras no influye en la probabilidad de error con lo cual podemos decir que con un sistema OFDM podemos obtener la misma probabilidad de error con menos potencia por portadoras aumentando el número de portadoras. Además podemos comparar con la probabilidad de error de un sistema 4QAM sin modulación OFDM, viendo que la gráfica de probabilidad de error es exactamente la misma que la de una modulación 4QAM como era de esperar, comprobando que los resultados que hemos obtenidos son los correctos.

4.4 Simulación OFDM no lineal

Una vez que hemos simulado el comportamiento de un sistema OFDM lineal llega el momento más importante, ahora vamos a ver como se comporta el mismo sistema anterior cuando a la salida de la modulador OFDM tenemos un bloque no lineal. Este caso es muy común en la realidad, ya que a la salida del transmisor normalmente se encuentra un amplificador de potencia para amplificar la señal a transmitir, pero el inconveniente de esto es que estos amplificadores en la realidad no son ideales, sino que a partir de una cierta potencia saturan y aunque la señal de entrada aumente, la potencia de salida no aumenta, lo que produce una no linealidad en el sistema, debido a lo común de estos casos vamos a simular el bloque no lineal como si fuera un amplificador de potencia no lineal. Para la simulación de los amplificadores no lineales se va a utilizar el modelo de Saleh específica para cada amplificador. Vamos a realizar las simulaciones para los dos tipos de amplificadores más comunes utilizados en los sistemas de transmisión, los amplificadores tipo SSPA y TWT cuyos modelos de Saleh son:

- SSPA

$$F_A[\rho] = \frac{\rho}{\sqrt{1 + \left(\frac{\rho}{A_0}\right)^2}} \quad F_P[\rho] = 0 \quad (4.5)$$

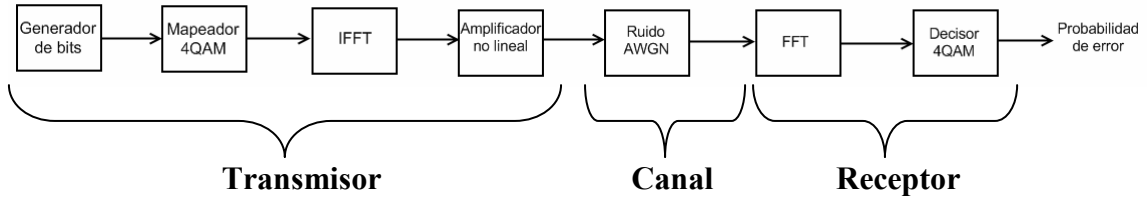
- TWT

$$F_A[\rho] = A_{sat}^2 \frac{\rho}{\rho^2 + A_{sat}^2} \quad F_P[\rho] = \frac{\pi}{3} \frac{\rho^2}{\rho^2 + A_{sat}^2} \quad (4.6)$$

donde A_{sat} es la amplitud de saturación de entrada del amplificador y A_0 la amplitud de salida en el punto de saturación, es decir $F_A[A_{sat}]$.

Como queremos también demostrar la validez del estudio realizado en el capítulo anterior sobre la no linealidad en OFDM, además de realizar las mismas simulaciones que en el apartado anterior vamos a obtener los parámetros estudiados teóricamente en el Apartado 3.3, y así comprobar también la simulación de las aproximaciones realizadas y sacar nuevas conclusiones.

El esquema de bloque a simular es el siguiente:



Para simular el sistema se utiliza la función **OFDMnolinealSSPA(N,Ao).m** para el caso del amplificador SSPA, y **OFDMnolinealTWT(N,Ao).m** para el caso de amplificador tipo TWT. En este caso los parámetros de entrada son N el número de portadoras para poder comprobar si existe algún efecto en el sistema el cambio en el número de portadoras, y A_0 que nos fijará el punto de funcionamiento del amplificador. En verdad, lo que hacemos al fijar A_0 es fijar el valor del OBO del amplificador ya que este depende de la relación entre la amplitud a la salida del amplificador A_0 y la potencia de la señal a la salida del amplificador de la forma

$$OBO_{dB} = 10 \log \left(\frac{A_0^2}{P_{o,nolineal}} \right) \quad (4.7)$$

con lo cual este parámetro nos da una idea del nivel de no linealidad que nos da el amplificador, ya que cuanto más alto es el OBO más lineal es el amplificador, por eso podemos ver como varia la probabilidad de error a medida que el amplificador se hace más lineal o menos cambiando este parámetro.

- **Amplificador SSPA**

Primero vamos a simular el sistema OFDM no lineal con un amplificador tipo SSPA cuyo modelo corresponde a la Ecuación 4.5. Este amplificador no introduce distorsión en la componente en fase ya que $F_p[\rho] = 0$, por eso después realizaremos la simulación de un amplificador TWT que además de distorsión en amplitud también introduce distorsión en fase y podremos comparar el efecto de esa distorsión.

Las funciones que se emplean para realizar las simulaciones tienen exactamente el mismo código a excepción del bloque no lineal, por eso vamos a comentar aquí el código completo para las simulaciones con el amplificador SSPA y en las simulaciones correspondientes al amplificador TWT solo comentaremos el bloque no lineal y los resultados que vamos obteniendo en las simulaciones.

➤ **Transmisor**

El código para generar los bits y la modulación 4QAM es el mismo que se emplea en el caso del sistema OFDM lineal:

```
datos=randsrc(N*1000,1,[1,-1])+j*randsrc(N*1000,1,[1,-1]);
```

y la constelación correspondiente que tenemos a la salida del bloque mapeador QAM es

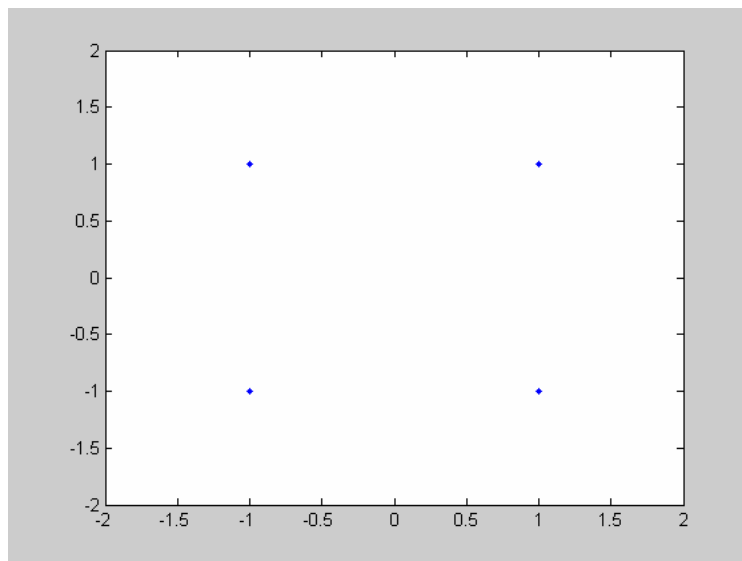


Figura 4.5: Constelación 4QAM en OFDM no lineal

Una vez creado lo datos, igual que en el caso de OFDM lineal, la señal pasa por el modulador OFDM. El código es el mismo también que el empleado en el sistema OFDM lineal.

```
for K=1:1000
    datos_transmitidos=datos(((K-1)*64+1):(K*64));
    transf_datos(((K-1)*64+1):(K*64),1)=ifft(datos_transmitidos);
end
```

Tras obtener la señal modulada OFDM vienen el bloque más importante en estas simulaciones, el bloque del amplificador no lineal. Para implementar la función del amplificador SSPA se ha empleado el código siguiente:

```
potencia_senal=sum((abs(transf_datos)).^2)/(N*1000);
modulo=abs(transf_datos);
fase=angle(transf_datos);
for M=1:N*1000
    modulo_NL(M,1)=modulo(M,1)/(sqrt(1+((modulo(M,1)/Ao)^2)));
end
senal_NL=modulo_NL.*exp(j*fase);
```

y como se puede comprobar *senal_NL* contienen las muestras de la señal a la salida del amplificador no lineal y por tanto a la salida del transmisor.

