Universidad de Chile
Facultad de Ciencias Físicas y Matemáticas
Departamento de Ingeniería Eléctrica
EL7041-1 Comunicaciones Digitales Avanzadas

PROYECTO III

Simulación de un Sistema de Comunicación Digital Empleando Codificación de Canal

Nombre Alumnos : Boris Torres
Profesores : César Azurdia
Fecha : 29 de Junio del 2014

Santiago, Chile.

Contenido

Contenido i

1 Introducción 1

1.1 Enunciado 2

2 Marco Conceptual 5

2.1 Modelo de un canal Rayleigh *multipath*[2] 5

2.1.1 Ambiente *multipath* 5

2.1.2 Rayleigh fading model 6

2.2 Modelo del sistema 7

2.2.1 Hipótesis 7

2.3 Codificación Convolucional y decodificación Viterbi 8

2.3.1 Codificación Convolucional[3] 8

2.3.2 Decodificación Viterbi 9

2.4 Códificación Hamming (7,4) con *soft-decoding* 11

2.4.1 Decodificación por decisión SOFT 12

3 Análisis y discusión 14

3.1 Modulación BPSK 15

3.1.1 Comparación sobre canal Rayleigh y canal Reyleigh para diferentes modulaciones 15

3.2 Modulación QAM 16

3.2.1 Comparación sobre canal Rayleigh para diferentes modulaciones 16

3.3 Comparación de codificación Convolucional y Hamming 17

4 Bibliografía 19

5 Anexos 20

5.1 Anexo 1: Gráficas de BER v/s SNR para modulación PSK 20
5.2 Anexo 2: Gráficas de BER v/s SNR para modulación16-QAM 28
5.3 Anexo 3: Gráficas de BER v/SNR por codificación, para las diferentes modulaciones y canales 36
5.3.1 BER simulado para codificación Convolucional 36
5.3.2 BER simulado para codificación Hamming 37
5.4 Anexo 4: Códigos en Matlab 37
5.4.1 Códigos BPSK 37
5.4.2 Códigos 16-QAM 46
5.4.3 Código RUNALL 55

1 Introducción

En el ámbito de las comunicaciones digitales, es de importancia el poder enviar un mensaje, y recibirlo de manera exacta. Las instituciones y empresas, desde varios años vienen invirtiendo grandes cantidades de recursos económicos y humanos para lograr sistemas que logren enviar de forma confiable la información, usando la menor cantidad de recursos posible.

Para ello, es indispensable tener un parámetro de evaluación que haga posible comparar los distintos sistemas con que se envía la información. Hay variadas formas de medir el desempeño de los sistemas digitales, pero la más usada es el *Bit Error Rate* (BER). Esta medida de desempeño permite comparar sistemas normalizados, y ser capaces de elegir el que tenga una mejor performance bajo algún ambiente dado.

Por otro lado, conocer el canal permitirá a los desarrolladores poder desarrollar sistemas que se ajusten al canal dado. Para ello se han diseñado variados modelos de canal[1], siendo uno de los más conocidos el propuesto por B. Sklar en [1], dónde utiliza la distribución de Rayleigh, para modelar el *fading* a pequeña escala. Con este modelo, es posible poder tener una idea del comportamiento del canal, para poder recuperar el mensaje en el receptor por medio de la ecualización del mensaje recibido.

No obstante, el conocer el canal si bien permite prever el comportamiento de la señal, de todas formas se obtienen pérdidas que al momento de utilizarlas hacen que la cantidad de dinero que se deba invertir en las tecnologías aumenten. Por tal razón, se usan técnicas que corrigen estos efectos indeseados, como es la codificación de la señal.

Dentro de las codificaciones utilizados existen unas muy simples como es la de la adición de bits de paridad, tanto a nivel simplificado como la paridad por bloques, hasta otras técnicas más complejas como codificación convolucional o cíclica. Por medio de la codificación es posible efectuar corrección de errores, para evitar el envío reiterado de la señal en caso de no recibir la señal correcta.

Dentro de la detección de errores existen algunas técnicas caracterizadas por la rigidez de la detección, evaluando si un código es correcto si cada bit es correcto. Esta detección es conocida como *Hard-decoding*. Por otro lado existen otras más suaves, en que calculan la correlación de la señal

---

[1] Ver [1], capítulo 15.

recibida con otra matriz, que contiene todas las codificaciones posibles, para elegir la que tenga el mayor valor de correlación. Esta técnica es conocida como *Soft-decoding*

En el presente informe se presentan los resultados de codificar mensajes con dos tipos de codificación: convolucional y Hamming. Ambas tienen parámetros de codificación, que en el informe se explican, que determinarán el error de bit que se obtendrá. Además, se comparará el mejoramiento de la recuperación de la señal en el caso de la modulación BPSK y 16-QAM.

1.1 Enunciado

Enunciado: diseñe un sistema de comunicación digital haciendo uso de diferentes modulaciones digitales en un canal Rayleigh y con ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN), empleando codificación de canal. En la Figura 1.1 se ve el esquema general de un sistema de comunicación digital. Por ser un sistema digital, el criterio estándar de evaluación es el análisis de la probabilidad de error.

Cuando transmitimos información, uno de los objetivos principales es el de minimizar la cantidad de errores que pudieran producirse en el proceso. Esta transmisión depende del factor Señal a Ruido (S/N), potencia, velocidad de transmisión e imperfecciones introducidas por el canal. Si optimizando estas variables se necesita aún mejorar la calidad de la transmisión, entonces se deben buscar ciertos métodos que aseguren y mejoren la fiabilidad. Es a partir de aquí que surge el concepto de la codificación para control de errores. La codificación de canal para el control de errores se encarga, básicamente, de la adición de dígitos extra al mensaje a transmitir. Ellos no poseen información como tal, pero hacen posible la detección y corrección de errores en el bloque de recepción del mensaje.

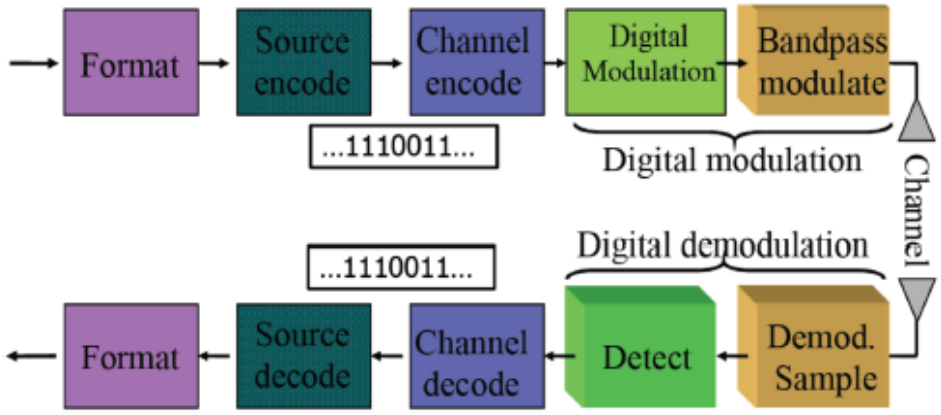


Figura 1.1 Sistema de comunicaciones digital estándar

El modelo del canal a emplear es un canal Rayleyigh con ruido aditivo AWGN. En la Figura 1.2, s(t) es el mensaje transmitido, $h(t)$ es el modelo del canal empleado, $n(t)$ es ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN) y la señal r(t) es el mensaje recibido ($r(t) = s(t) * h(t) + n(t)$).

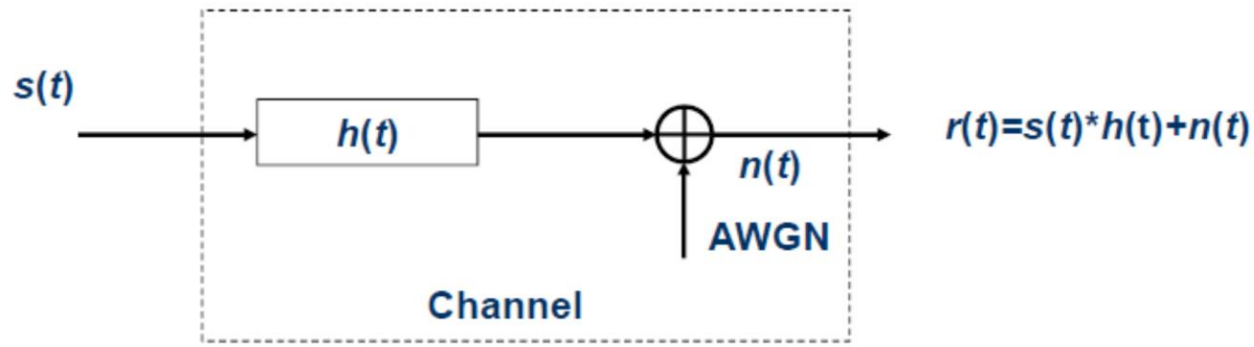


Figura 1.2

En el presente trabajo vamos a implementar codificación de canal para disminuir el BER en nuestro sistema de comunicación digital. Se trabajara con los Códigos de Hamming (Block Codes) y Codificación Convolucional. Implementar el sistema descrito en la Figura 1 y 2 para las modulaciones digitales BPSK y 16QAM cumpliendo con los siguientes parámetros de diseño:

- Simulación de Monte Carlo.
- Analice el sistema con 100.000 bits generados de forma aleatoria.
- Normalice la energía de cada símbolo: Es = 1.
- Evaluar el sistema para diferentes valores de SNRdB: entre -2dB y 15dB.
    - SNRdB=-2:1:15
- Modulación digital banda base.
- Ruido aditivo AWGN con μ = 0 y σ2 = N0/2.
- Evaluar el sistema en un canal Rayleigh (con un mínimo de 5 taps) y en un canal perfecto (únicamente AWGN).
- Código Hamming (7, 4) empleando soft decoding.
- Código Convolucional con las siguientes características: Convolutional code of Rate-1/2, constraint length K =3, Generator polynomial - [7,5]octal, and soft decoding.

