



UNIVERSIDAD CATÓLICA

DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO

CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

TÍTULO:

**MODELADO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN DIGITAL
UTILIZANDO MODULACIONES DPSK, OQPSK Y QAM SOBRE LA
PLATAFORMAS OPTISYTEM**

AUTOR:

Miguel Angel Ruiz Castillo

Titulación mediante examen complejo previo la obtención del Título de:

INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

TUTOR:

M. Sc. Edwin Fernando Palacios Meléndez

Guayaquil, Ecuador

2016



UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL
FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

CERTIFICACIÓN

Certificamos que el presente trabajo fue realizado en su totalidad por el Sr.
Miguel Angel Ruiz Castillo como requerimiento parcial para la obtención
del título de INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES.

TUTOR

MsC. Edwin F. Palacios Meléndez

DIRECTOR DE CARRERA

MsC. Miguel A. Heras Sánchez.

Guayaquil, a los 29 del mes de Febrero del año 2016



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**
FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD

Yo, **Miguel Angel Ruiz Castillo**

DECLARÓ QUE:

El trabajo de titulación mediante examen complejo previo a la obtención del Título de Ingeniero en Telecomunicaciones, ha sido desarrollado respetando derechos intelectuales de terceros conforme las citas que constan al pie de las páginas correspondientes, cuyas fuentes se incorporan en la bibliografía. Consecuentemente este trabajo es de mi autoría.

En virtud de esta declaración, me responsabilizo del contenido, veracidad y alcance científico del Trabajo de Titulación referido.

Guayaquil, a los 29 del mes de Febrero del año 2016

EL AUTOR

MIGUEL ANGEL RUIZ CASTILLO



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**
FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

AUTORIZACIÓN

Yo, **Miguel Angel Ruiz Castillo**

Autorizó a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación mediante examen complejo, cuyo contenido, ideas y criterios es de mi exclusiva responsabilidad y autoría.

Guayaquil, a los 29 del mes de Febrero del año 2016

EL AUTOR

MIGUEL ANGEL RUIZ CASTILLO

DEDICATORIA

El presente trabajo va dedicado para mi madrecita corazón LAURA ELIZABETH CASTILLO AYALA, al Dr. HENRY KENNEDY TENORIO PARRAGA y a mi esposa la mamashyta ANA BEATRIZ MIRANDA MACIAS que de una u otra manera han contribuido para cumplir con el propósito de graduarme como Ingeniero en Telecomunicaciones de la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

EL AUTOR

MIGUEL ANGEL RUIZ CASTILLO

AGRADECIMIENTO

A mis padres por formarme como persona, mis profesores de la Facultad de Educación Técnica para el Desarrollo de la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil por formarme para ser un profesional de la Ingeniería en Telecomunicaciones.

A mis hijos, Daphne y Dante por ser mi motor y muy especial a mi esposa ANA BEATRIZ MIRANDA MACIAS por ser mi apoyo.

EL AUTOR

MIGUEL ANGEL RUIZ CASTILLO

ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE FIGURAS.....	IX
CAPÍTULO 1: Fundamentos Teóricos de los Sistemas de modulación.....	12
1.1. Introducción a los sistemas de modulación.	12
1.2. Señales Digitales de banda base.	13
1.2.1. Código básico.	13
1.2.2. Espectro de la señal digital.	14
1.2.3. Ruido de camino de transmisión.	15
1.2.4. Los errores en un camino de transmisión que tiene ruido y distorsión.	17
1.2.5. Condición para la transmisión no distorsionada.	20
1.3. Sistemas de Modulación Digital.....	24
1.3.1. BPSK (Binary Phase Shift Keying).....	25
1.3.2. Modulación QPSK.	29
1.3.3. Modulación QAM.	37
 CAPÍTULO 2: Diseño y Resultados en la plataforma OptiSystem.....	 41
2.1. Introducción.....	41
2.2. Modulación digital DPSK.	41
2.2.1. Parámetros globales.	41
2.2.2. Creación de un proyecto.	44
2.2.3. La ejecución de la simulación.	45
2.2.4. Visualización de los resultados de simulación.	46
2.2.5. Uso del decodificador de la secuencia DPSK.	47
2.2.6. Usando el detector de umbral M-aria.	50
2.2.7. Adición de modulación en cuadratura.	52
2.2.8. Adición de demodulación en cuadratura.	54
2.2.9. Diseño para el transmisor y receptor DPSK.....	58
2.2.10. Trazado de diagrama de ojo para señales M-aria.	60
2.3. Modulación digital OQPSK.	62
2.3.1. Resultados de la simulación de OQPSK.....	64
2.4. Modulación digital QAM.....	65

2.4.1. Resultados de la simulación.	66
Conclusiones	70
Referencias Bibliográficas	71

ÍNDICE DE FIGURAS

Capítulo 1:

Figura 1. 1: Sistema de transmisión digital.	13
Figura 1. 2: Códigos binarios unipolares y bipolares de RZ y NRZ.	14
Figura 1. 3: Densidad espectral de NRZ	15
Figura 1. 4: Forma de onda temporal de ruido térmico ($\sigma = 1$).....	16
Figura 1. 5: Función de distribución de probabilidad gaussiana.	16
Figura 1. 6: Sin limitación de banda	18
Figura 1. 7: Límite de la banda	18
Figura 1. 8: Límite de la banda + ISI	19
Figura 1. 9: Ruido límite de la banda + ISI	20
Figura 1. 10: Errores ocasionados por el ruido gaussiano	22
Figura 1. 11: Roll-off características y el pulso que satisface el criterio de Nyquist	23
Figura 1. 12: filtros raíz roll-off en un sistema de transmisión	24
Figura 1. 13: características roll-off incluyendo ecualización apertura	25
Figura 1. 14: Ejemplos de patrones oculares ($\alpha = 0,5$; izquierda: sin ruido, a la derecha: con el ruido)	26
Figura 1. 15: forma de onda modulada BPSK.....	26
Figura 1. 16: modulación BPSK.....	27
Figura 1. 17: Espectro de señal de modulación BPSK.....	28
Figura 1. 18: BPSK demodulación por detección coherente	29
Figura 1. 19: BPSK demodulación por la detección no coherente.....	30
Figura 1. 20: Tasa de error de bits BPSK (detección coherente, el ancho de banda de ruido es el ancho de banda de Nyquist)	31
Figura 1. 21: Configuración del modulador QPSK	31
Figura 1. 22: Diagrama de constelación de QPSK.....	32
Figura 1. 23: Demodulación QPSK por detección coherente	36
Figura 1. 24: Demodulación QPSK por detección no coherente	37
Figura 1. 25: Tasa de error de bits de QPSK (detección coherente, el ancho de banda de ruido es el ancho de banda de Nyquist)	38
Figura 1. 26: Configuración del modulador 16 QAM	39

Figura 1. 27: Diagrama de constelación para modulación 16 QAM.....	40
--	----

Capítulo 2:

Figura 2. 1: Parámetros globales de un transmisor DPSK.	42
Figura 2. 2: Parámetros de los componentes del generado de secuencia DPSK.....	44
Figura 2. 3: Generador de pulsos DPSK.....	45
Figura 2. 4: Diagrama de constelación para una modulación 8DPSK (3 bits por símbolo).....	46
Figura 2. 5: Visualizador del osciloscopio de señales de M-aria.	47
Figura 2. 6: Ensayo de la codificación y decodificación de la secuencia DPSK.	48
Figura 2. 7: Señales DPSK antes y después de codificación / decodificación.	49
Figura 2. 8: Parámetros del detector de umbral M-aria.	51
Figura 2. 9: Generador de impulsos y detector DPSK.....	52
Figura 2. 10: Transmisor DPSK.	53
Figura 2. 11: Salida del transmisor DPSK.....	54
Figura 2. 12: Transmisor y receptor de DPSK.....	55
Figura 2. 13: Señales M-aria demoduladas en fase y de fase en cuadratura.	57
Figura 2. 14: Transmisor y receptor DPSK.	59
Figura 2. 15: Parámetros del generador aleatorio de secuencias de bits.	60
Figura 2. 16: Sistema DPSK, incluyendo componentes para generar diagramas ópticos.....	61
Figura 2. 17: Diagrama óptico DPSK en el receptor para un sistema de 8 DPSK.....	62
Figura 2. 18: Sistema de transmisión y recepción mediante OQPSK.....	63
Figura 2. 19: Diagramas de ojo OQPSK en fase y cuadratura.	64
Figura 2. 20: Señales antes y después de la codificación y decodificación OQPSK.....	65
Figura 2. 21: Sistema de transmisión y recepción 64QAM.....	67
Figura 2. 22: Diagrama de ojo para modulación 64QAM.	68

Figura 2. 23: Constelación para la modulación 64QAM (6 bits por símbolo).

.....69

CAPÍTULO 1: Fundamentos Teóricos de los Sistemas de modulación.

1.1. Introducción a los sistemas de modulación.

En el pasado, la transmisión digital de vídeo y audio ha requerido un ancho de banda de frecuencia más amplia que la transmisión analógica para transmitir la misma información. Los recientes avances en la tecnología de fuente de vídeo y de audio de codificación, sin embargo, ha hecho que sea posible reducir la velocidad de bits mientras se mantiene el deterioro de la calidad a un mínimo. El ancho de banda de frecuencia requerida para la transmisión digital se ha convertido en consecuencia, sobre la misma o varias fracciones que de transmisión analógica, haciendo factible la transmisión digital para la radiodifusión.

Hasta hace poco, los sistemas de transmisión digital para la radiodifusión han consistido principalmente en los sistemas de emisión multiplex se transmiten sólo datos de audio y de texto. Hoy en día, la transmisión digital que incluye servicios de video es posible en forma de satélite y la radiodifusión digital terrestre. En este tema se describen los fundamentos de los sistemas de modulación digital.

La figura 1.1 muestra un sistema de transmisión digital. El sistema cuantificado y las muestras de información analógica como datos de vídeo o de audio y realiza la codificación de fuente en que los datos a los efectos de compresión de banda. A continuación, realiza la codificación de canal, que

consiste en la adición de código de corrección de error para corregir los errores generados durante la transmisión, así como el intercalado de datos y modulación digital. El sistema convierte la señal modulada digitalmente en uno en la banda de frecuencia de transmisión, amplifica la señal en el transmisor, y la transmite por cualquiera de las ondas de radio o cable.

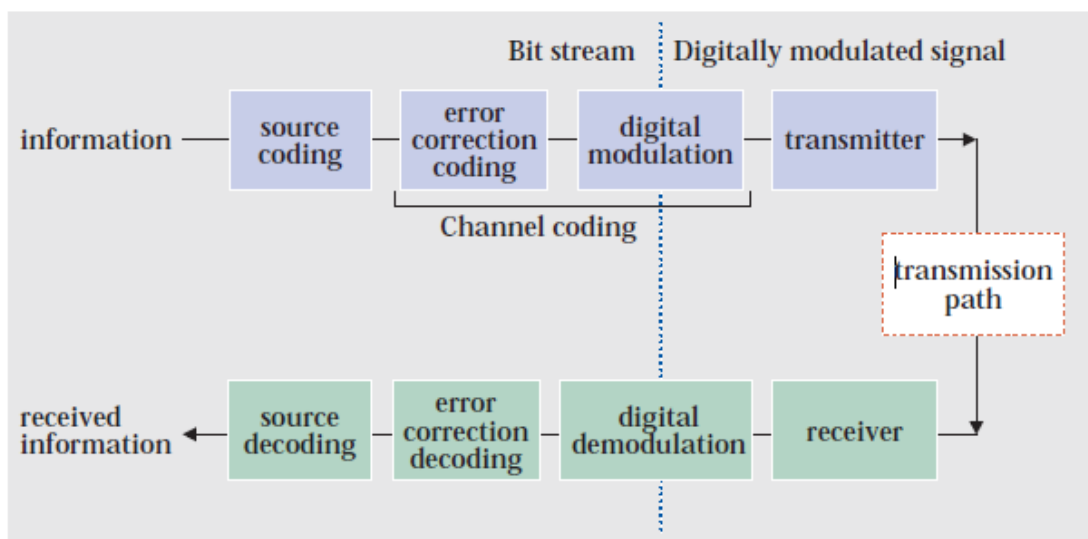


Figura 1. 1: Sistema de transmisión digital.
Fuente: (Agrawal, 2010)

En el receptor, el sistema realiza procesamiento inverso con respecto al lado de transmisión para restaurar la información original; es decir, se demodula digitalmente la señal recibida, lleva a cabo de intercalación y de corrección de errores, etc.

1.2. Señales Digitales de banda base.

1.2.1. Código básico.

Un flujo de datos que consta de 0's y de 1's, se puede transmitir tal como un generador de tren de impulsos, por ejemplo, por el voltaje de una señal

eléctrica. Los códigos básicos de línea binarios para un tren de impulsos se muestran en la figura 1.2. Con referencia a la figura, "unipolar" significa que los datos de entrada 0 y 1 corresponden a los voltajes de 0 y +1, respectivamente, mientras que "bipolar" significa que los datos de entrada es 0 y 1 corresponden a los voltajes de -1 y +1, respectivamente. Aquí, RZ (retorno a cero) da como resultado un ancho de pulso estrecho, lo que significa que el ancho de banda de frecuencia es más amplia que en NRZ (no retorno a cero). Por esta razón, NRZ se utiliza más a menudo como una señal de banda base para la modulación digital de las transmisiones de radio.