En el Apartado 3.3 del estudio teórico de un sistema OFDM no lineal se hizo una aproximación a través de la cual la señal a la salida del bloque no lineal se podía descomponer de la siguiente forma

$$s_d(t) = s_u(t) + n_d(t) = \alpha s(t) + n_d(t) \quad (4.8)$$

donde $s_d(t)$ es la señal a la salida del amplificador no lineal, $s(t)$ es la señal a la entrada del amplificador no lineal, α es un número complejo, $s_u(t)$ la señal útil, y $n_d(t)$ la parte distorsionada de la señal con una media igual a cero.

Por tanto en la simulación vamos a descomponer la señal a la salida del amplificador de esa forma para ver si se cumplen las condiciones correctas. Aplicando el teorema de Bussghang como en el estudio teórico la Ecuación 4.8 se puede expresar como

$$R_{s_d s_d}(\tau) = |\alpha|^2 \cdot R_{ss}(\tau) + R_{n_d n_d}(\tau) \quad (4.9)$$

y α puede expresarse de la forma

$$\alpha = \frac{R_{s_d s}(\tau)}{R_{ss}(\tau)} \quad (4.10)$$

donde $R_{s_d s}(\tau)$ denota la función de correlación cruzada de entrada salida.

El código que se ha empleado para realizar estas operaciones es el siguiente:

```
energia=sum((abs(senal_NL)).^2);
potencia=energia/(N*1000);
alfa=sum(((conj(senal_NL)).*transf_datos))/(N*1000*potencia_senal);
ruido=senal_NL-((real(alfa)).*transf_datos);
media_senal_NL=mean(senal_NL);
media_senal=mean(alfa.*transf_datos);
media_ruido=mean(ruido);
potencia_ruido=sum((abs(ruido)).^2)/(N*1000);
potencia_total=((real(alfa)).^2)*2/N+potencia_ruido;
```

donde, al tener la media de la señal no lineal y la media de la señal sin la distorsión, podemos comparar para ver si realmente el ruido añadido tienen media cero. A continuación se exponen las tablas de resultados obtenidos para diferentes OBO y diferente número de portadoras.

N	A ₀	α	Media $s_d(t)$	Media $s_u(t)$	Media $n_d(t)$	Pot. $s_d(t)$	Pot. $s_u(t)$	Pot. $n_d(t)$
64	0,1	0,42595 +3,6318e-019i	0,0001687 - 0,0002378i	0,00015973 - 0,00018635i	0,00000897- 0,00005145i	0,0062296	0,00566977	0,00055983
128	0,0705	0,42424 +2,5321e- 020i	-0,00022017 +7,3609e- 005i	-0,00015909 +9,2803e- 005i	0,00006108- 1,9194e-005i	0,0030947	0,00281222	0,00028248
256	0,05	0,42554 +1,0744e- 019i	-6,4958e-005 -6,6927e-006i	-6,9816e-005 -3,3246e-005i	0,4858e-005- 0,0000265533	0,0015557	0,00141475	0,00014095

Tabla 4.1: Parámetros para OBO=2,055

N	A_0	α	Media $s_d(t)$	Media $s_u(t)$	Media $n_d(t)$	Pot. $s_d(t)$	Pot. $s_u(t)$	Pot. $n_d(t)$
64	0,14	0,54005 +7,9164e-019i	0,00033617 + 0,00059744i	0,00030378 + 0,00059068i	3.2387e-005+ 6.7531e-006i	0,0097073	0,00911428	0,00059302
128	0,099	0,54016 +3,0196e-019i	0,0001746 - 0,00016997i	0,0001266 - 0,00013504i	4.8003e-005 - 3.4932e-005i	0,0048565	0,00455895	0,00029755
256	0,07	0,53902 - 8,7555e-020i	6,6878e-005 +7,6592e-006i	7,1588e-005 +1,6844e-005i	-4.7108e-006 - 9.1852e-006i	0,0024208	0,00226991	0,00015089

Tabla 4.2: Parámetros para OBO=3,051

N	A_0	α	Media $s_d(t)$	Media $s_u(t)$	Media $n_d(t)$	Pot. $s_d(t)$	Pot. $s_u(t)$	Pot. $n_d(t)$
64	0,18	0,62818 - 3,9719e-020i	-0,00066275+ 0,00050626i	-0,00062818 + 0,0004515i	-3.4576e-005 +5.4763e-005i	0,012878	0,01233173	0,00054627
128	0,128	0,62978 +5,8299e-019i	-2,225e-005 - 5,7944e-005i	-4,9201e-005 -5,9042e-005i	2.6951e-005 +1.0981e-006i	0,0064708	0,00619722	0,00027358
256	0,09	0,62747 - 1,6632e-019i	2,5364e-005 +9,5363e-005i	4,4119e-005 +7,3532e-005i	-1.8755e-005 +2.1832e-005i	0,0032143	0,00307595	0,00013835

Tabla 4.3: Parámetros para OBO=4,007

Viendo las tablas podemos decir que a medida que aumenta el OBO α aumenta, esto quiere decir que la parte de la señal útil es mayor, por tanto en principio debemos pensar que cuanto mayor sea el OBO de un amplificador mejor será la gráfica de probabilidad de error. Esto concuerda con lo esperado ya que cuanto mayor es el valor del OBO más lineal es un amplificador, y por tanto menor será la distorsión introducida y eso en el estudio teórico vimos que dependía de α .

Observando las tablas también podemos decir, que si fijamos la amplitud de salida del amplificador a medida que aumentamos el número de portadoras el valor de α es mayor, es decir que al aumentar el número de portadora si fijamos la amplitud de salida del amplificador la potencia de la señal útil respecto de la potencia de ruido es mucho mayor con lo que se mejora la probabilidad de error. Como ejemplo ver el caso en el que A_0 es aproximadamente 0,1, para $N=64$ la relación entre la potencia de la señal útil y el ruido es aproximadamente 10, para el caso $N=128$ es aproximadamente 15 y para el caso $N=256$ es aproximadamente 22.

Otra cuestión importante que observamos es que si fijamos un valor de OBO, aunque aumentemos el valor de N el valor de α no cambia, esto indica en principio que la probabilidad de error debe ser igual para diferente número de portadoras para un OBO fijo. Esto lo demostraremos cuando veamos las simulaciones de la probabilidad de error.

Una de las cosas más importante es que si se trabaja con un determinado OBO, aunque trabajemos con diferente número de portadoras, es decir, trabajamos con diferente potencia por portadoras, la relación entre la señal útil y el ruido se mantienen constante, lo que hará que la probabilidad de error sea la misma independientemente del número de portadora, lo que confirma lo que habíamos supuesto viendo otros parámetros.

Por último, los valores de la media del ruido son prácticamente nulos comparados con la amplitud de la señal, lo que confirma que son válidas las aproximaciones realizadas en el Apartado 3.3 donde unas de las condiciones para expresar la señal no lineal como la suma de una parte lineal y otro de distorsión era que la media de ese ruido fuese nula.

➤ Canal

Una vez que hemos se ha visto el comportamiento de esta serie de parámetros podemos seguir con el sistema. El siguiente paso es el paso de la señal a través del canal donde se le añade el ruido AWGN y aumentando la relación E_b/N_0 podemos realizar el barrido para obtener la gráfica de probabilidad de error. El bloque del canal es codificado por:

```
SNR=EbNo+10*log10(2);  
rx=awgn(senal_NL,SNR,potencia_db);
```

➤ Receptor

Ya tenemos la señal con el ruido del canal, ahora se pasa por el demodulador para demodular la señal OFDM. El demodulador, como en el caso de OFDM lineal, corresponde con:

```
for G=1:1000
    datos_recibidos=rx(((G-1)*N+1):(G*N));
    datos_final(((G-1)*N+1):(G*N),1)=fft(datos_recibidos);
end
```

Tras pasar la señal por el demodulador podemos ver como es la constelación recibida, y observar el efecto que ha producido en ella el amplificador no lineal. A continuación se presentan diferentes constelaciones para diferentes valores de OBO, portadoras y diferentes valores E_b/N_0 .