Grafique las curvas características de BER y Eb/N0 obtenidas en las simulaciones. Compare, analice y comente los resultados obtenidos. Utilice como código base el empleado en clase.

Agregue al reporte el código empleado con su respectiva documentación y las referencias empleadas.

2 Marco Conceptual

2.1 Modelo de un canal Rayleigh *multipath*[2]

2.1.1 Ambiente *multipath*

En un ambiente *multipah* es razonable pensar en que el impulso enviado por un transmisor al receptor, será modelado como un tren de impulsos como muestra la figura

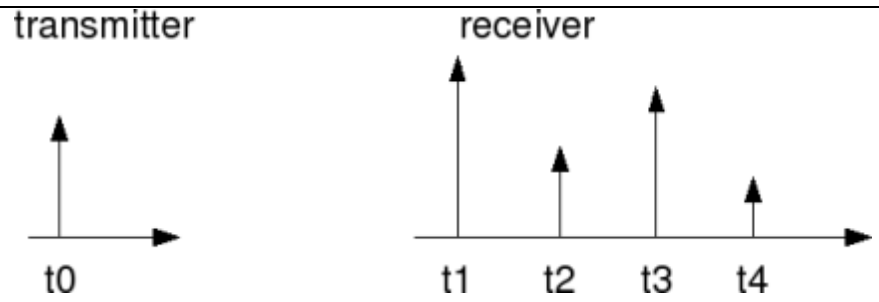


Figura 2.1 Respuesta al impulso de un canal multipath

Así, la señal pasabanda vendrá dada por

$$x(t) = \Re\{x_b(t)e^{j2\pi f_c t}\} \qquad (1)$$

Donde

$x_b(t)$ es la señal bandabase,

f_c es la frecuencia de la portadora,

t es el tiempo.

Como se muestra, la señal transmitida llegará al receptor a través de varios caminos, donde $n - simo$ camino tiene una atenuación de $\alpha_n(t)$ y un delay de $\tau_n(t)$. La señal recibida vendría dada por:

$$r(t) = \sum_n \alpha_n(t)x[t - \tau_n(t)] \qquad (2)$$

Añadiendo (1) en (2), se tiene lo siguiente:

$$r(t) = \Re\left\{\sum_n \alpha_n(t) x_b[t - \tau_n(t)] e^{(j2\pi f_c[t-\tau_n(t)]}\right\} \quad (3)$$

La señal bandabase equivalente de la señal recibida es:

$$\begin{aligned} r_b(t) &= \sum_n \alpha_n(t) e^{(-j2\pi f_c \tau_n(t))} x_b[t - \tau_n(t)] \\ &= \sum_n \alpha_n(t) e^{(-j\theta(t))} x_b[t - \tau_n(t)] \end{aligned} \quad (4)$$

Donde $\theta(t) = 2\pi f_c \tau_n(t)$ es la fase del $n - simo$ camino. La respuesta al impulse es:

$$h_b(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \quad (5)$$

2.1.2 Rayleigh fading model

La fase de cada camino puede cambiar en 2π radianes cuando el *delay* cambia por $1/f_c$. Si f_c es grande, pequeños movimientos en el medio puede causar cambios de 2π radianes. Así la distancia entre los dispositivos es mucho más grande que la longitud de onda de la frecuencia portadora, es razonable asumir que la fase es uniformemente distribuida entre 0 y 2π radianes y que la fase de cada camino es independiente.

Cuando se tiene una gran cantidad de caminos, aplicando el Teorema Central del Límite, cada camino puede ser modelado como una variable Gaussiana en el tiempo. Este modelo es llamado Modelo de Canal Rayleigh.

Una variable Gaussiana simétrica compleja, tiene la siguiente forma:

$$Z = X + jY \quad (6)$$

Donde la parte real e imaginaria tienen media cero independientemente, y son variables Gaussana idénticamente distribuidas. Para una variable Z aleatoria circular simétrica compleja,

$$E[Z] = E\left[e^{j\theta} Z\right] = e^{j\theta} E[Z] \quad (7)$$

Para definir completamente a esta variable, se tiene la varianza:

$$\sigma^2 = E[Z^2] \tag{8}$$

La magnitud de $|Z|$ tiene una densidad de probabilidad de

$$p(z) = \frac{Z}{\sigma^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}} \tag{9}$$

Esta variable es llamada variable aleatoria de Rayleig.

Este modelo, llamado modelo de canal Rayleigh, es razonable para un ambiente donde se tienen un gran número de reflectores.

2.2 Modelo del sistema

La señal recibida por el canal Rayleigh es de la siguiente forma:

$$y = hx + n \tag{10}$$

Donde

y es el símbolo recibido

h es el factor de escalamiento correspondiente al canal Rayleigh Multipath

x es el símbolo transmitido

n es el ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN).

2.2.1 Hipótesis

1. El canal es plano. Esto significa que la operación de convolución se reduce a una simple multiplicación.[2]
2. El canal varía aleatoriamente en el tiempo, lo que significa que el canal se trabajó como una variable compleja aleatoria.
3. El ruido n tiene una densidad de probabilidad Gaussiana con:

[2] La convolución fue realizada, no obstante no se tuvo el resultado esperado, pues no fue posible recuperar la señal en el receptor debido a la gran distorsión que fue añadida por los taps. Para más información revisar el capítulo 15 de [3].

$$p(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(n-\mu)^2}{2\sigma^2}} \; con \; \mu = 0 \; y \; \sigma^2 = \frac{N_0}{2} \qquad (11)$$

4. El canal h es conocido en el receptor. La ecualización es llevada a cabo en el receptor dividiendo y por el canal h conocido previamente, i.e.

$$\breve{y} = \frac{y}{h} = \frac{hx + n}{h} = x + \breve{n} \qquad (12)$$

Donde

$\breve{n} = \frac{n}{h}$ es el ruido aditivo escalado por el coeficiente de canal.

2.3 Codificación Convolucional y decodificación Viterbi

2.3.1 Codificación Convolucional[3]

Codificación es una técnica que consiste en añadir bits de redundancia al mensaje original para lograr mayor confiabilidad de la comunicación. A continuación se explicará la codificación convinacional.

Tal como dice el nombre, el código original se convoluciona con un polinomio llamado **generador**, para luego sumarlos o restarlos tal como se indica a continuación luego de definir algunos conceptos.

a) Razón de código (*Ratecode*): Es la razón que hay entre los bits de entrada y los bits de salida luego de codificarse. En el proyecto, la razón de código será de $1/2$.
b) Longitud de restricción (*Constraint length*): Es el número de elementos de desfase que entrarán en la codificación convolucional. En el ejemplo, será $K = 3$, es decir habrán 2 elementos extras de desfase, además del bits actual.
c) Polinomio Generador (*Generator polynomial*): Es el polinomio que generará la salida posterior a la codificación. En el proyecto, se usará el polinomio generador $[7,5]_8 = [111,101]_2$. La salida desde el brazo $7_8 = 111_2$ usa un XOR con el actual bit, el anterior, y anterior al anterior. La salida desde $5_8 = 101_2$ usa un XOR entre la salida actual y la anterior a la anterior.

En la Figura 2.2 se puede observar el resumen de la convolución.

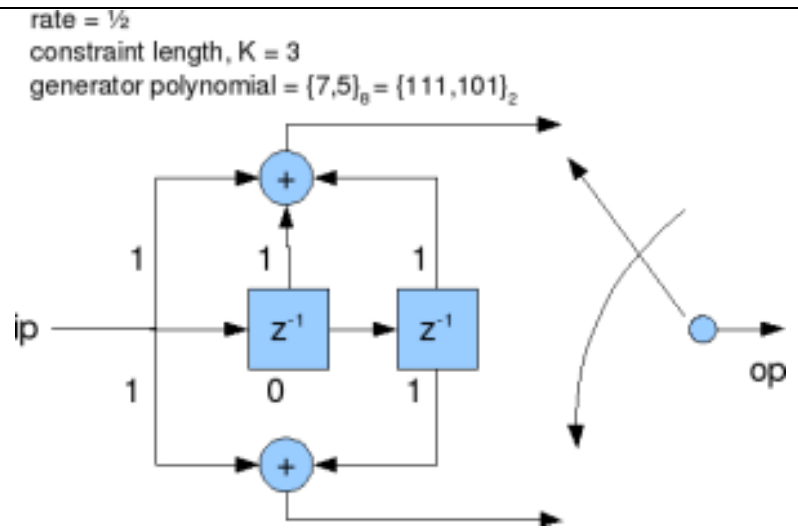


Figura 2.2 Codificación convolucional con polinomio generador $[7,5]_8$ coderate $1/2$, y constraint length $K = 3$

A continuación se puede observar el diagrama de estados de esta codificación.