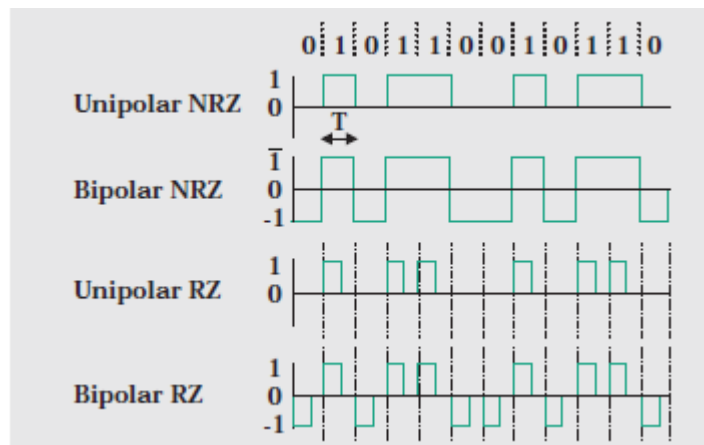


Figura 1. 2: Códigos binarios unipolares y bipolares de RZ y NRZ.
Fuente: (Senior, 2009)

1.2.2. Espectro de la señal digital.

La densidad espectral de potencia (*Power Spectrum Density, PSD*) $s(f)$ de una señal aleatoria bipolar – NRZ, está dada por la siguiente expresión.

$$s(f) = A^2 T \left(\frac{\sin \pi f T}{\pi f T} \right)^2$$

Aquí, T es el período de símbolo NRZ (segundos). Un símbolo es la unidad mínima de transmisión de código. En este caso, un símbolo corresponde a un bit. La inversa del período de símbolo $1 / T$ se llama la velocidad de símbolo (símbolo/seg) o velocidad de transmisión.

El NRZ PSD se muestra en la figura 1.3 El eje vertical está normalizado en términos de A^2T . Puntos nulos correspondientes a potencia cero aparecen en las frecuencias que corresponden a varias velocidades de símbolo para el caso de un ancho de banda infinitamente grande.

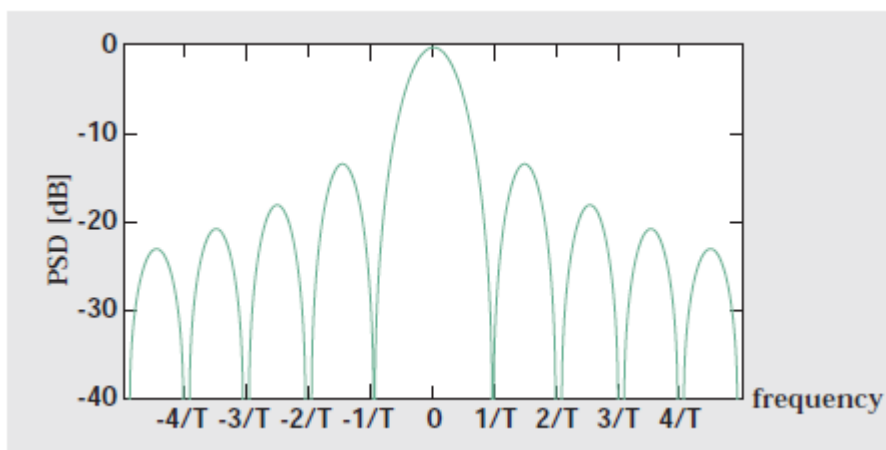


Figura 1. 3: Densidad espectral de NRZ
Fuente: (Chomycz, 2009)

1.2.3. Ruido de camino de transmisión.

El ruido en un camino de transmisión o en un receptor se puede clasificar en el ruido térmico, generada a partir de resistencias, y el ruido artificial, a partir de fuentes tales como automóviles que llegan a la antena de recepción. Para los enlaces relativamente limpias como canales vía satélite y

cables, el ruido en el camino de transmisión puede ser considerada principalmente térmica.

Como se muestra en la figura 1.4, la forma de onda temporal de ruido térmico es al azar en la naturaleza; su distribución de amplitud sigue una distribución gaussiana (distribución normal), cuya probabilidad de la distribución de funciones (PDF) se muestra en la figura 1.5 La amplitud promedio de ruido térmico es 0. Dado un potencia de ruido de

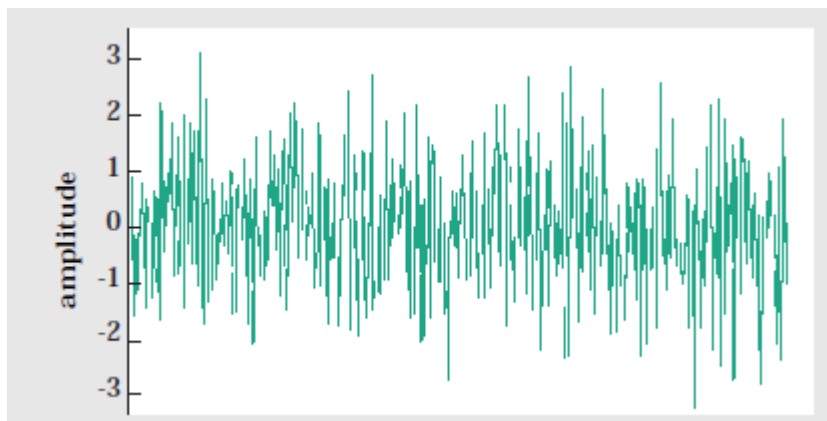


Figura 1. 4: Forma de onda temporal de ruido térmico ($\sigma = 1$)
Fuente: (Chomycz, 2009)

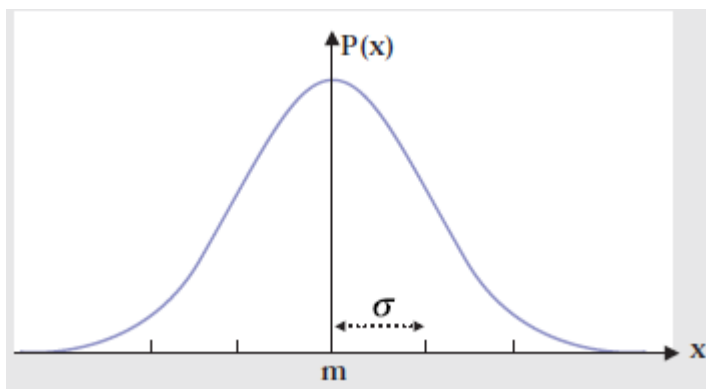


Figura 1. 5: Función de distribución de probabilidad gaussiana.
Fuente: (Agrawal, 2010)

$$P_{(x)} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-(x-m)^2/2\sigma^2}$$

$$P_{(x)} = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2\sigma^2}$$

σ^2 , $P(x)$ es la probabilidad de que el ruido térmico se enfrentará a una cierta amplitud. La PSD de ruido térmico $n(f)$ se da como sigue.

$$N(f) = \frac{N_0}{2} (-\infty < f < \infty)$$

El PSD del ruido térmico es este piso sobre todas las frecuencias, una condición conocida como "ruido blanco". Las anteriores características temporales y de frecuencia son reflejadas por el ruido térmico a menudo se llama "ruido blanco gaussiano."

1.2.4. Los errores en un camino de transmisión que tiene ruido y distorsión.

En el receptor, los datos digitales transmitidos se consideran ser 1 o 0 en base al nivel de la señal, que es mayor o menor que un nivel de umbral, en los puntos de muestra del símbolo. El sistema no tiene en cuenta los tiempos distintos de los puntos de muestra, independientemente del tipo de forma de onda. Impulsos rectangulares, tales como los impulsos de NRZ y RZ descritos anteriormente, tienen grandes anchos de banda (infinitamente grande en teoría). Por lo tanto, de hacer un uso eficiente de los recursos de frecuencias finitas, las limitaciones de la banda apropiados se aplican a la transmisión, dando como resultado la forma de onda suave se muestra en la figura 1.6.