- Constelaciones para N=64 y OBO=2dB

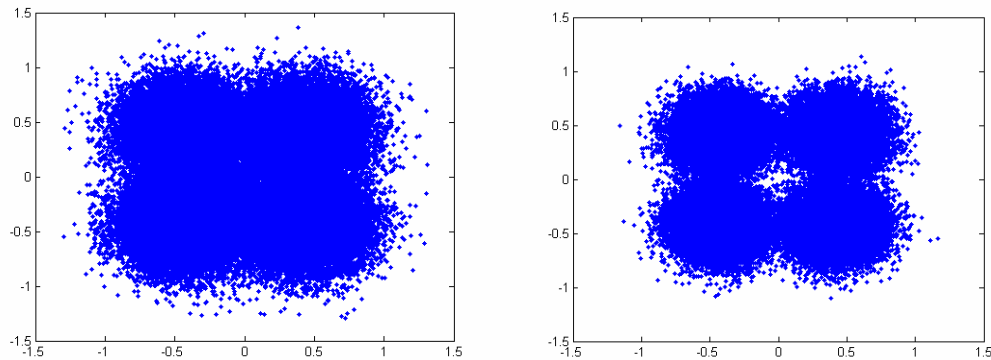


Figura 4.6: Constelaciones para E_b/N_0 igual a 5 y 10 dB

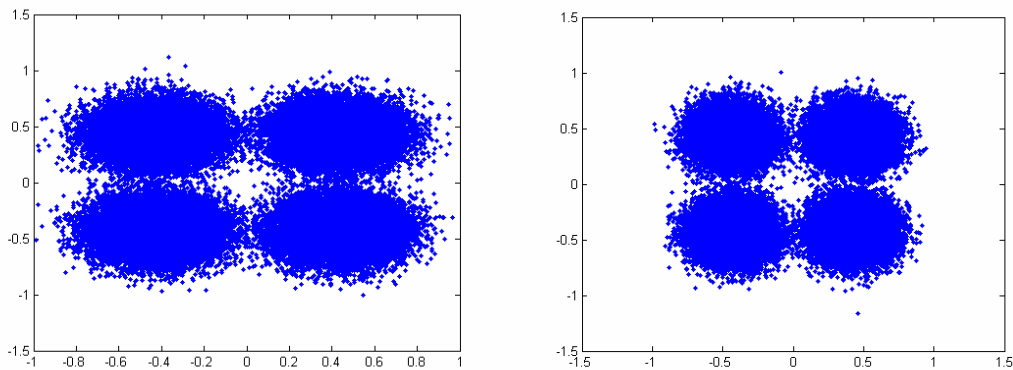


Figura 4.7: Constelaciones para E_b/N_0 igual a 15 y 20 dB

- Constelaciones para $N=64$ y $OBO=4\text{dB}$

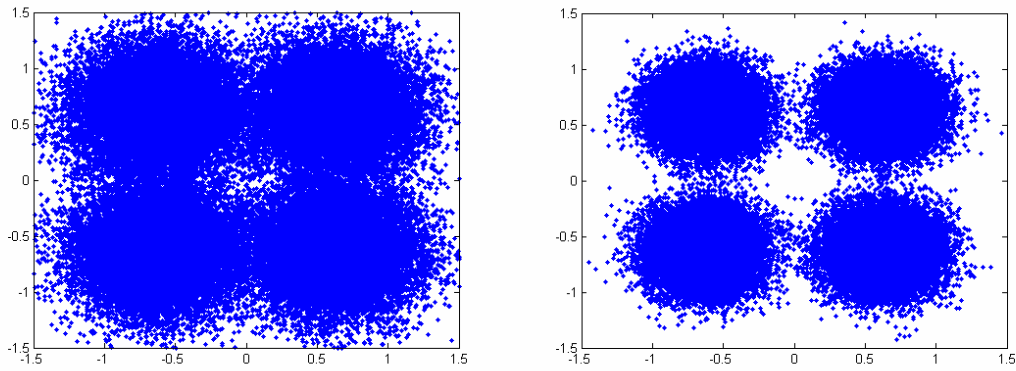


Figura 4.8: Constelaciones para E_b/N_0 igual a 5 y 10 dB

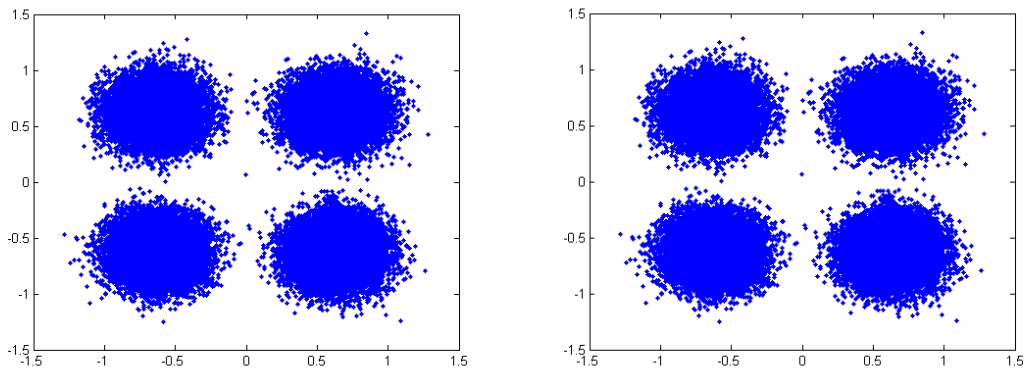


Figura 4.9: Constelaciones para E_b/N_0 igual a 15 y 20 dB

- Constelaciones para $N=128$

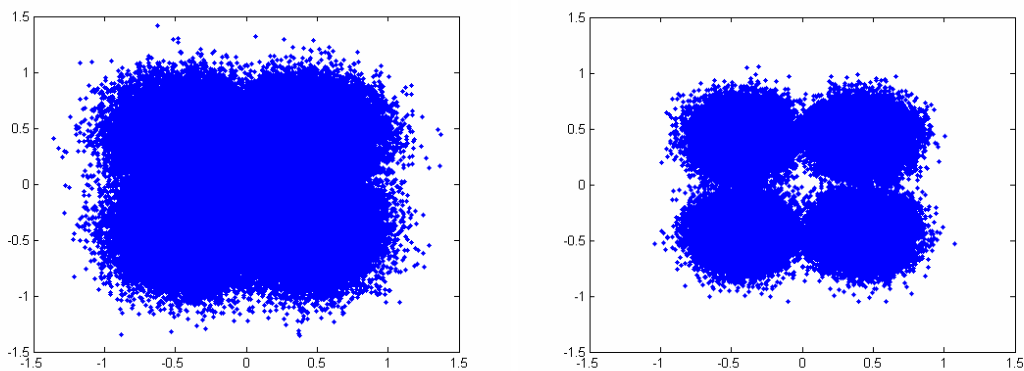


Figura 4.10: Constelaciones para E_b/N_0 igual a 5 y 15 dB y $OBO=2\text{dB}$

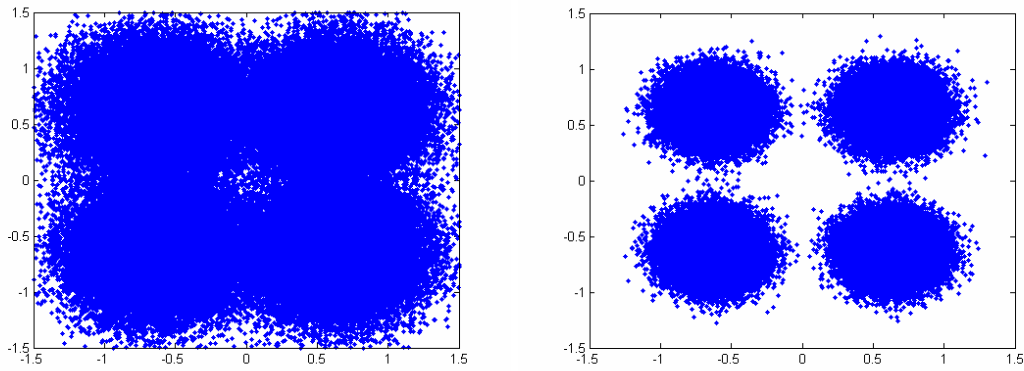


Figura 4.11: Constelaciones para E_b/N_0 igual a 5 y 15 dB y OBO=4dB

- Constelaciones para N=256

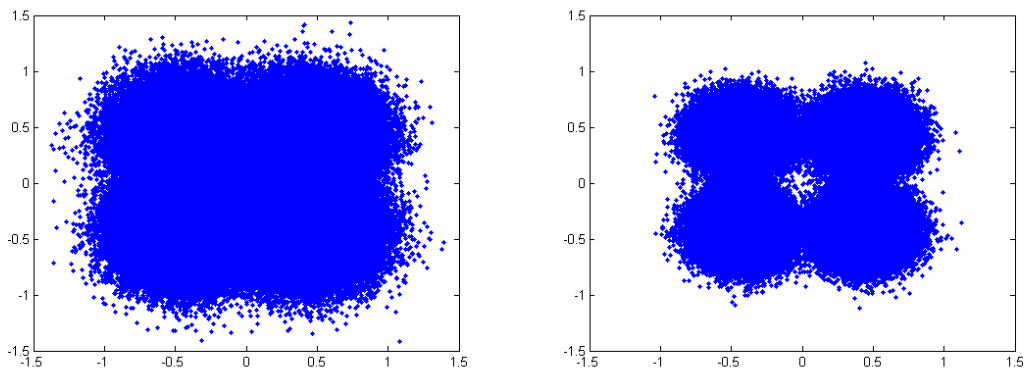


Figura 4.12: Constelaciones para E_b/N_0 igual a 5 y 15 dB y OBO=2dB

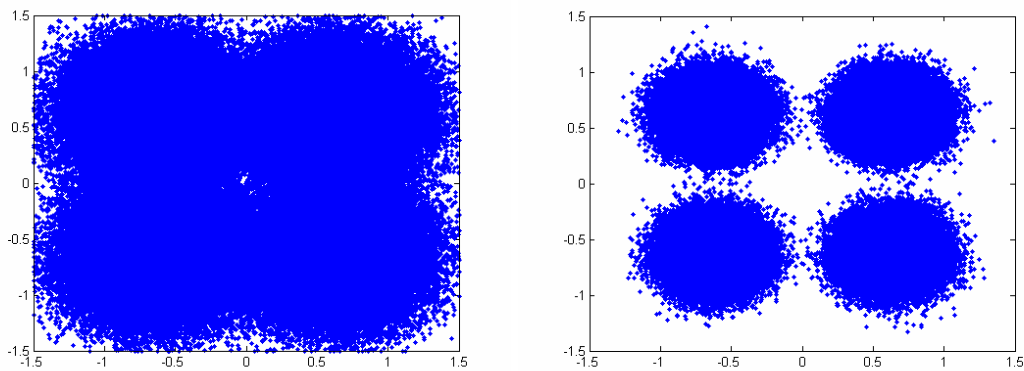


Figura 4.13: Constelaciones para E_b/N_0 igual a 5 y 15 dB y OBO=4dB

Viendo las constelaciones podemos sacar ya conclusiones sobre el efecto que tiene el amplificador no lineal sobre el sistema OFDM:

- Aunque variemos el número de portadoras, las constelaciones recibidas son iguales para el mismo valor de OBO y de E_b/N_0 . Esto era de esperar ya que como comentamos anteriormente cuando vimos los parámetros a la salida del bloque no lineal, este mantenía constante la relación entre la potencia y la distorsión no lineal para diferentes portadoras. Esto lo podíamos haber supuesto desde el principio ya que el modelo utilizado para el estudio de la no linealidad es un modelo independiente de la frecuencia, por tanto es lógico que los resultados obtenidos sean independientes del número de portadoras. También concuerda con el estudio teórico realizado del sistema no lineal OFDM ya que la probabilidad de error no depende del número de portadoras sino de la relación entre la potencia de la señal útil y la potencia de ruido no lineal, y como está no varía al aumentar el número de portadora para un valor fijo del OBO, es de esperar que la probabilidad de error sea la misma para un OBO fijo, y como esta probabilidad de error depende directamente de la constelación recibida era de esperar que fueran la misma como hemos demostrado. De todas maneras vamos a simular la probabilidad de error para un mismo OBO y diferentes portadoras para comprobar este resultado.