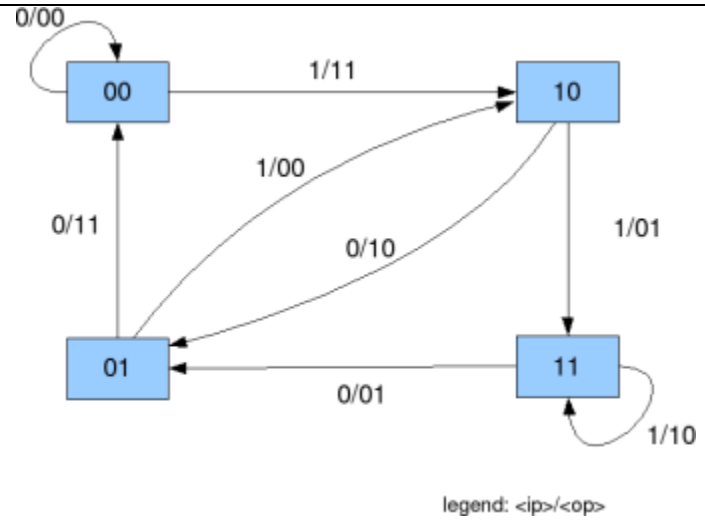


Figura 2.3 Diagrama de estados de la codificación convolucional

2.3.2 Decodificación Viterbi

La secuencia recibida vendrá dada por lo siguiente:

$y = c + n$, dónde

c es la secuencia modulada codificada, tomando valores $+\sqrt{E_c}$ si el bit codificado es 1, o $-\sqrt{E_c}$ si el bit codificado es 0. n es el ruido gaussiano con $\mu = 0$, y varianza $\sigma^2 = \frac{N_0}{2}$.

En la decodificación soft, se debe calcular la distancia entre el símbolo recibido y el símbolo transmitido probable. Es decir, se calcula la distancia Euclidiana.

La distancia euclidiana si el bit codificado es 0, es:

$$ed_0 = \left(y - -\sqrt{E_c}\right)^2 = \left(y^2 + 2y\sqrt{E_c} + E_c\right)^2 \quad (13)$$

La distancia euclidiana si el bit codificado es 1, es:

$$ed_1 = \left(y - \sqrt{E_c}\right)^2 = \left(y^2 - 2y\sqrt{E_c} + E_c\right)^2 \quad (14)$$

Como los términos 2, y^2, $\sqrt{E_c}$ y E_c son comunes a ambas ecuaciones, ellos pueden ser ignorados. Con esto, la distancia Euclidiana es:

$$ed_0 = +y \quad (15)$$

$$ed_1 = -y \quad (16)$$

Como el algoritmo toma dos bits recibidos codificados al mismo tiempo para ser procesado, se necesita encontrar la distancia Euclidiana para ambos bits.[4]

$$ed_{00} = \left(y_{i,1} - -\sqrt{E_c}\right)^2 + \left(y_{i,2} - -\sqrt{E_c}\right)^2 = (+y_{i,1} + y_{i,2}) \quad (17)$$

$$ed_{01} = \left(y_{i,1} - -\sqrt{E_c}\right)^2 + \left(y_{i,2} - +\sqrt{E_c}\right)^2 = (+y_{i,1} - y_{i,2}) \quad (18)$$

$$ed_{10} = \left(y_{i,1} - +\sqrt{E_c}\right)^2 + \left(y_{i,2} - -\sqrt{E_c}\right)^2 = (-y_{i,1} + y_{i,2}) \quad (19)$$

$$ed_{11} = \left(y_{i,1} - +\sqrt{E_c}\right)^2 + \left(y_{i,2} - +\sqrt{E_c}\right)^2 = (-y_{i,1} - y_{i,2}) \quad (20)$$

2.4 Códificación Hamming (7,4) con *soft-decoding*

Con un código Hamming (7,4), se tienen 4 bits de información y se necesitan 3 bits de paridad, para formar los 7 bits del código.[5]

La operación de codificación puede ser escrita matricialmente como se muestra a continuación:

$$c = mG \tag{21}$$

Donde:

m es la secuencia del mensaje de dimensión $[1 \times k]$

G es la matriz de codificación de dimensión $[k \times n]$

c es la secuencia codificada de dimensión $[1 \times n]$

Usando un ejemplo dada en la literatura[6], se tiene que una matriz de codificación puede venir dada por:

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{22}$$

La matriz puede ser escrita como:

$$G = [I_k | P] \tag{23}$$

Donde:

I_k es una $[k \times k]$ matriz de identidad

P es una $[k \times (n-k)]$ la matriz de chequeo de paridad.

Así I_k una matriz de identidad, los primeros k bits codificados son idénticos a los bits del mensaje original, y los $(n-k)$ bits restantes forman la matriz de chequeo de paridad.

Este tipo de matriz de codificación G dónde los bits de las filas del mensaje son enviados, es llamada **codificación sistemática.**

Asumiendo que la secuencia del mensaje es $m = [m_0\ m_1\ m_2\ m_3]$, entonces la salida codificada sería:

$$c = [m_0\, m_1\, m_2\, m_3\, p_0\, p_1\, p_2] \qquad (24)$$

Donde

$p_0 = m_0 \oplus m_1 \oplus m_2,$

$p_1 = m_1 \oplus m_2 \oplus m_3,$

$p_1 = m_0 \oplus m_1 \oplus m_3.$

El operador $\oplus$ denota un operador O-exclusivo (XOR).

La matriz de validación de codificación de la secuencia C de dimensión $[2^k \times n]$, sería

$$\begin{pmatrix} SI\ NO & m_0 & m_1 & m_2 & m_3 & p_0 & p_1 & p_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 2 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 3 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 4 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 5 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 6 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 7 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 8 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 9 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 10 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 11 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 12 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 13 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 14 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 15 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

2.4.1 Decodificación por decisión SOFT

Entonces, la palabra de código recibida será:

$r_j = c_j + w_j$, dónde

c_j es el código de la palabra transmitida,[3]

w_j es el ruido Gaussiano con media $\mu = 0$ y varianza σ^2 y $j = \{1,2,\dots,n\}$ forman los elementos de la palabra de código.

[3] Eventualmente, la palabra c_j será multiplicada por h_j que corresponderá a la modelación de canal de Rayleigh, tal como se mencionó anteriormente.

Dado, que se tienen $M = 2^k$ palabras, el objetivo es encontrar la correlación del vector $\{r_j\}$ con cada una de las validaciones de cada palabra.

El vector de correlación es:

$$corr_{val} = r * C^T \tag{25}$$

Dónde

r es la secuencia de código recibida de dimensión $[1 \times n]$,

C es la matriz de validación de las secuencias de palabras codificadas de dimesión $[2^k \times n]$ y

$corr_{val}$ es el vector de los valores de la correlación de cada palabra codificada y es de dimensión $[1 \times 2^k]$.

De los $M = 2^k$ valores de la correlación, el índice de la ubicación dónde $corr_{val}$ es maximizado, corresponde a la máxima verosimilitud con el código transmitido.

3 Análisis y discusión

Para realizar un análisis y discusión se seguirá el siguiente orden lógico:

- Modulación BPSK
    - Comparación sobre canal Rayleigh para diferentes modulaciones
    - Comparación de canal Rayleigh versus canal perfecto Gaussiano
- Modulación QAM
    - Comparación sobre canal Rayleigh para diferentes modulaciones
    - Comparación de canal Rayleigh versus canal perfecto Gaussiano
- Modulación BPSK versus QAM

En los Anexos será posible encontrar un detalle más específico de los gráficos. En el análisis se mostrarán los resultados principales.

3.1 Modulación BPSK

3.1.1 Comparación sobre canal Rayleigh y canal Reyleigh para diferentes modulaciones

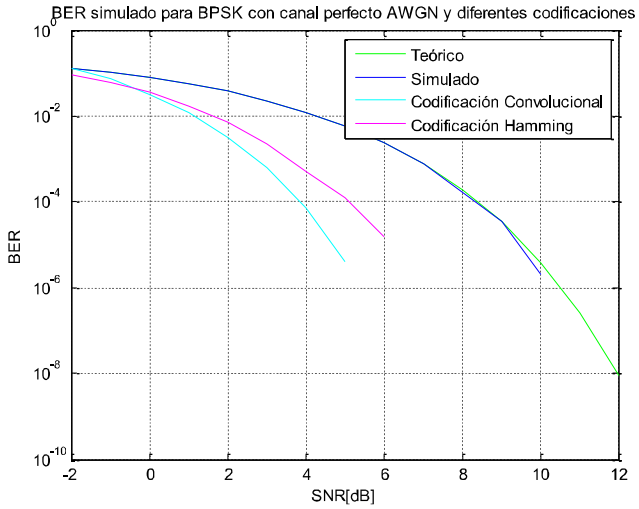


Figura 3.1 BER simulado para BPSK con canal perfecto AWGN y diferentes codificaciones

Como se puede observar en la Figura 3.1 y en la Figura 3.2, las curvas de BER versus SNR, cuando se codifica el mensaje, se obtiene una mejor curva que si no se codifica. Es más, con los datos simulados, llega un punto en que se obtiene error nulo[4].

Como es natural, en caso de un canal perfecto, los resultados encontrados son mucho mejores que cuando se simula como un canal Rayleigh.

Además es posible notar que en el caso de codificación convolucional tiene un mejor desempeño que la convolución de Hamming.

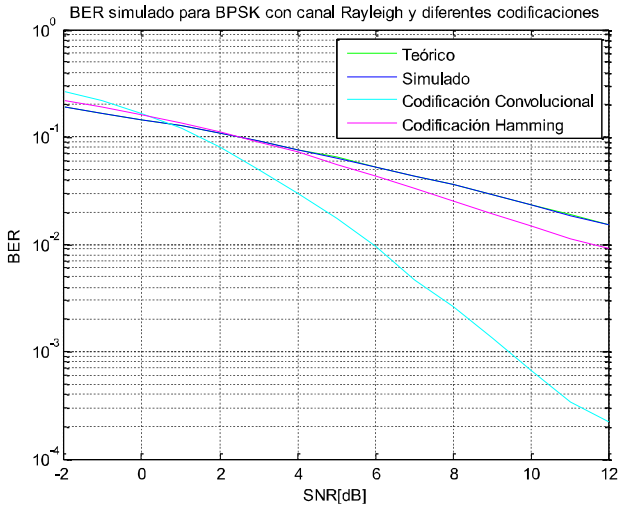


Figura 3.2 BER simulado para BPSK con canal Rayleigh y diferentes codificaciones

[4] No se simularon más bits, pues el tiempo de ejecución crece mucho, además de que ya es posible encontrar una tendencia de comparación.