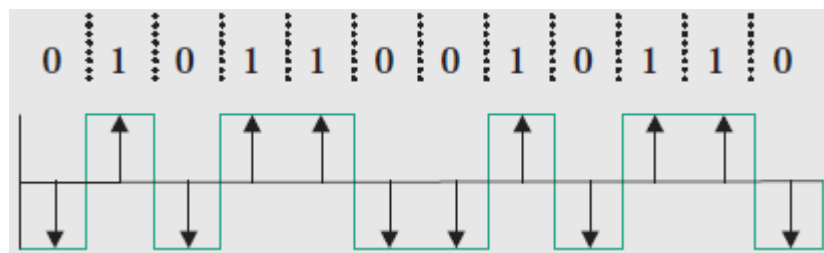


Figura 1. 6: Sin limitación de banda
Fuente: (Agrawal, 2010)

Si la distorsión y la reflexión no lineal se producen en el camino de transmisión, se verán afectados símbolos anteriores y posteriores con respecto al símbolo en cuestión y los niveles de señal en los puntos de muestra pueden variar.

Esta distorsión se llama Inter Symbol Interference (ISI). Si la ISI es grande, el margen del nivel de umbral con respecto a ruido de las gotas, y este margen menor se convierte en una fuente de error. Si se añade ruido a la señal, los niveles de decisión pueden exceder el nivel de umbral y los errores pueden ser generados como se muestra en la figura 1.7 (d).

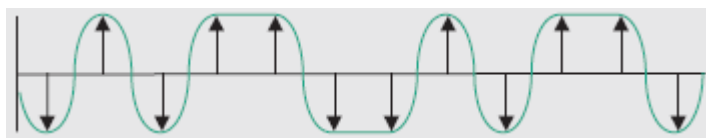


Figura 1. 7: Límite de la banda
Fuente: (Agrawal, 2010)

Los errores de transmisión se evalúan en términos de tasa de error. Por ejemplo, un bit erróneo en una transmisión de 1000 bits de información corresponde a una tasa de error de bit (BER) de 10^{-3} .

Consideramos errores causados por el ruido. Si nos vamos a superponer ruido gaussiano de varianza (potencia de ruido) s (véase en la figura 1.5) en las señales de amplitudes $-A$ y $+A$ correspondiente a los códigos 0 y 1, la distribución de amplitud en un punto de la muestra se expresa como $P_0(x)$ y $P_1(x)$ como se muestra en la figura 8.

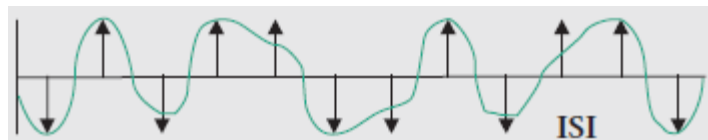


Figura 1. 8: Límite de la banda + ISI
Fuente: (Agrawal, 2010)

La tasa de error P_e es el verdadero porcentaje de ese nivel de toma parte inferior o igual a 0. Se calcula de la siguiente manera. $P_e =$ (probabilidad de que el código 1 se envía) \times (probabilidad de que el código 1 es confundido como 0) $+$ (probabilidad de que el código 0 se envía) \times (probabilidad de que el código 0 es confundido como 1)

Teniendo en cuenta que la probabilidad de que el envío de código 0 y el de código 1 son a la vez un medio, que puede volver a escribir lo anterior como sigue.

$$P_e = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-A)^2}{2\sigma^2}} dx + \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x+A)^2}{2\sigma^2}} dx$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{A/\sigma}^{\infty} e^{-y^2} dy = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$

Aquí, $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$ se llama la función de co-error

1.2.5. Condición para la transmisión no distorsionada.

Si las limitaciones de la banda se aplican a un pulso rectangular NRZ, ISI se producirá en la forma de onda. Teniendo en cuenta, sin embargo, que la ausencia de perturbaciones de otras muestras es deseable en un punto de la muestra, observamos que el ISI no ocurrirá (ISI libre transmisión) si, por cualquier pulso, la amplitud en el punto de muestreo no es cero, mientras que el amplitud en todos los demás puntos de muestra para que el pulso es cero. Esta condición se conoce como el criterio de Nyquist.

Un filtro de banda limitada que satisface el criterio de Nyquist y su respuesta al impulso se muestran en la figura 1.9 En este caso, las características de frecuencia $H(f)$ se dan como

$$H(f) = \begin{cases} 1 & 0 \leq f \leq \frac{1-\alpha}{2T_s} \\ \cos^2 \left\{ \frac{T_s}{4\alpha} \left[2\pi f - \frac{\pi(1-\alpha)}{T_s} \right] \right\} & \frac{1-\alpha}{2T_s} \leq f \leq \frac{1+\alpha}{2T_s} \\ 0 & \frac{1+\alpha}{2T_s} \leq f \end{cases}$$

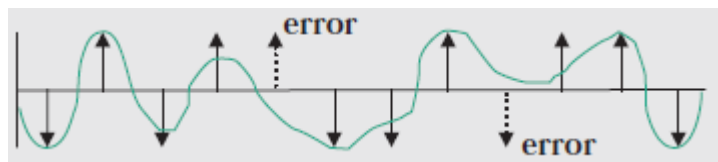


Figura 1. 9: Ruido límite de la banda + ISI
Fuente: (Agrawal, 2010)

La ecuación anterior se puede denominar como un "filtro de corte progresivo", donde α es el "rango de caída." El ancho de banda de la banda base es B_b

$$B_b = \frac{1 + \alpha}{2T_s} = \frac{(1 + \alpha)}{2} f_s$$

En la ecuación anterior, T_s es el período de símbolo y $f_s (= 1 / T_s)$ es la tasa de símbolo. Como α disminuye, el ancho de banda de la serie de impulsos se hace más pequeño, y el jitter (variación en el punto de muestreo) se puede producir fácilmente. A medida que α aumenta, el ancho de banda se hace más grande. El ancho de banda mínimo que corresponde $\alpha = 0$ se llama el ancho de banda de Nyquist.

Por ejemplo, se necesita el siguiente ancho de banda de la banda base cuando se transmite una señal binaria de 10 Mbps NRZ a un rango de caída de 0,5.

$$B_b = (1 + 0,5)/2 \times 10 \text{ Mbps}/(1\text{bit/símbolo}) = 7,5 \text{ MHz}$$

El S / N del pulso recibido se convierte en un máximo en un canal de transmisión lineal si la respuesta de frecuencia de los filtros de transmisión y recepción se comportan como si comparten una

Roll-off de filtro en la línea de transmisión. Por tanto, es común someter a las características de roll-off para erradicar la asignación en el transmisor y el receptor como se muestra en la figura 1.10 Esto se llama "raíz de roll-off".