- En el estudio teórico llegamos a la conclusión de que el efecto que introducía la no linealidad sobre la constelación OFDM era que atenuaba la constelación y le introducía un giro. Viendo los resultados obtenidos podemos confirmar que la constelación ha sufrido una atenuación y que esta es proporcional al valor de α , y que es mayor a medida que disminuye el valor de OBO, esto es lógico ya que a medida que disminuye el valor de OBO lo que hacemos es trabajar una zona menos lineal lo que hace más acuciante el efecto de la no linealidad. Lo que no podemos confirmar es el giro de la constelación en ninguna de las constelaciones que hemos simulado, esto puede ser debido a que el amplificador no introduce distorsión en la fase y como consecuencia hemos podido comprobar que el parámetro α es prácticamente real, lo que confirma que no se debería producir giro en la constelación. En el siguiente apartado por tanto vamos a simular un sistema OFDM no lineal con un amplificador TWT que sí

introduce una distorsión en fase además de la amplitud y comprobar si en ese caso se produce giro en la constelación.

- Por último, si comparamos las constelaciones del sistema no lineal con la del sistema lineal comprobamos que el nivel de ruido es mucho mayor para una misma E_b/N_0 , que lo conlleva que tenga un peor comportamiento respecto a la probabilidad de error.

Una vez que obtenemos la constelación en el receptor solo queda pasar la señal por el decisor y obtener el número de errores para poder representar la probabilidad de error. Como en el caso lineal el código que implementa esto es:

```
receptor=sign(real(datos_final))+j*sign(imag(datos_final));
aux=receptor-datos;
    cont=0;
for i=1:N*1000
    if aux(i)~=0
        if real(aux(i))~=0
            cont=cont+1;
        end
        if imag(aux(i))~=0
            cont=cont+1;
        end
    end
end
ber(B)=cont/(2*N*1000);
B=B+1;
end
EbNo(1:41)=[0:0.5:20];
semilogy(EbNo,ber)
gris
```

Y a continuación se presentan las simulaciones obtenidas de la probabilidad de error en función de E_b/N_0 , para diferentes N y OBO.