3.2 Modulación QAM

3.2.1 Comparación sobre canal Rayleigh para diferentes modulaciones

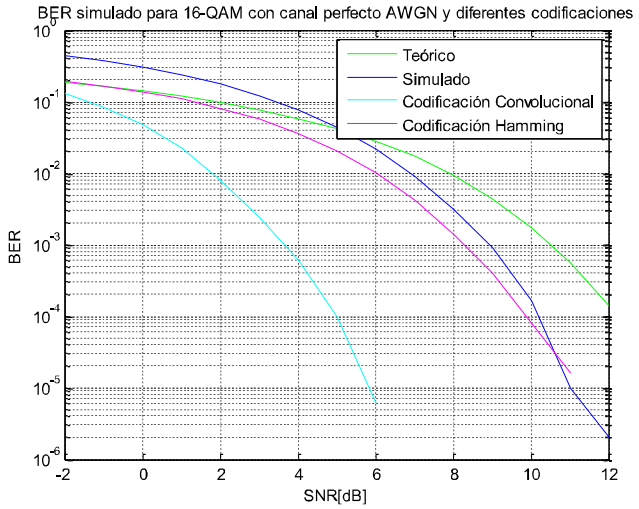


Figura 3.3 BER simulado para 16-QAM con canal perfecto AWGN y diferentes codificaciones

Los resultados obtenido para esta modulación son similares a lo obtenido con BPSK, por lo que se omitirá el análisis de esta modulación.

Además, más adelante se compararán las codificaciones según el índice de modulación de la señal. Esto se verá en la sección 3.3, por lo que se sugiere ver esa sección para mayor detalle.

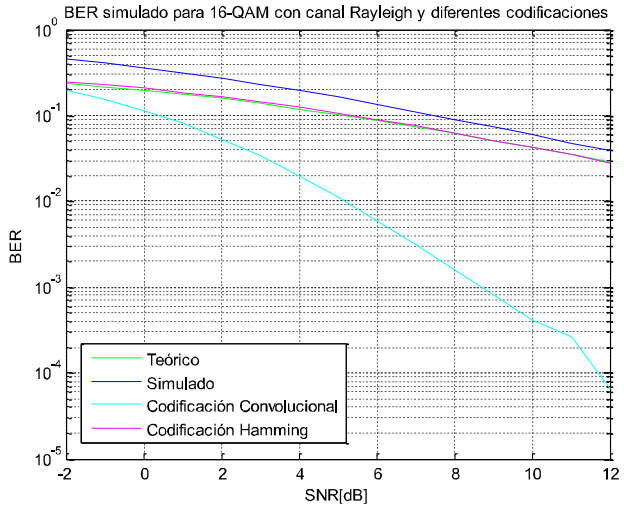


Figura 3.4 BER simulado para 16-QAM con canal Rayleigh y diferentes codificaciones

3.3 Comparación de codificación Convolucional y Hamming

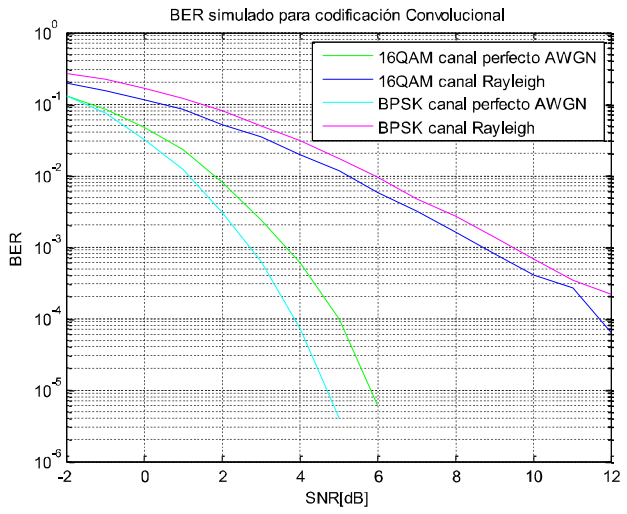


Figura 3.5 BER simulado para codificación convolucional

En ambas gráficas observa que los mejores resultados cuando se modela el canal como si fuera perfecto, lo que es evidente de todas formas.

No obstante, es posible notar algunas particularidades. Por ejemplo, tal como se obtuvo en un trabajo anterior, el mejor resultado se observa con la modulación BPSK, independiente de la codificación.[5]

El mejor resultado se tienen con la codificación convolucional, lo que viene a reiterar la conclusión señalada anteriormente. No obstante, si bien en 16-QAM las diferencias entre ambas codificaciones son grandes, pareciera ser que en el caso de BPSK la diferencia entre las codificaciones son menores.

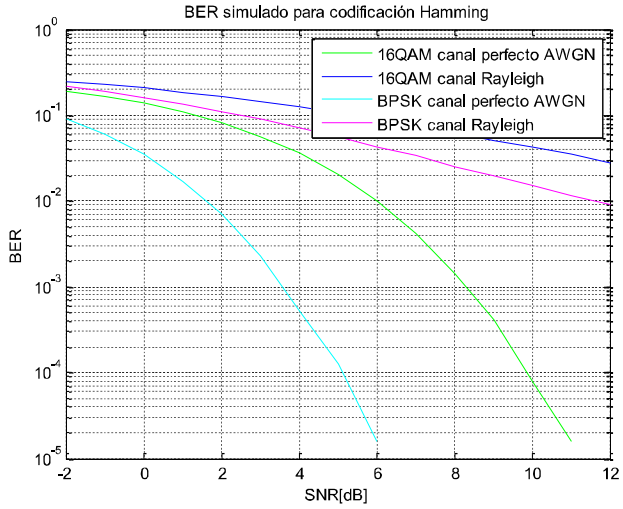


Figura 3.6 BER simulado para codificación Hamming

[5] En la Figura 3.5 no se observa esta particularidad, pero se asumirá un problema en la programación del código.

4 Bibliografía

[1] B. Sklar, «Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems,» *IEEE Communications Magazine,* pp. 90-109, 1997.

[2] K. SANKAR, «DSPLOG,» 14 Julio 2008. [En línea]. Available: http://www.dsplog.com/2008/07/14/rayleigh-multipath-channel/. [Último acceso: 20 Mayo 2014].

[3] K. Sankar, «DSPLOG,» 4 Enero 2009. [En línea]. Available: http://www.dsplog.com/2009/01/04/convolutional-code/. [Último acceso: 27 Junio 2014].

[4] K. Sankar, «DSPLOG,» 14 Enero 2009. [En línea]. Available: http://www.dsplog.com/2009/01/14/soft-viterbi/. [Último acceso: 27 Junio 2014].

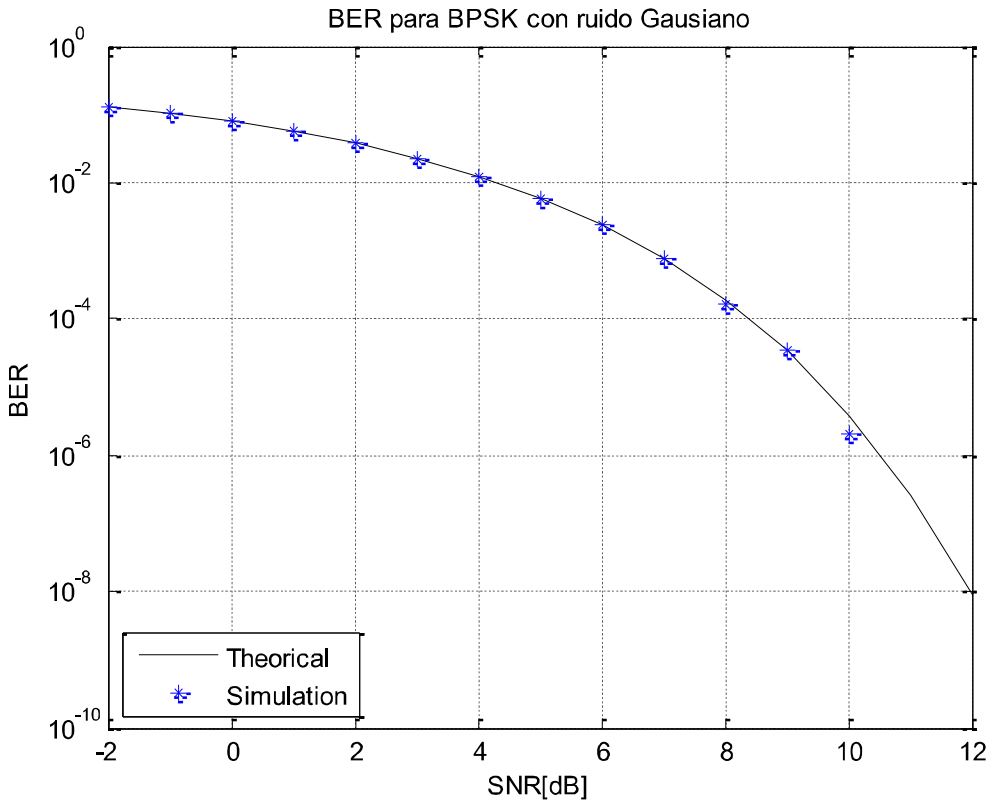
[5] K. Sankar, «DSPLOG,» 15 Marzo 2012. [En línea]. Available: http://www.dsplog.com/2012/03/15/hamming-code-soft-hard-decode/. [Último acceso: 27 Junio 2014].