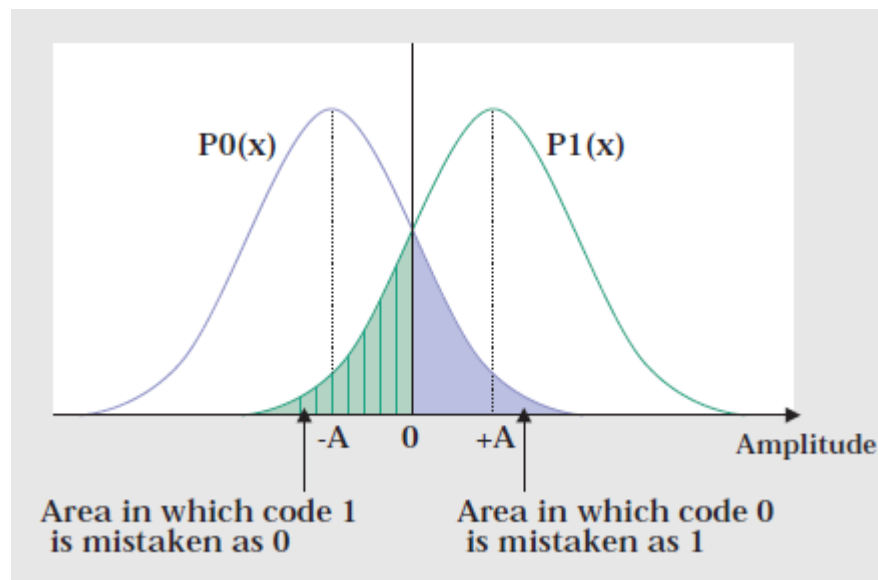


Figura 1. 10: Errores ocasionados por el ruido gaussiano
Fuente: (Agrawal, 2010)

Debe hacerse hincapié en que las características de roll-off anteriores producen una transmisión sin distorsión para una señal de entrada que tiene un impulso ideal. Sin embargo, como un pulso de transmisión real tiene una anchura, la compensación de frecuencia utilizando las características inversas de que los resultados de espectro en un espectro plano, al igual que la respuesta de frecuencia de un impulso. Esto se denomina ecualización de abertura, y se puede expresar de la siguiente manera en el caso de NRZ.

$$A(f) = \frac{\pi f T_s}{\sin(\pi f T_s)}$$

Abertura de ecualización se realiza normalmente junto con el rodillo de filtrado. Un ejemplo de las características de roll-off que incluyen ecualización apertura NRZ se muestra en la figura 1.11

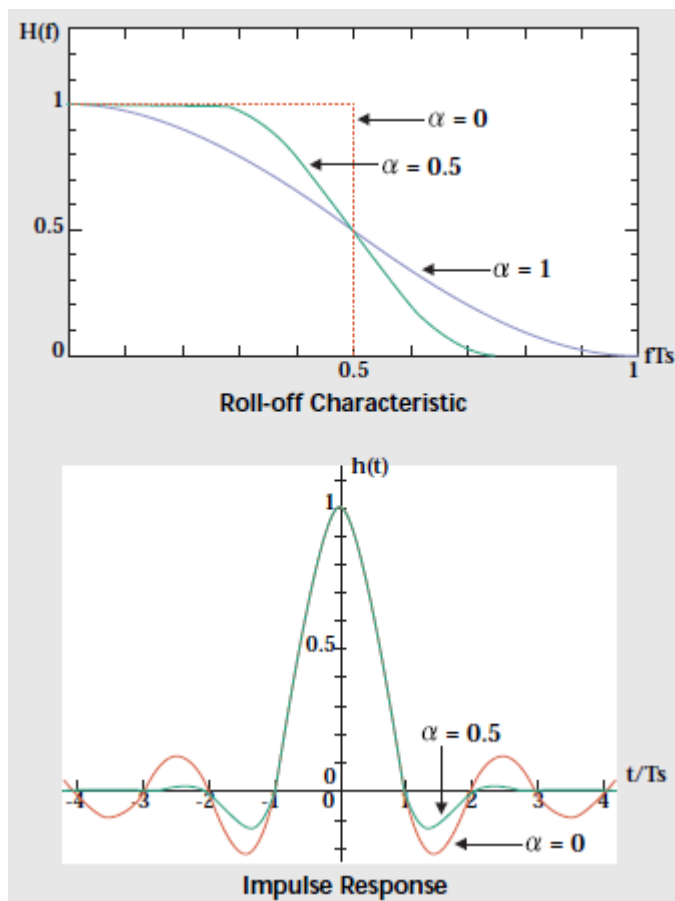


Figura 1. 11: Roll-off características y el pulso que satisface el criterio de Nyquist
Fuente: (Agrawal, 2010)

La forma de onda recibida se encuentra en un estado perturbado, debido a los efectos de la distorsión y el ruido en el camino de transmisión. Este estado se puede observar en la forma de patrones de ojo. En concreto, si se visualiza la señal recibida en un osciloscopio superpuesto por el periodo de símbolo, las áreas en blanco se hacen visibles en el centro de la salida resultante.

Estas son llamados patrones oculares debido a su parecido con los ojos. El tamaño de un solo ojo aquí se puede utilizar para evaluar visualmente

el grado de distorsión de forma de onda. Por ejemplo, un ojo "cerrado" significa que 1 y 0 no puede ser distinguida y el error de código es grande. Observe que hay un ojo en un patrón de ojo único para una señal binaria y $M-1$ ojos para una señal de M -dimensional. La figura 1.12 muestra ejemplos de patrones de los ojos.

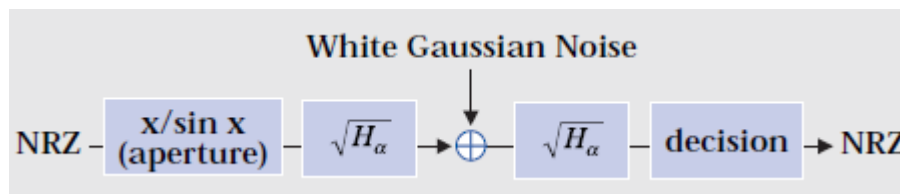


Figura 1. 12: filtros raíz roll-off en un sistema de transmisión
Fuente: (Frenzel, 2014)

1.3. Sistemas de Modulación Digital.

Como en modulación analógica, la función de "modulación" en la modulación digital, es la de convertir la señal de información original (señal de banda base) en uno con una frecuencia conveniente para la transmisión y para variar la amplitud, la frecuencia o fase de la portadora. Lo que es diferente de la modulación analógica es que la señal de banda de base en cuestión puede ser una señal analógica o una señal digital.

La variación de la amplitud de la portadora (como en AM) de acuerdo con las de 1 y 0 en la señal de banda base se denomina desplazamiento de amplitud (ASK), variando la frecuencia de la portadora (como en FM) se denomina desplazamiento de frecuencia (FSK), y la variación de la fase se denomina desplazamiento de fase (PSK).

La variación de amplitud y fase, por otra parte, se denomina modulación de amplitud en cuadratura (QAM). Se describen varios ejemplos básicos de tales sistemas, a saber, BPSK, QPSK (4 PSK), y 16 QAM.