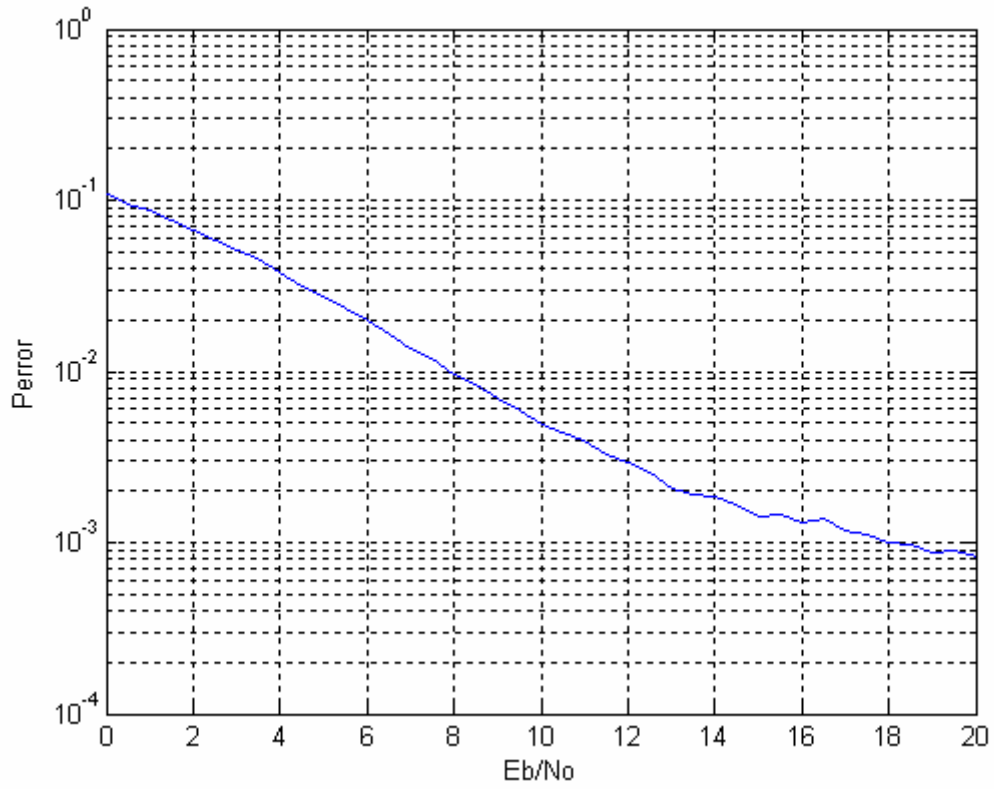


Figura 4.14: OBO=2 y N=64,128,256

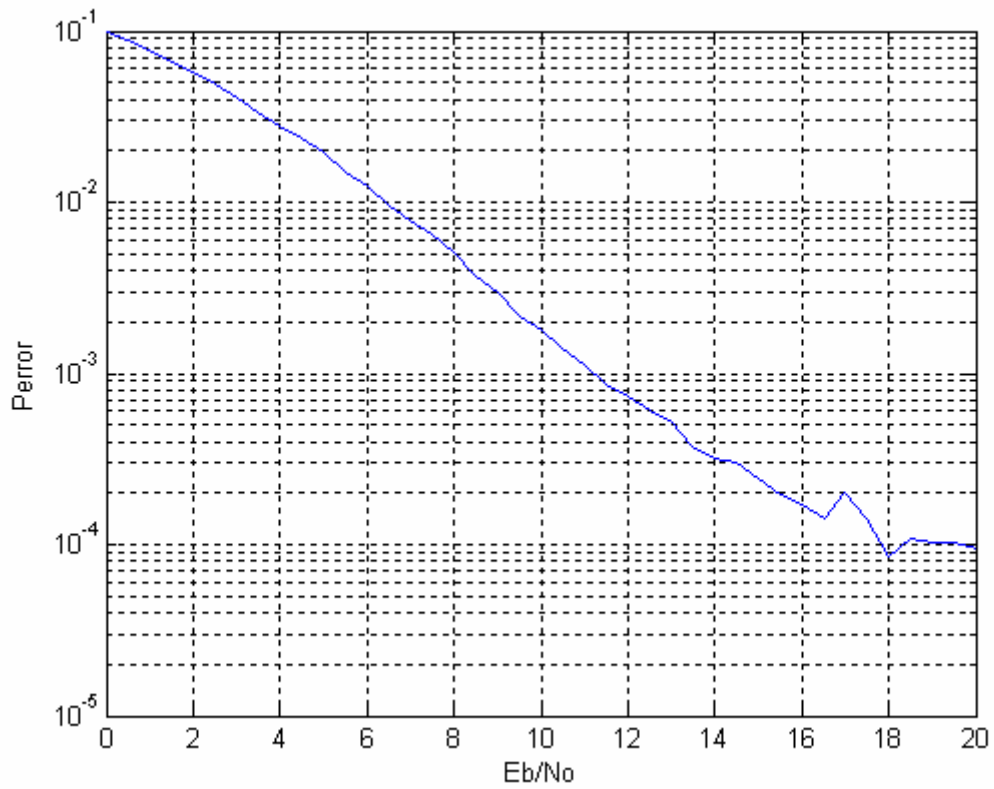


Figura 4.15: OBO=3 y N=64,128,256

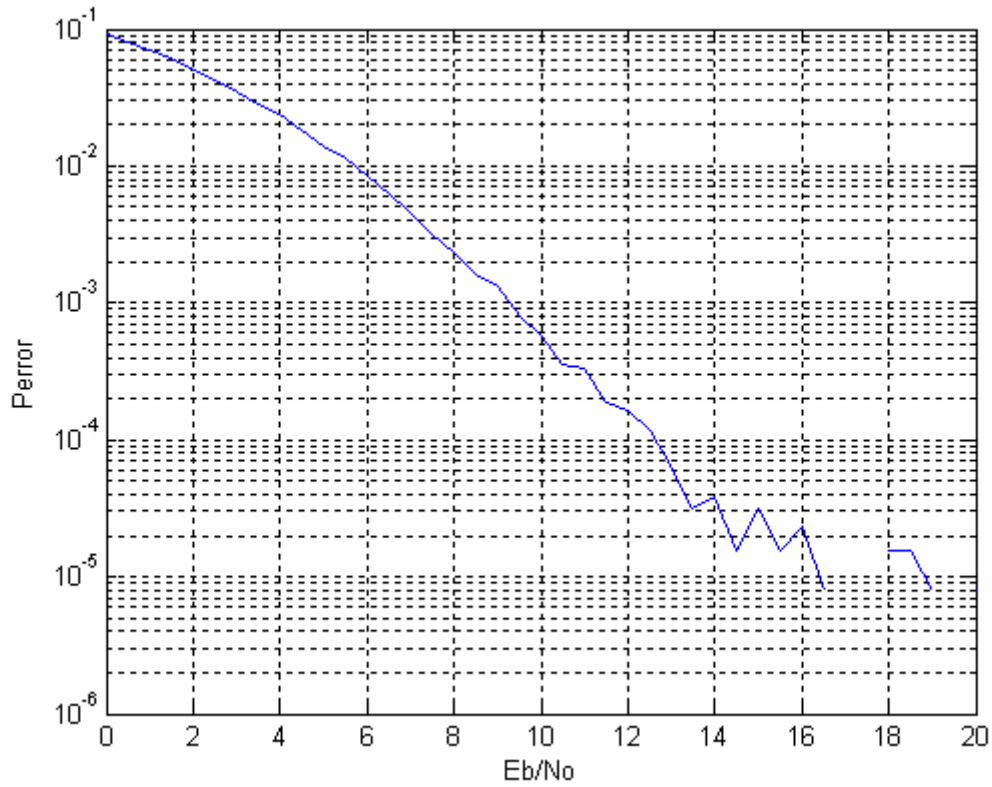


Figura 4.16: OBO=4 N=64,128,256

Las conclusiones que podemos sacar observando las gráficas son:

- A medida que aumentamos el valor de OBO, es decir trabajamos en un punto más lineal, la probabilidad de error es más parecida a la del sistema lineal. Esto podemos comprobarlo realizando la simulación para un valor de OBO muy elevado:

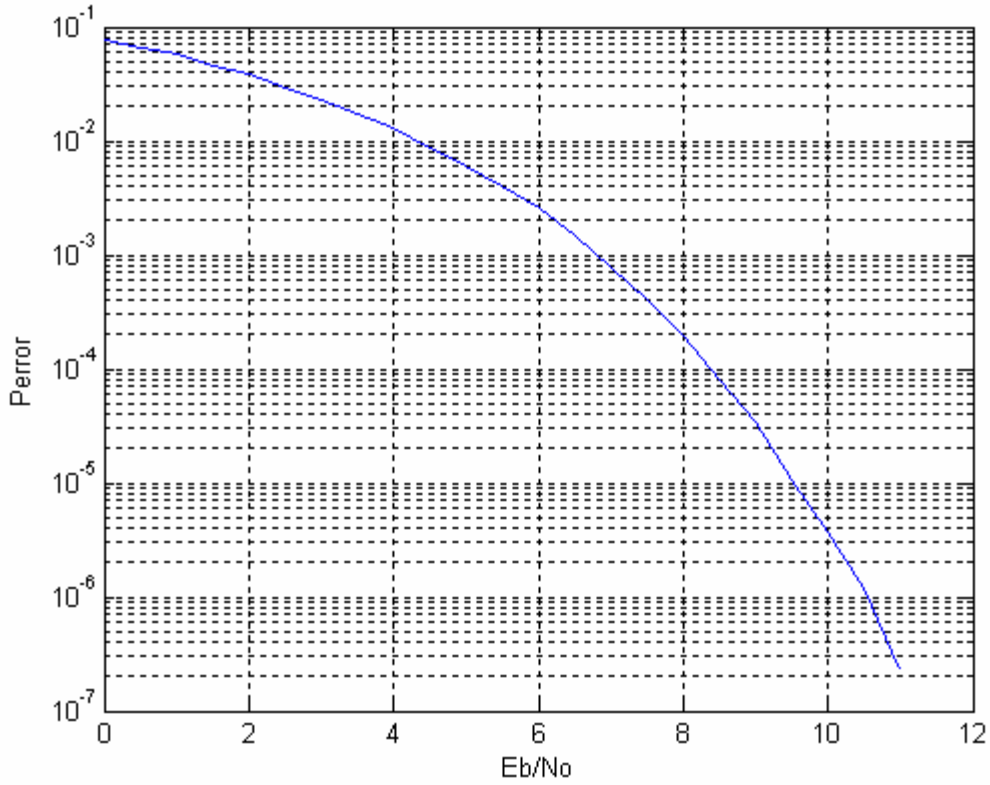


Figura 4.17: OBO=35

- La no linealidad empeora bastante el comportamiento de un sistema OFDM ya que, a no ser que se trabaje con valores de OBO elevados, la probabilidad de error para una misma relación E_b/N_0 es mucho mayor.
- La consecuencia más importante que podemos observar en las simulaciones es que por mucho que se aumente la relación E_b/N_0 la probabilidad de error no disminuye, es decir que si trabajamos con un amplificador no lineal con un cierto OBO, el sistema tendrá una probabilidad de error que no podremos disminuir por mucho que aumentemos la potencia de transmisión. Aunque este hecho no lo esperábamos ya que no lo habíamos comentado, podemos verlo teóricamente también ya que como sabemos la probabilidad de error depende de E_b/N_0 , que a su vez depende de la SNR. Como hemos confirmado a través de las simulaciones, la señal a la salida del amplificador no lineal se puede expresar de la siguiente forma:

$$s_d(t) = s_u(t) + n_d(t) = \alpha s(t) + n_d(t) \quad (4.11)$$

que en relación de potencia se expresa de la forma

$$P_d = P_u + P_d = |\alpha|^2 P_{in} + P_d \quad (4.12)$$

y por tanto incluso en ausencia de ruido AWGN, la relación SNR sería

$$SNR_{\min} = \frac{|\alpha|^2 P_{in}}{P_d} \quad (4.13)$$

que nos impone una cota para la probabilidad de error que no podemos bajar por mucho que aumentemos la relación E_b/N_0 . Además podemos decir que como a medida que aumentamos el valor de OBO, P_d disminuye la cota de probabilidad de error también mejora cuando aumentamos el valor de OBO como podemos comprobar en las simulaciones.

- **Amplificador TWT**

Ahora vamos a realizar las mismas simulaciones para un amplificador TWT. El modelo del amplificador SSPA solo introducía distorsión en la amplitud y como resultado hemos obtenido que no hay giro en la constelación, por tanto no hemos podido confirmar con las simulaciones el efecto que hemos estudiado teóricamente. Como puede ser que el no obtener ese giro en la constelación pueda ser debido a que el amplificador no introduce distorsión en la fase, ahora vamos a utilizar el modelo de un amplificador TWT que introduce tanto distorsión de amplitud como de fase cuyo modelo corresponde con las Ecuaciones 4.14

$$F_A[\rho] = A_{sat}^2 \frac{\rho}{\rho^2 + A_{sat}^2} \quad F_P[\rho] = \frac{\pi}{3} \frac{\rho^2}{\rho^2 + A_{sat}^2} \quad (4.14)$$

En este caso, solo vamos a comentar el código que hemos utilizado para introducir el efecto del amplificador TWT, ya que el código para simular el sistema OFDM no lineal con amplificador TWT es exactamente el mismo que el del amplificador SSPA exceptuando ese bloque no lineal, y vamos a poner directamente los resultados que vamos obteniendo en las diferentes simulaciones.

El código que simula el amplificador TWT en Matlab es:

```
for M=1:N*1000

modulo_NL(M,1)=(Asat)^2*modulo(M,1)/(((modulo(M,1))^2)+(Asat)^2);
fase_NL(M,1)=(pi/3)*((modulo(M,1))^2)/(((modulo(M,1))^2)+(Asat)^2);

end
senal_NL=modulo_NL.*exp(j*(fase+fase_NL));
```

Los parámetros de la señal no lineal obtenidos a la salida del amplificador TWT para diferentes valores de OBO son los siguientes:

OBO	A_0	α	Media $s_d(t)$	Media $s_u(t)$	Media $n_d(t)$	Pot. $s_d(t)$	Pot. $s_u(t)$	Pot. $n_d(t)$
64	0,14	0,55742 - 0,21496i	-0,0018037 + 0,00037527i	-0,001085 + 0,00081862i	-0,00058434 +2,6877e- 005i	0,01227	0,0097101	0,0025604
128	0,11	0,56323 - 0,21523i	-0,0002158 - 0,00038938i	-0,00052017 - 0,0003055i	0,00013622 +5,0642e- 005i	0,0062172	0,0049566	0,0012606
256	0,08	0,55442 - 0,21518i	0,00010259 - 0,00044572i	-0,00027155 - 0,00044283i	0,00018922 + 3,074e-005i	0,0030448	0,0024014	0,00064332

Figura 4.18: Parámetros para OBO=2

OBO	A_0	α	Media $s_d(t)$	Media $s_u(t)$	Media $n_d(t)$	Pot. $s_d(t)$	Pot. $s_u(t)$	Pot. $n_d(t)$
64	0,18	0,66868 - 0,19346i	0,0013725 + 0,00049011i	0,00098435 - 0,00051125i	0,00032766 + 0,00069907i	0,016058	0,013973	0,0020856
128	0,128	0,67655 - 0,19233i	-8,3684e-006 - 0,00050518i	-0,00040729 - 0,00022698i	0,00030876 - 0,00018805i	0,0081564	0,0071518	0,0010046
256	0,09	0,67243 - 0,19242i	-0,00015617 +3,3648e- 005i	-9,0035e-005 +8,2599e-005i	-5,1104e-005 -1,8885e-005i	0,004048	0,0035325	0,00051545

Figura 4.19: Parámetros para OBO=3

OBO	A_0	α	Media $s_d(t)$	Media $s_u(t)$	Media $n_d(t)$	Pot. $s_d(t)$	Pot. $s_u(t)$	Pot. $n_d(t)$
64	0,22	0,75318 - 0,16535i	-0,0010088 + 0,00034405i	-0,00013202 + 0,00052241i	-0,00077345 - 0,00012669i	0,019249	0,017727	0,0015215
128	0,156	0,75366 - 0,16494i	-0,00033196 - 0,00059066i	-0,00048214 - 0,00051148i	2,1317e-005 - 1,8646e-006i	0,0096374	0,0088749	0,00076241
256	0,11	0,7533 - 0,16516i	-5,6738e-005 + 8,4305e-005i	-3,3045e-005 + 0,00013061i	2,114e-006 - 3,3399e-005i	0,0048145	0,0044333	0,00038113

Figura 4.20: Parámetros para OBO=4

Como ocurría en el caso anterior, el valor de α es independiente del número de portadoras, con lo que podemos confirmar definitivamente que el efecto de la no linealidad estudiada en este proyecto es independiente del número de portadoras aunque el amplificador también introduzca distorsión de fase.

Lo que sí cambia en las características de los parámetros respecto al amplificador SSPA es que α es un número complejo, lo que ha sido consecuencia de que el amplificador ha introducido una distorsión también en fase. A continuación simularemos las constelaciones recibidas para comprobar que efecto introduce el que el valor de α sea un número complejo en vez de real.

Las constelaciones obtenidas para diferentes valores de OBO y relación E_b/N_0 se muestran a continuación:

- Constelaciones para OBO=1.25

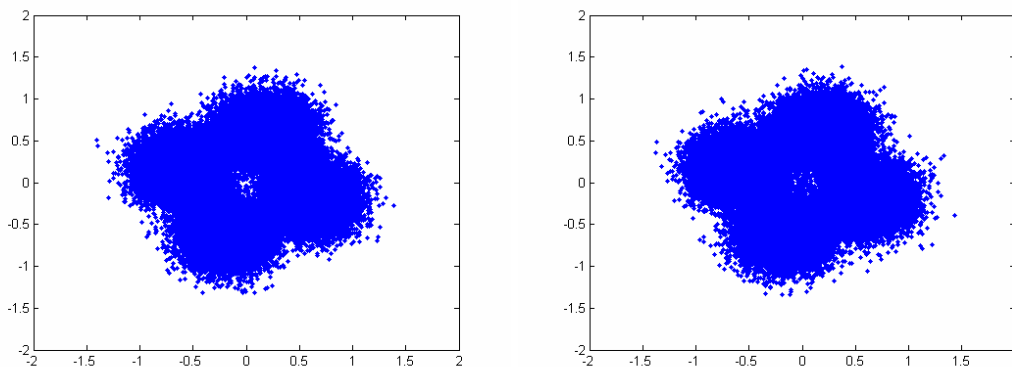


Figura 4.21: Constelaciones para E_b/N_0 igual a 30 y 40 dB

- Constelaciones para OBO=2

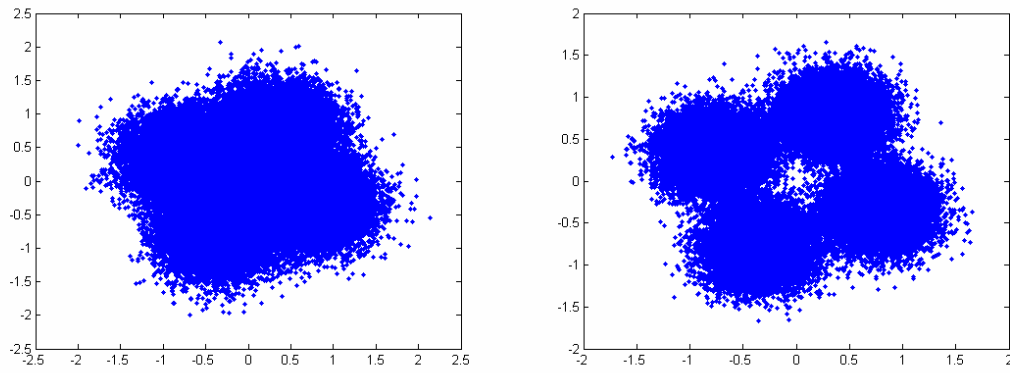


Figura 4.22: Constelaciones para E_b/N_0 igual a 5 y 10 dB

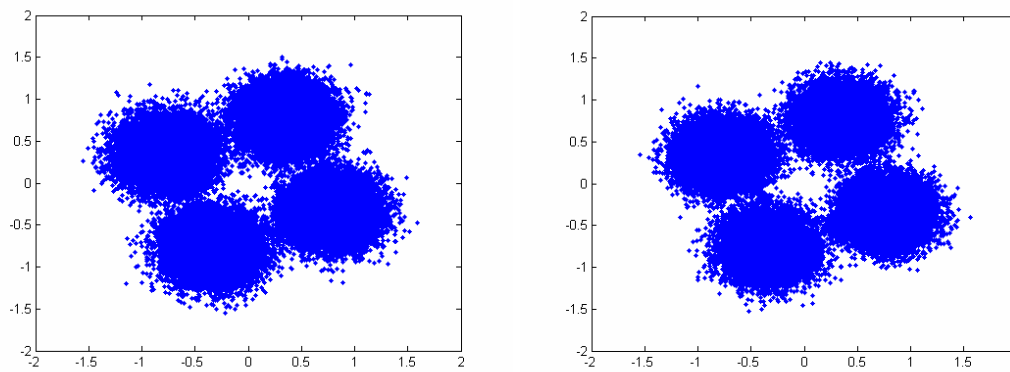


Figura 4.23: Constelaciones para E_b/N_0 igual a 15 y 20 dB

- Constelaciones para OBO=3

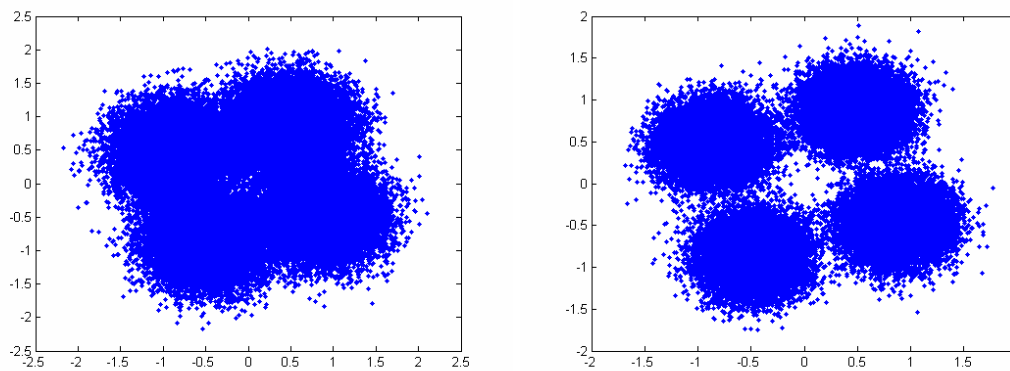


Figura 4.24: Constelaciones para E_b/N_0 igual a 5 y 10 dB

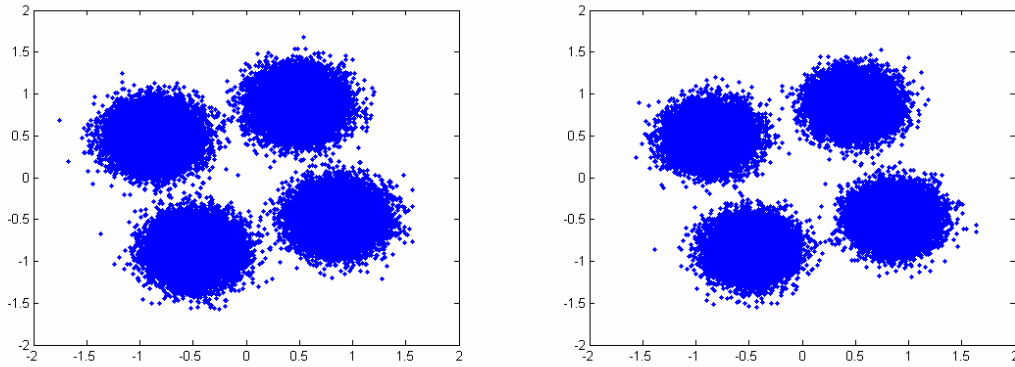


Figura 4.25: Constelaciones para E_b/N_0 igual a 15 y 20 dB

- Constelaciones para OBO=6,3

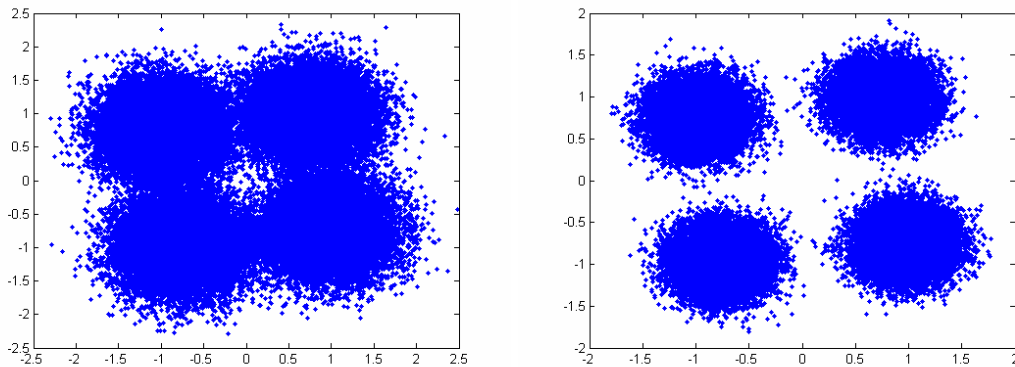


Figura 4.26: Constelaciones para E_b/N_0 igual a 5 y 10 dB

En las imágenes podemos ver como efectivamente, además de atenuarse la constelación como ocurría en el caso del amplificador SSPA, se produce un giro en la constelación. Además también se observa como a medida que disminuye el valor de OBO el giro que se produce es mayor, esto coincide también con que el valor de la parte imaginaria de α aumenta lo que confirma que la rotación de la constelación está relacionado con la parte imaginaria de alfa y con que el bloque no lineal introduzca distorsión en la fase.

Por último a continuación se exponen la gráficas de la probabilidad de error de las simulaciones para varios valores de OBO.