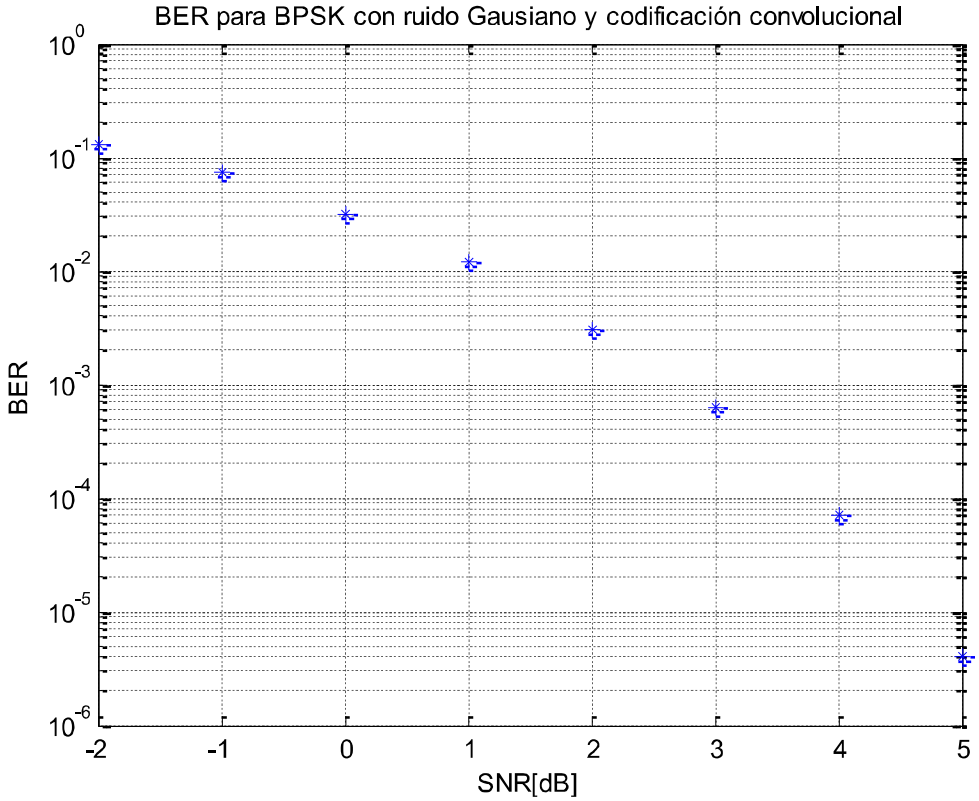
[6] J. Proakis y M. Salehi, Digital Communications, McGraw-Hill, 2007.

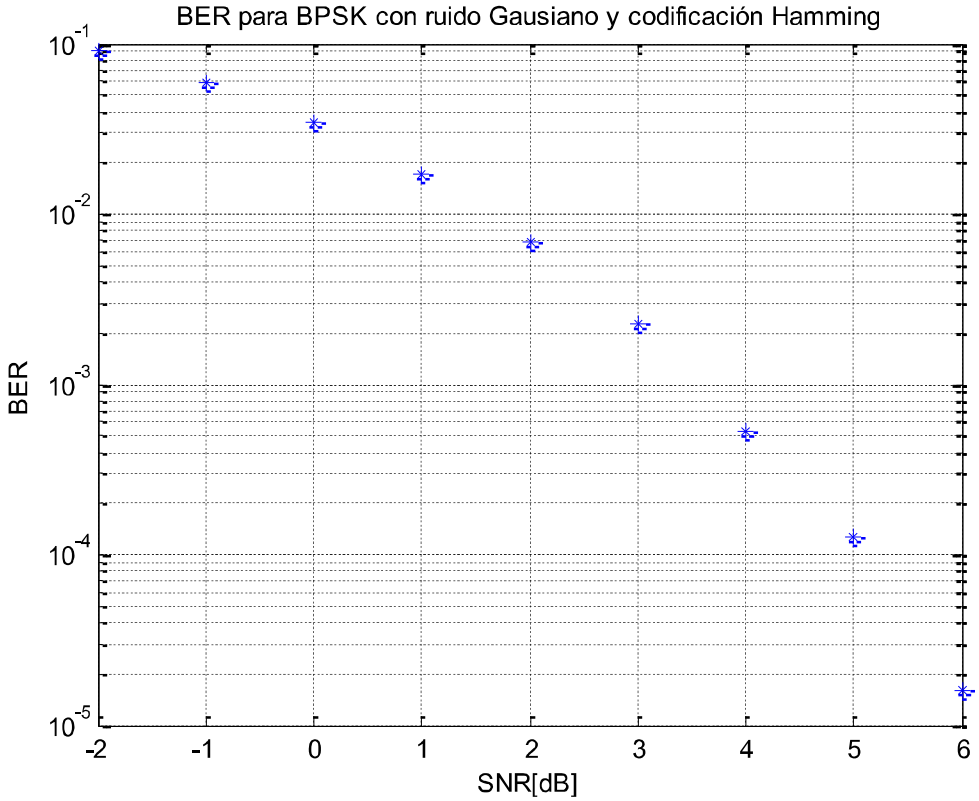
[7] B. Sklar, Digital Communications: Fundamentals and Applications, Los Angeles: Prentice Hall P T R, 2001.

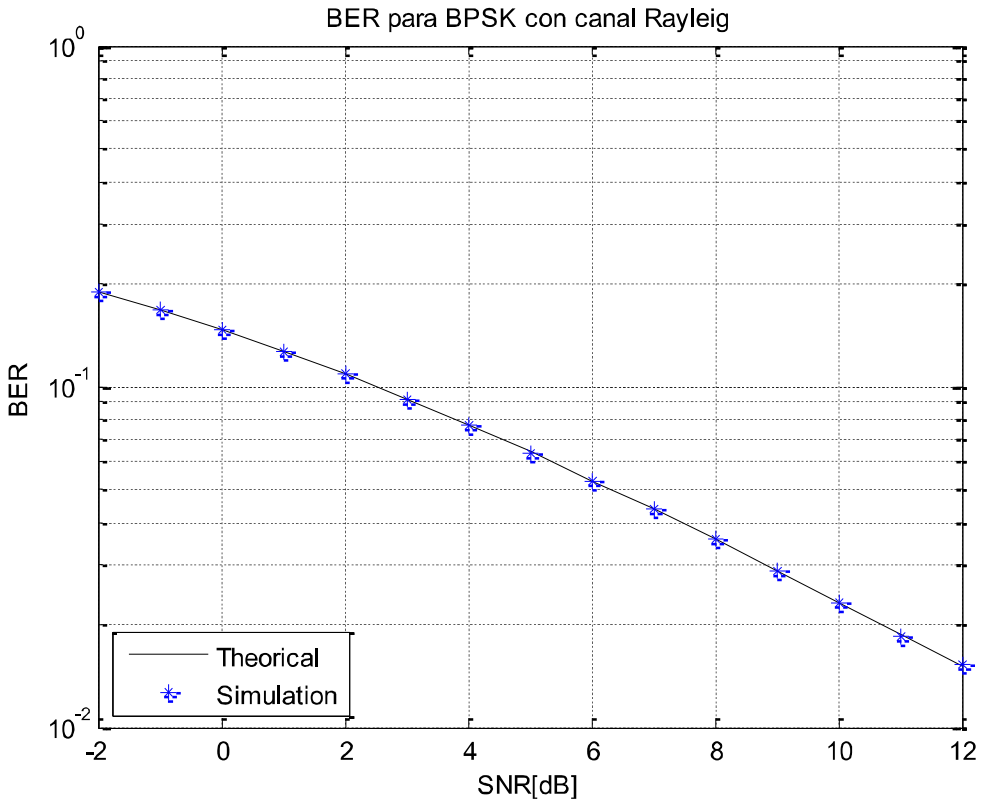
5 Anexos

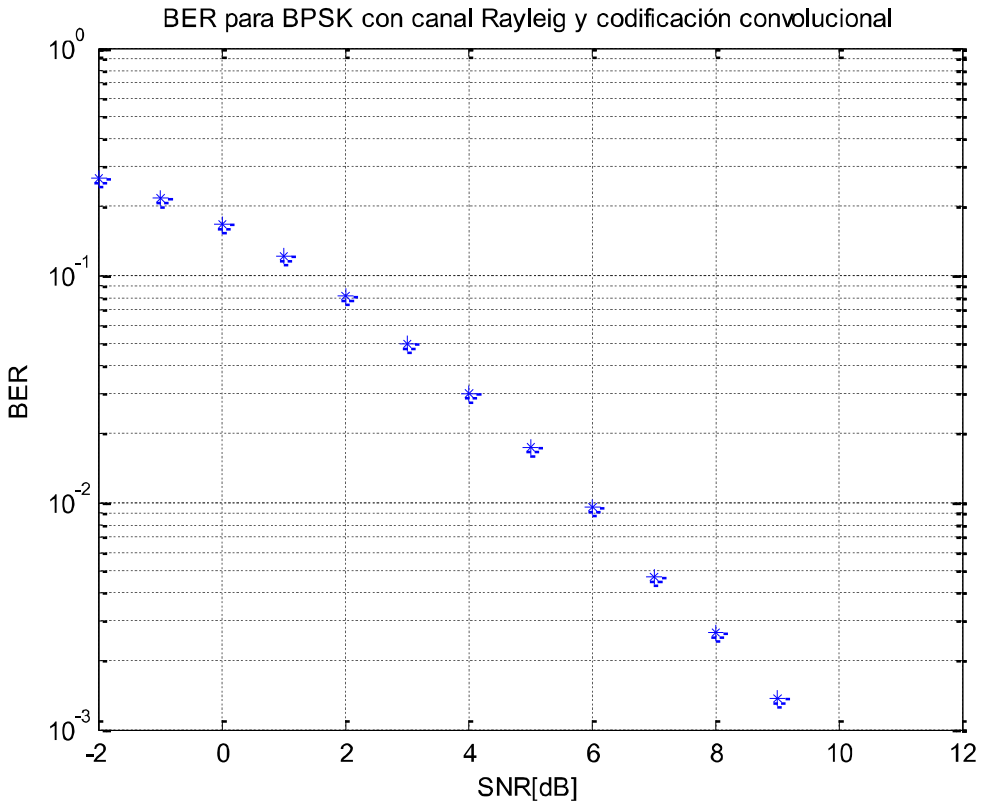
5.1 Anexo 1: Gráficas de BER v/s SNR para modulación PSK