1.3.1. BPSK (Binary Phase Shift Keying).

La forma más básica de PSK es BPSK. Como se muestra en la figura 1.12, BPSK transmite un binario (0 y 1) de señales digitales por tener una fase de la portadora de π correspondiente a 0. La configuración del modulador BPSK se muestra en la figura 1.13. Donde, BPSK es un sistema que envía un bit de información por símbolo. Debido a que la información se transmite por fase, BPSK es robusto frente a la fluctuación del nivel de la vía de transmisión.

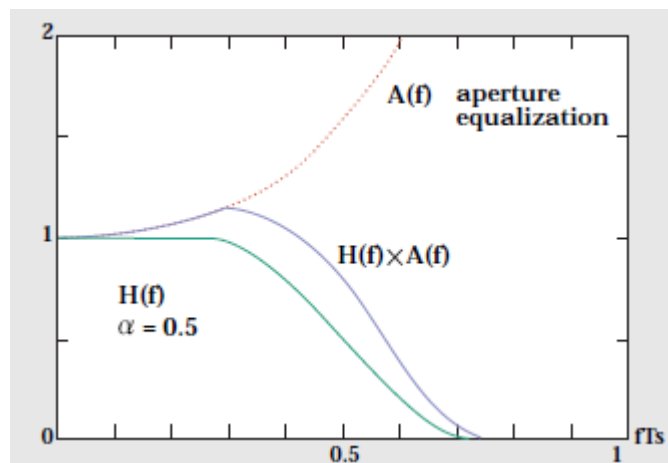


Figura 1. 13: características roll-off incluyendo ecualización apertura

Fuente:

Como se muestra en la figura 1.14 el espectro de BPSK, es equivalente a la de la señal de banda base, a pesar de que se ha desplazado (lado menos incluido) a la frecuencia de portadora f_c . El ancho de banda de BPSK, es por lo tanto, dos veces la de la señal de banda base. Al insertar un filtro de corte

progresivo, el ancho de banda BPSK para la velocidad de símbolo $r (= 1/T)$ y roll-off tasa α es de un $(1 + \alpha) r$.

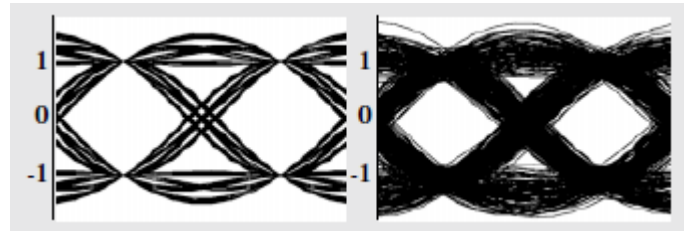


Figura 1. 14: Ejemplos de patrones oculares ($\alpha = 0,5$; izquierda: sin ruido, a la derecha: con el ruido)
Fuente: (Macho, 2013)

Demodulación por detección coherente simplemente invierte el proceso de modulación, como se muestra en la figura 1.15 El circuito de recuperación de portadora elimina el componente de componente y el ruido modulada de la señal recibida y se recupera el portador. Entonces, el sistema multiplica la señal recibida por esta compañía para obtener la señal de banda base, que es entonces la entrada a un circuito de recuperación de reloj para recuperar el mismo reloj como que en el lado del modulador.

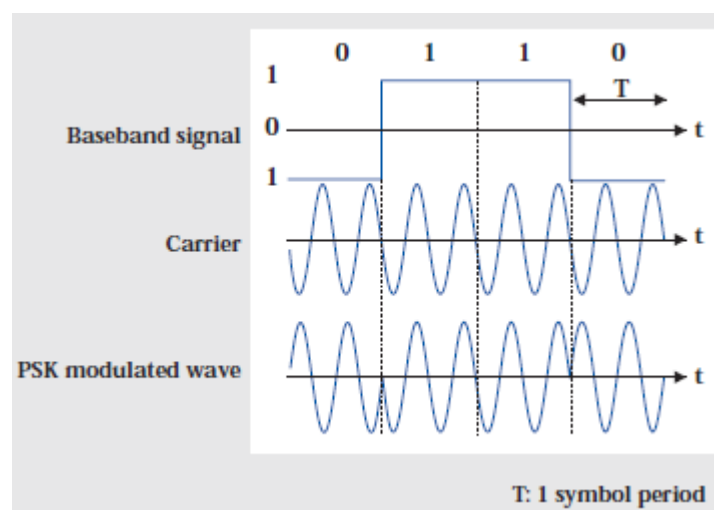


Figura 1. 15: forma de onda modulada BPSK
Fuente: (Senior, 2009)

Con este reloj, las muestras del sistema de la señal de banda, decide si los símbolos son 0 ó 1, y restaura la señal digital. Por otra parte, la demodulación por la detección no coherente trata la señal recibida retardada por un símbolo como la fase de referencia y multiplica la señal recibida

Para obtener la señal de banda base, como se muestra en la figura 1.16 detección incoherente se utiliza con frecuencia en las transmisiones móviles terrestres desde grandes fluctuaciones de amplitud debido a los efectos de desvanecimiento hacen que sea difícil para recuperar la portadora. Aquí, sin embargo, porque la propia señal, que incluye ruido y distorsión, se usa como la fase de referencia en la detección coherente, las características de errores de bits son peores que las de la detección coherente.

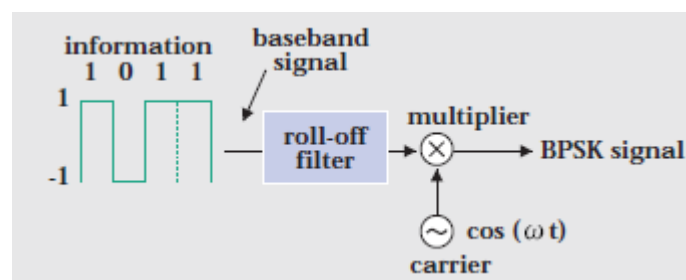


Figura 1. 16: modulación BPSK

Fuente: (Senior, 2009)

Además, ya que la información se transmite como una diferencia de fase con respecto al símbolo anterior, la conversión diferencial de código debe realizarse en el lado de transmisión antes de la modulación. PSK tasa de error de símbolo suponiendo detección coherente de una señal BPSK a la que el ruido ha sido añadido a la ruta de transmisión puede expresarse usando la E_c .

(3), ya que la probabilidad de amplitud para la señal modulada sigue la distribución gaussiana muestra en la Figura 1.5

$$P_s = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \times \int_{A/\sqrt{2}\sigma}^{\infty} e^{-y^2} dy = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma} \right)$$

Dado que la energía de la señal $C = A^2/2$ y el ruido de potencia $A^2 N = \sigma^2$, la ecuación anterior se puede reescribir como

$$P_s = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{C}{N}} \right)$$

Debido a que un bit corresponde a un símbolo en BPSK, la tasa de error de símbolo de arriba es la misma que la tasa de error de bit P_b . Esto se muestra en la figura 1.17 La relación de CN específica el ancho de banda de ruido, que normalmente se toma como el ancho de banda de Nyquist. El ancho de banda de ruido de una señal con velocidad de símbolos (símbolo/seg) es r (Hz).