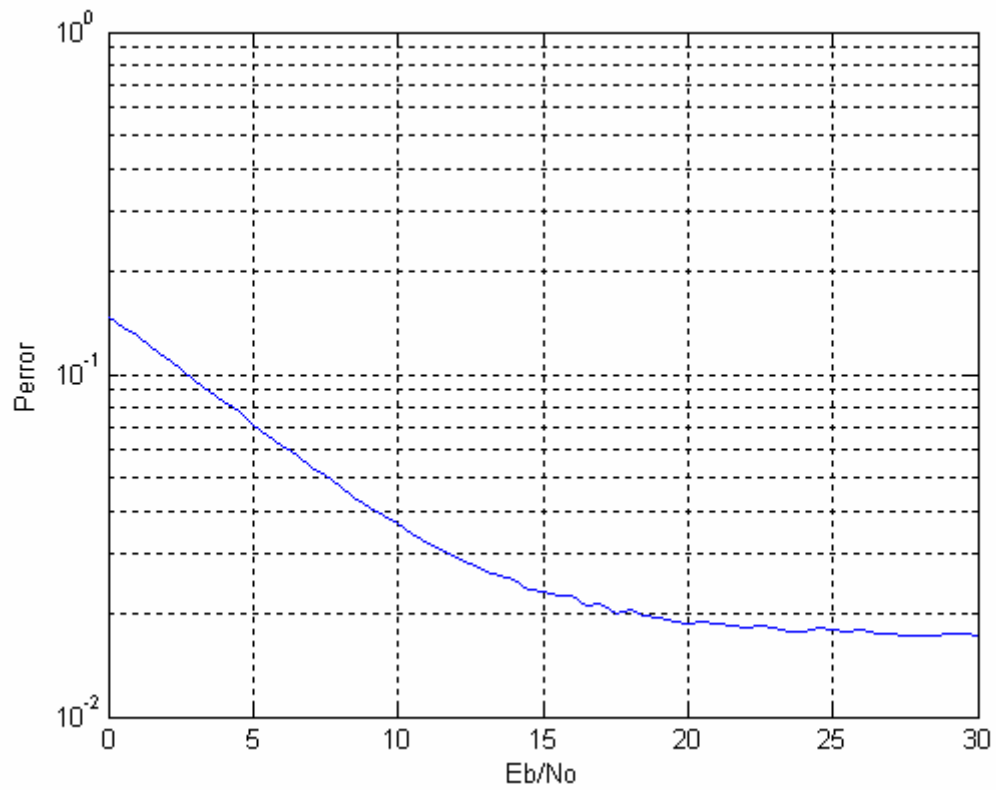


Figura 4.27: Probabilidad de error OBO=2

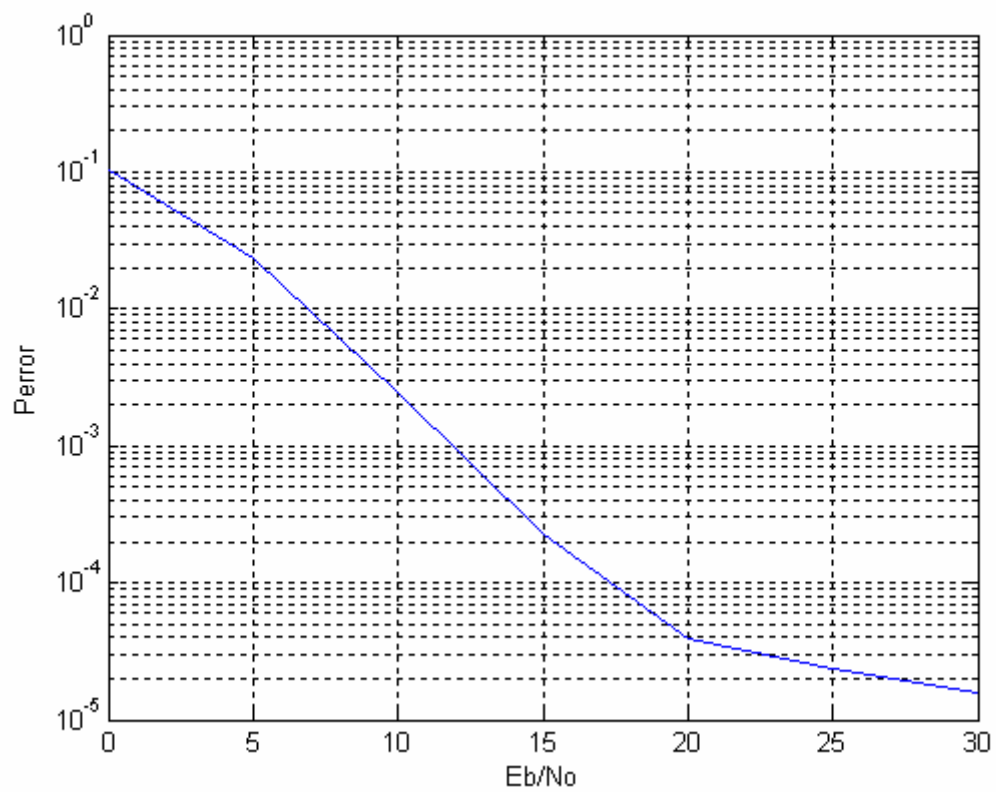


Figura 4.28: Probabilidad de error OBO=4

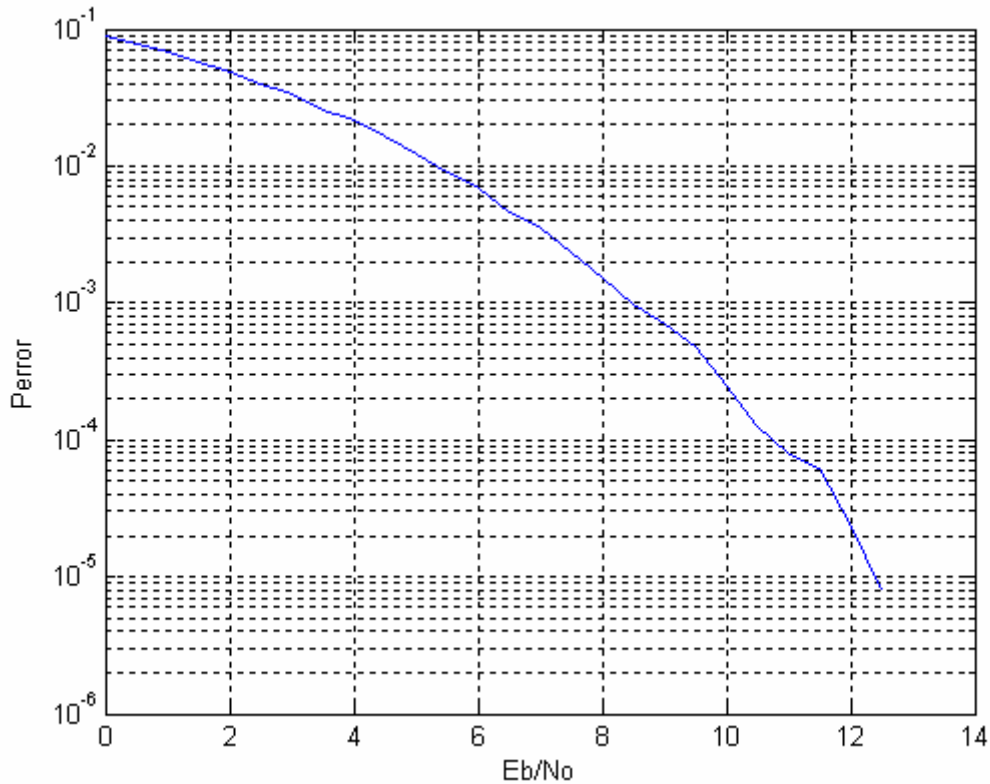


Figura 4.29: Probabilidad de error OBO=6

En las gráficas podemos observar como se produce el mismo efecto que en el caso del amplificador SSPPA donde a medida que disminuye el OBO se obtienen un peor comportamiento del sistema. También ocurre que existe una cota para la cual aunque aumentemos la relación E_b/N_0 , el único cambio respecto al caso anterior es que el comportamiento para un mismo valor de OBO es bastante peor en el caso del amplificador TWT, esto es lógico ya que además de la atenuación en la constelación se produce un giro que hace que se produzcan más errores que en el caso anterior.

4.5 Conclusiones de la simulación

Las conclusiones más importantes que hemos obtenido tras realizar las simulaciones son:

- Hemos comprobado en la práctica las aproximaciones y modelos realizados en teoría para el modelo de un sistema OFDM no lineal.
- La distorsión de un bloque no lineal tiene dos consecuencias sobre la constelación, atenúa y gira la constelación. El giro en la constelación solo se

produce en el caso de que el bloque no lineal introduzca distorsión de fase, en caso contrario solo se produce atenuación en la constelación.

- A medida que aumentamos el valor del OBO de un amplificador, disminuye la atenuación y el giro, es decir disminuye el grado de no linealidad del amplificador.
- La probabilidad de error de un sistema OFDM no lineal tiene peores características que la de un sistema OFDM lineal. Además de tener peor probabilidad de error para una misma relación E_b/N_0 , el mayor problema que presenta es que tiene una cota de probabilidad de error la cual no se puede bajar aún aumentando la relación E_b/N_0 todo lo que se pueda. Este efecto es muy negativo ya que por tanto en un sistema no lineal OFDM puede ser que no sea suficiente con aumentar la potencia de transmisión para hacer viable la utilización del sistema.