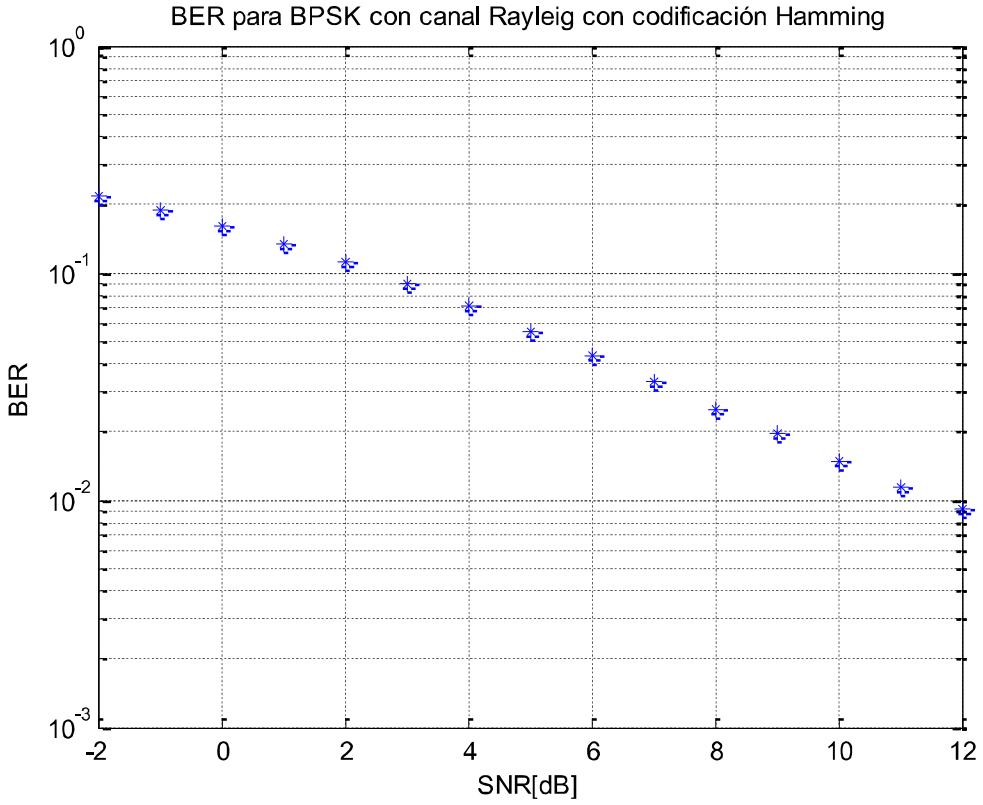


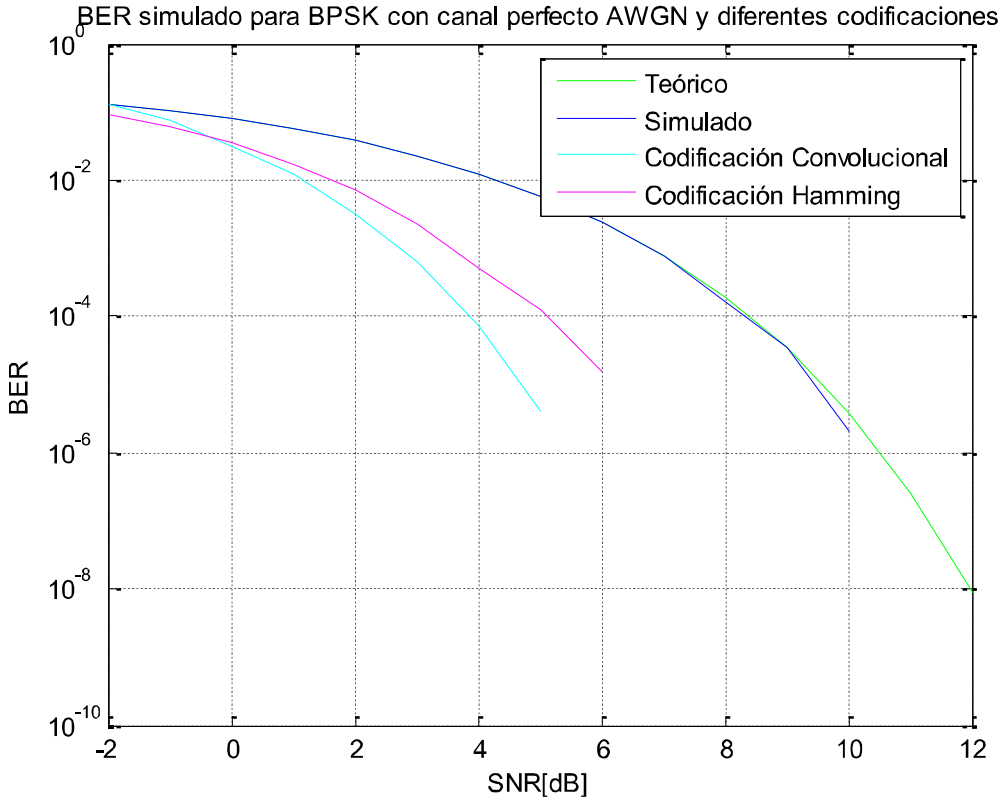

BER para BPSK con ruido Gausiano y codificación convolucional
BER
SNR[dB]
10^0
10^-1
10^-2
10^-3
10^-4
10^-5
10^-6
-2
-1
0
1
2
3
4
5

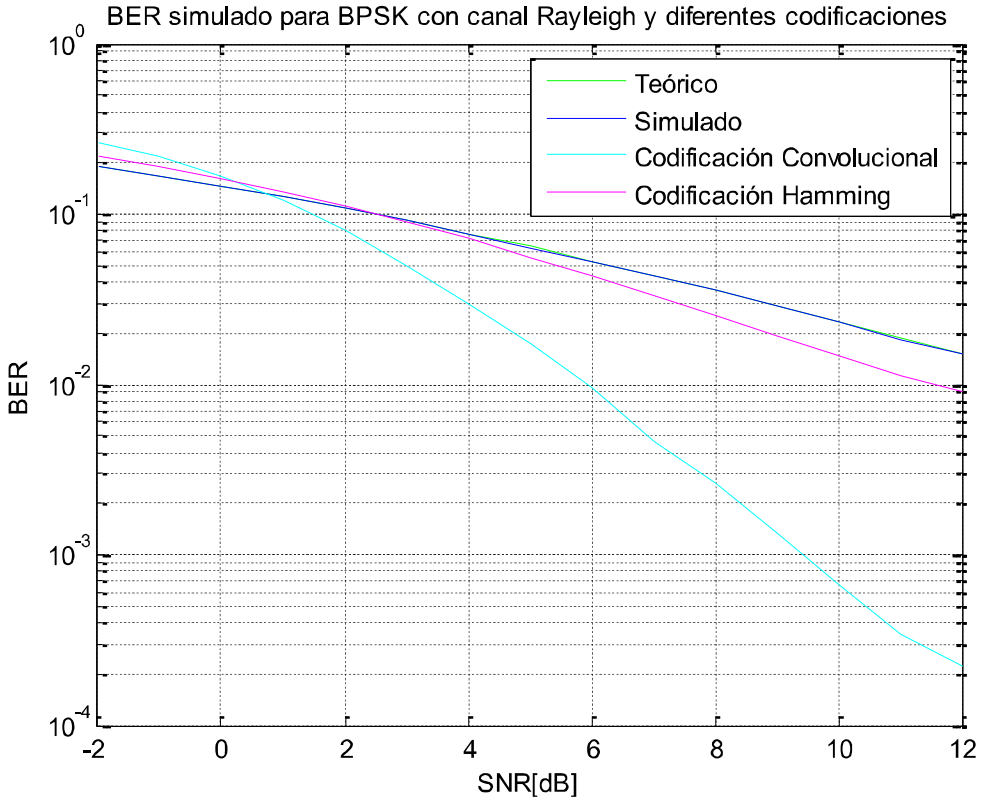

BER para BPSK con ruido Gausiano y codificación Hamming
BER
SNR[dB]
10^-1
10^-2
10^-3
10^-4
10^-5
-2
-1
0
1
2
3
4
5
6


BER para BPSK con canal Rayleig
BER
SNR[dB]
Theorical
Simulation
10^{0}
10^{-1}
10^{-2}
-2
0
2
4
6
8
10
12