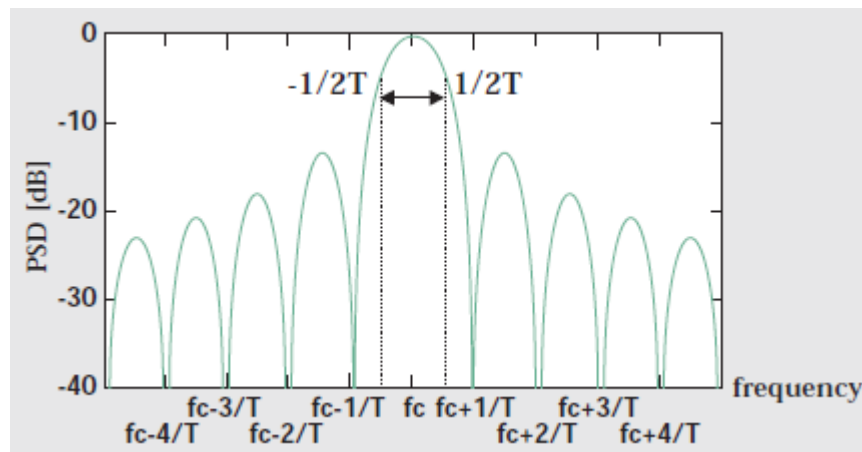


Figura 1. 17: Espectro de señal de modulación BPSK.

Fuente: (Macho, 2013)

1.3.2. Modulación QPSK.

El sistema QPSK, utiliza fases portadoras a intervalos de 90° de enviar dos bits de información por símbolo, y por esta razón, a veces se llama 4-fase PSK. Es muy eficiente en términos de ancho de banda y de potencia necesaria y robusto contra la distorsión no lineal en la vía de transmisión. El sistema QPSK ha encontrado en consecuencia un amplio uso en las comunicaciones por satélite en el que la proporción de la señal CN recibida es pequeña.

La configuración del modulador de QPSK se muestra en la figura 1.18. El modulador realiza la conversión serie-paralelo de la señal de entrada, se divide la señal resultante en señales I y Q, y lleva a cabo la modulación BPSK en ambas portadoras ortogonales: $\cos 2\pi f_c t$ y $\sin 2\pi f_c t$. El sistema luego combina estas dos señales moduladas y emite una onda modulada en QPSK.

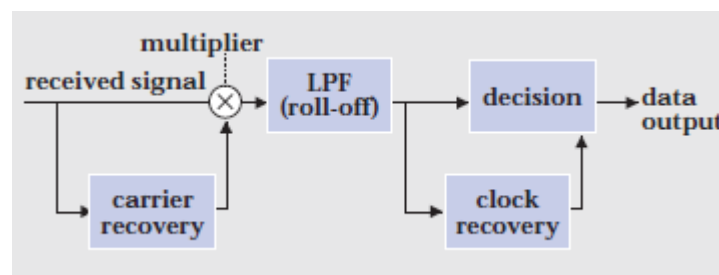


Figura 1. 18: BPSK demodulación por detección coherente
Fuente: (Macho, 2013)

Debido a que QPSK combina la señal BPSK de dos portadoras ortogonales, la forma de su espectro será la misma que la de BPSK (ver la figura 1.17), siempre que la velocidad de símbolos sea la misma que BPSK. Sin embargo, como QPSK transmite dos bits de información para cada

símbolo, que puede transmitir el doble de la cantidad de información (el doble de la velocidad de bits) de BPSK para el mismo ancho de banda.

Un mapa de fase (constelación) en la que los ejes horizontal y vertical corresponden a las señales I y Q, respectivamente, se utiliza normalmente en la modulación digital para representar la relación entre los bits transmitidos en un símbolo y el nivel modulado o de fases.

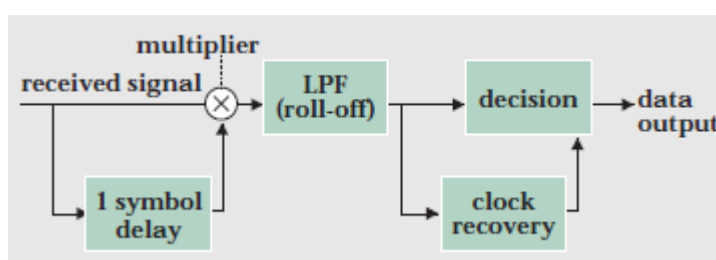


Figura 1. 19: BPSK demodulación por la detección no coherente

Fuente:

En la figura 1.10 se muestra el error de símbolos relacionados con el ruido gaussiano, pueden considerarse sobre todo como los errores relacionados con las áreas de señal adyacentes. Por esta razón, las modulaciones multidimensionales, como QPSK emplean asignación de códigos de color gris, con lo que los puntos de señal adyacentes en el plano de cada fase difieren en un bit. De esta manera, el error de bits puede minimizar el error de símbolo. Como en el caso de BPSK, la demodulación QPSK se puede realizar a través de cualquiera detección coherente (ver figura 1.20), que recupera la portadora en la señal recibida, o la detección incoherente (ver figura 1.21), que no requiere recuperación de la portadora

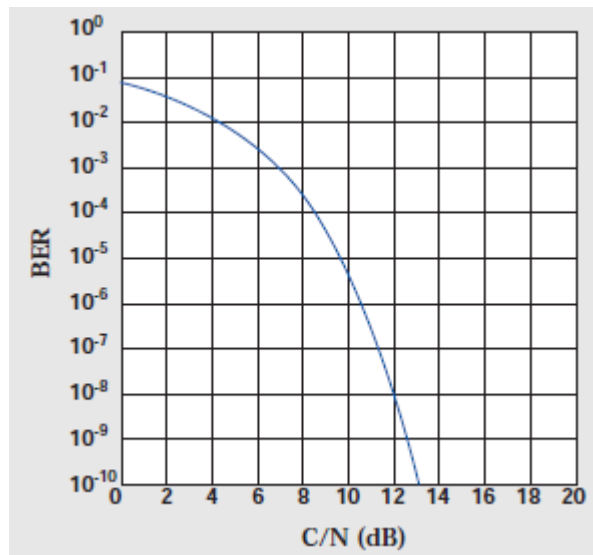


Figura 1. 20: Tasa de error de bits BPSK (detección coherente, el ancho de banda de ruido es el ancho de banda de Nyquist)
Fuente: (Macho, 2013)

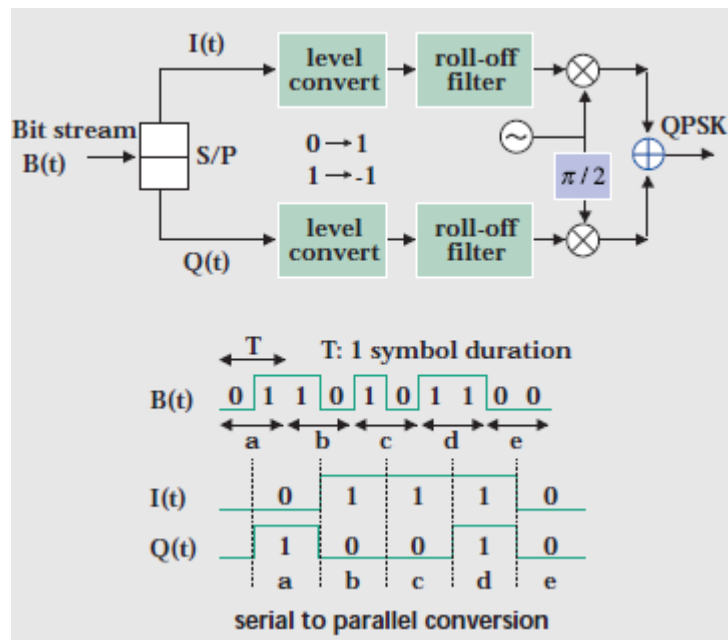


Figura 1. 21: Configuración del modulador QPSK
Fuente: (Macho, 2013)

Un mapa de fase (constelación) en la que los ejes horizontal y vertical corresponden a las señales I y Q, respectivamente, se utiliza normalmente en

la modulación digital para representar la relación entre los bits transmitidos en un símbolo y el nivel modulado o de fases.