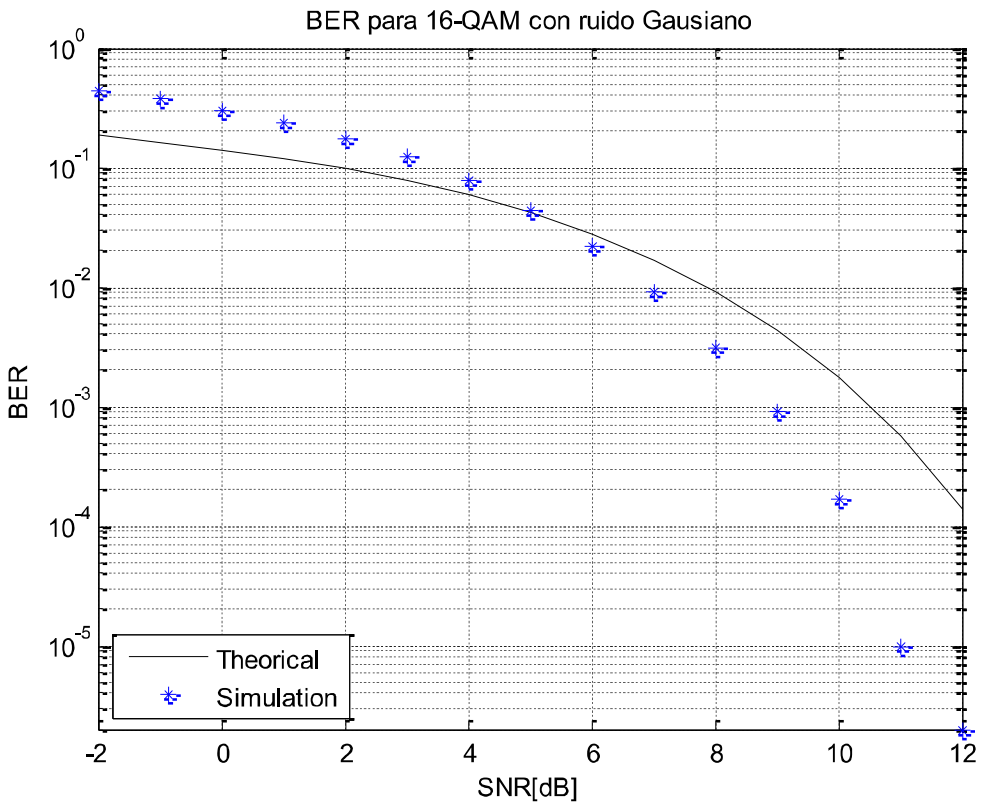

BER para BPSK con canal Rayleig y codificación convolucional
BER
SNR[dB]
10^{0}
10^{-1}
10^{-2}
10^{-3}
-2
0
2
4
6
8
10
12

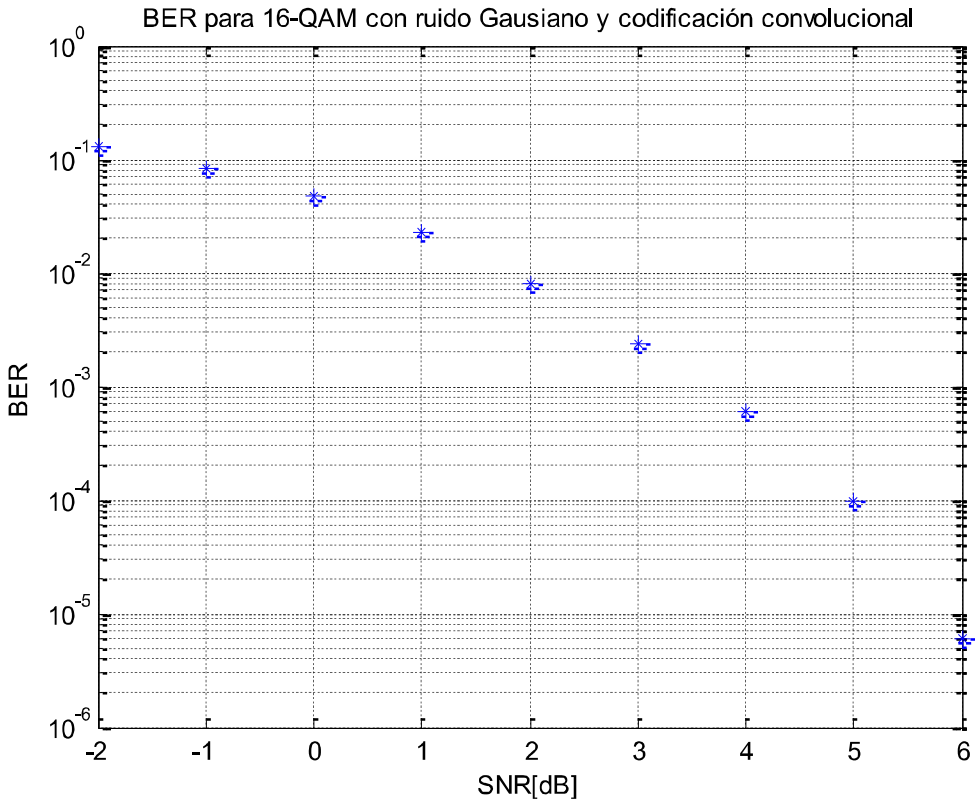

BER para BPSK con canal Rayleig con codificación Hamming
BER
SNR[dB]
10^{0}
10^{-1}
10^{-2}
10^{-3}
-2
0
2
4
6
8
10
12

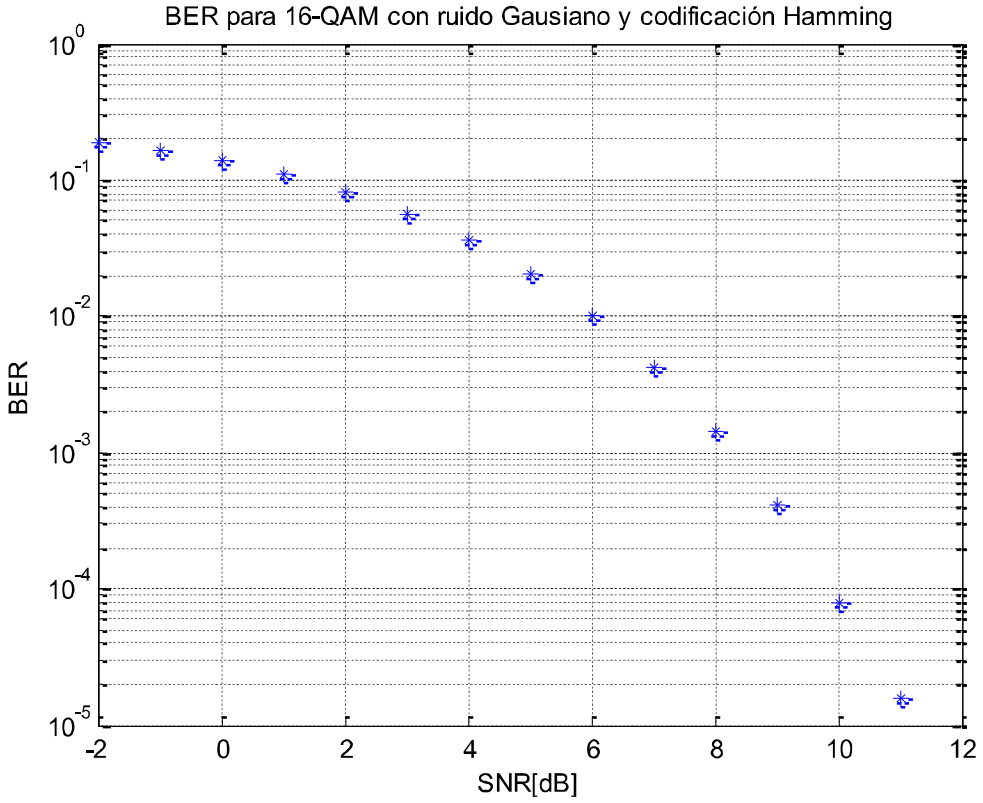

BER simulado para BPSK con canal perfecto AWGN y diferentes codificaciones
Teórico
Simulado
Codificación Convolucional
Codificación Hamming
BER
SNR[dB]
10^0
10^-2
10^-4
10^-6
10^-8
10^-10
-2
0
2
4
6
8
10
12

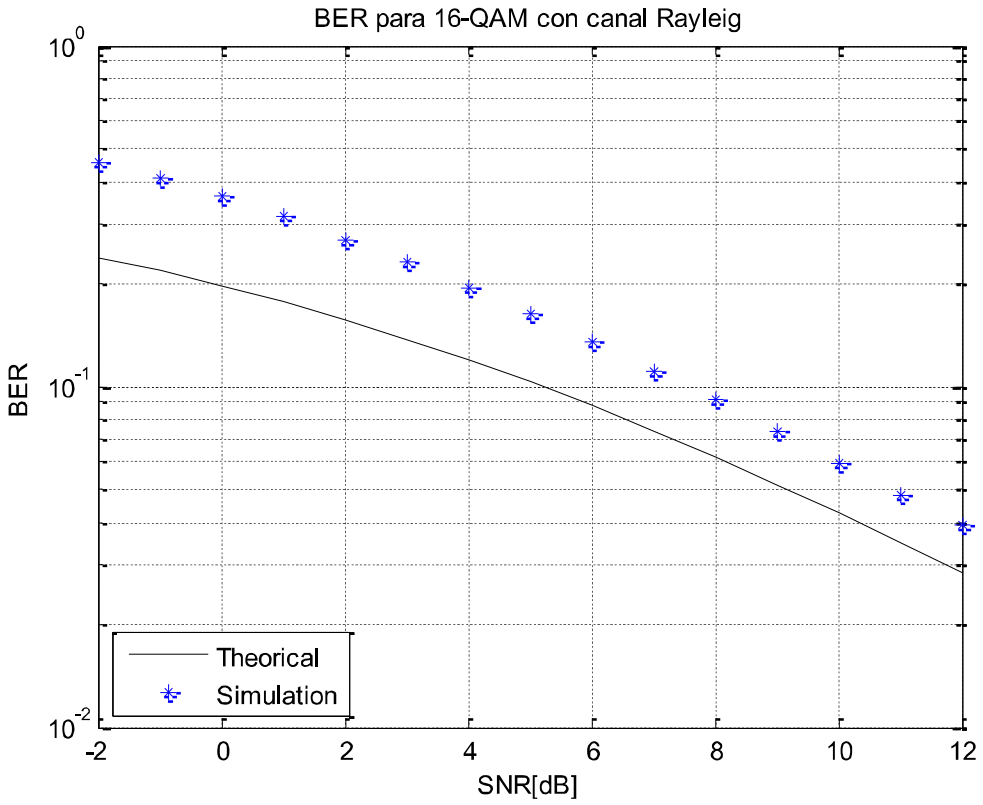

BER simulado para BPSK con canal Rayleigh y diferentes codificaciones
Teórico
Simulado
Codificación Convolucional
Codificación Hamming
BER
SNR[dB]
10^0
10^-1
10^-2
10^-3
10^-4
-2
0
2
4
6
8
10
12

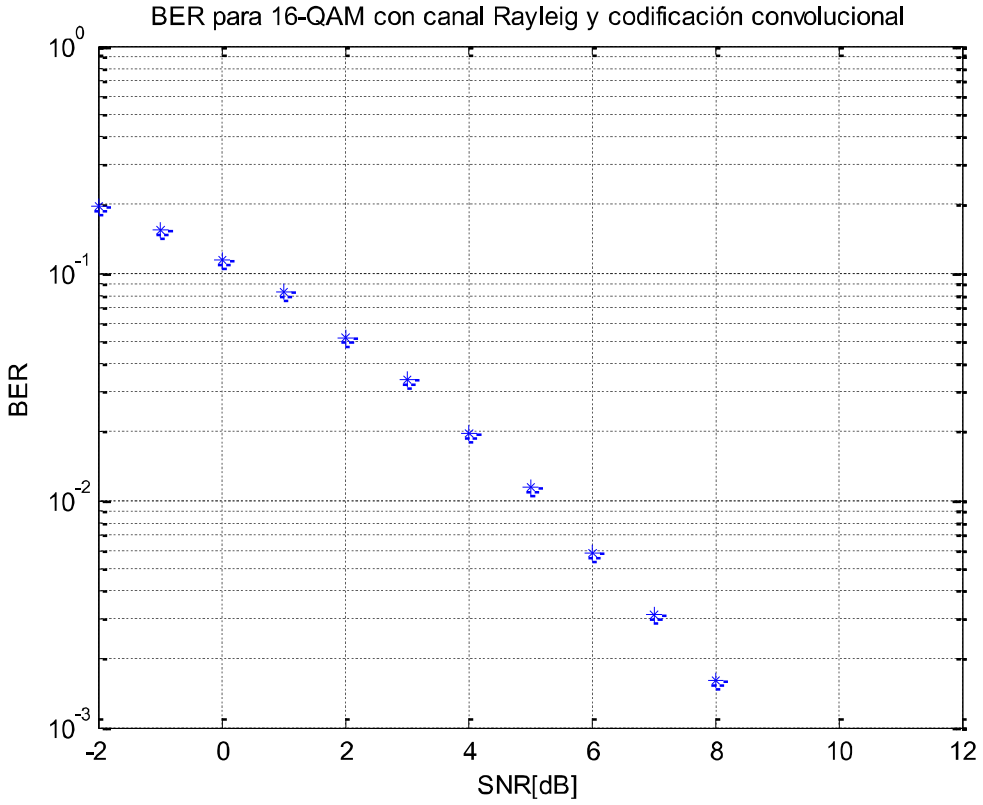
5.2 Anexo 2: Gráficas de BER v/s SNR para modulación16-QAM

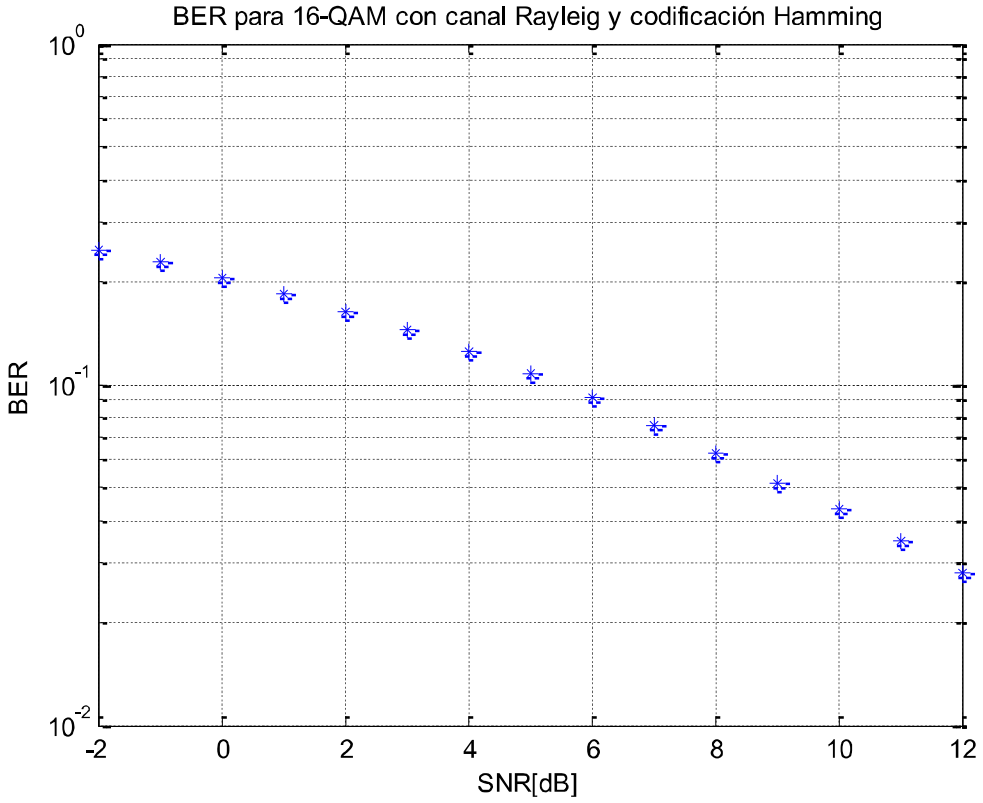


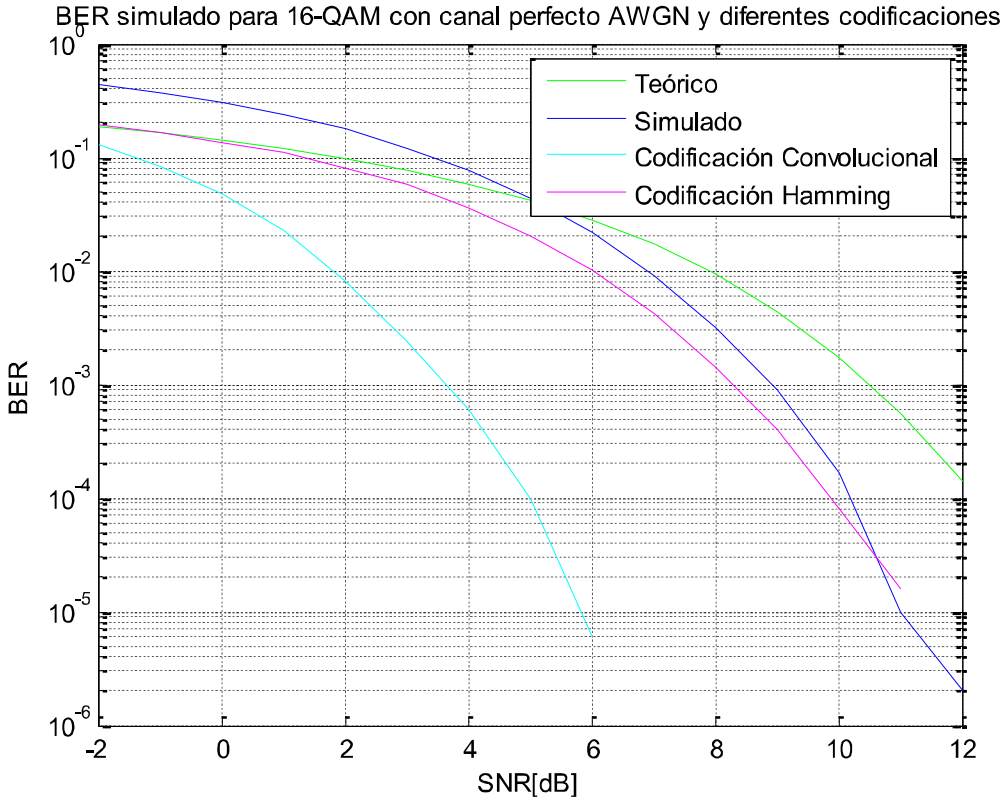

BER para 16-QAM con ruido Gausiano y codificación convolucional
BER
SNR[dB]
10^0
10^-1
10^-2
10^-3
10^-4
10^-5
10^-6
-2
-1
0
1
2
3
4
5
6


BER para 16-QAM con ruido Gausiano y codificación Hamming
BER
SNR[dB]
10^0
10^-1
10^-2
10^-3
10^-4
10^-5
-2
0
2
4
6
8
10
12


BER para 16-QAM con canal Rayleig
BER
SNR[dB]
Theorical
Simulation
10^{0}
10^{-1}
10^{-2}
-2
0
2
4
6
8
10
12


BER para 16-QAM con canal Rayleig y codificación convolucional
BER
SNR[dB]
10^{0}
10^{-1}
10^{-2}
10^{-3}
-2
0
2
4
6
8
10
12


BER para 16-QAM con canal Rayleig y codificación Hamming
BER
SNR[dB]
10^0
10^-1
10^-2
-2
0
2
4
6
8
10
12


BER simulado para 16-QAM con canal perfecto AWGN y diferentes codificaciones
Teórico
Simulado
Codificación Convolucional
Codificación Hamming
BER
SNR[dB]
10^0
10^-1
10^-2
10^-3
10^-4
10^-5
10^-6
-2
0
2
4
6
8
10
12