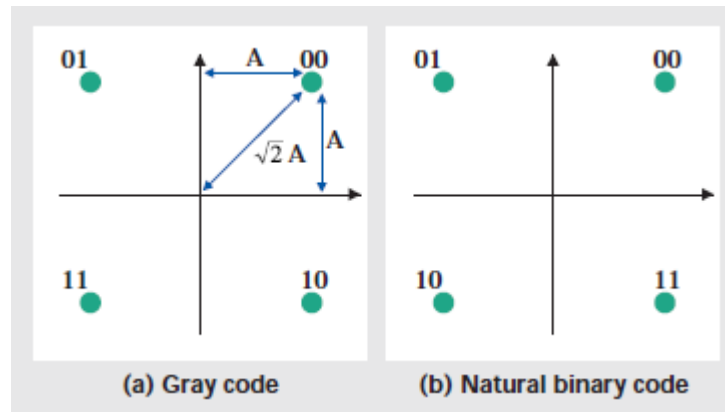


Figura 1. 22: Diagrama de constelación de QPSK.
Fuente: (Senior, 2009)

Denotando la amplitud y fase de la señal modulada por $A(t)$ y $\sigma(t)$, respectivamente, se da la señal de transmisión $s(t)$ como sigue.

$$\begin{aligned} s(t) &= A(t)\cos[2\pi f_c t + \varphi(t)] \\ &= A(t)\cos(\varphi(t))\cos(2\pi f_c t) - A(t)\sin(\varphi(t))\sin(2\pi f_c t) \end{aligned}$$

Para BPSK, $\varphi(t) = \pm\pi$ mientras que para QPSK, $\varphi(t) = \pm\pi/4, \pm3\pi/4$. Además, el ruido añadido a la señal de transmisión se expresa como el ruido de paso de banda de la siguiente manera.

$$n(t) = n_i(t)\cos(2\pi f_c t) - n_q(t)\sin$$

Detección no coherente, la señal recibida se detecta mediante el uso de la portadora recuperada $L_I(t) = \cos(2\pi f_c t)$ en el receptor, y el eje $I-R_I(t)$ se convierte en la forma siguiente.

$$\begin{aligned}
r_I(t) &= [s(t) + n(t)]L_I(t) \\
&= A(t)\cos(\varphi(t))\cos(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_c t) \\
&\quad - A(t)\sin(\varphi(t))\sin(2\pi f_c t)\sin(2\pi f_c t) \\
&\quad + n_i(t)\cos(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_c t) - n_q(t)\sin(2\pi f_c t)\cos(2\pi f_c t) \\
&= A(t)\cos(\varphi(t))\frac{[\cos(4\pi f_c t) + 1]}{2} - A(t)\sin(\varphi(t))\frac{[\sin(4\pi f_c t)]}{2} \\
&\quad + n_i(t)\frac{[\cos(4\pi f_c t) + 1]}{2} - n_q(t)\frac{[\sin(4\pi f_c t)]}{2}
\end{aligned}$$

La señal recibida también se detecta utilizando la portadora recuperada, $L_Q(t) = -\sin(2\pi f_c t)$ y de la Q-eje $r_Q(t)$ se convierte en la forma siguiente.

$$\begin{aligned}
r_Q(t) &= [s(t) + n(t)]L_Q(t) \\
&= -A(t)\cos(\varphi(t))\cos(2\pi f_c t)\sin(2\pi f_c t) \\
&\quad + A(t)\sin(\varphi(t))\sin(2\pi f_c t)\sin(2\pi f_c t) \\
&\quad - n_i(t)\cos(2\pi f_c t)\sin(2\pi f_c t) + n_q(t)\sin(2\pi f_c t)\sin(2\pi f_c t) \\
&= -A(t)\cos(\varphi(t))\frac{\sin(4\pi f_c t)}{2} + A(t)\sin(\varphi(t))\frac{[1 - \cos(4\pi f_c t)]}{2} \\
&\quad - n_i(t)\frac{\sin(4\pi f_c t)}{2} + n_q(t)\frac{[1 - \cos(4\pi f_c t)]}{2}
\end{aligned}$$

Después de la detección coherente, las señales I-eje y Q-eje, $r_I(t)$ y $r_Q(t)$ se pasan a través de paso bajo filtros (LPF) para generar solamente señales de banda base, y la amplitud de transmisión y fase, $A(t)$ y (t) , son entonces recuperado de la post-LPF $r_I(t)$ y $r_Q(t)$.

$$\begin{aligned}
r_I(t) &= \frac{A(t)}{2}\cos(\varphi(t)) + \frac{n_i(t)}{2} \\
r_Q(t) &= \frac{A(t)}{2}\sin(\varphi(t)) + \frac{n_q(t)}{2}
\end{aligned}$$

En la detección coherente, la señal recibida retardada por un símbolo se multiplica por la señal de corriente, y el eje de la señal $r_I(t)$ se convierte en la forma siguiente.

$$\begin{aligned} r_I(t) &= [s(t) + n(t)][s(t - T) + n(t - T)] \\ &= s(t)s(t - T) + n(t)s(t - T) + s(t - T)n(t) + n(t)n(t - T) \end{aligned}$$

Si extraemos sólo el componente de señal aquí, obtenemos

$$\begin{aligned} r_I(t) &\cong s(t)s(t - T) \\ &= A(t)\cos[2\pi f_c t + \varphi(t)]A(t - T)\cos[2\pi f_c(t - T) + \varphi(t - T)] \\ &= \frac{A(t)A(t - T)}{2} \{ \cos[2\pi f_c T + \varphi(t) - \varphi(t - T)] + \cos[2(2\pi f_c t - 2\pi f_c t + \varphi(t) + \varphi(t - T))] \} \end{aligned}$$

Entonces, después de pasar a lo anterior a través de un LPF y extrayendo solamente el componente de banda base, $r_I(t)$ se puede aproximar como

$$r_I(t) \cong \frac{1}{2} A(t)A(t - T)\cos[2\pi f_c T + \varphi(t) - \varphi(t - T)]$$

A continuación, con respecto a una muestra de $2\pi f_c T = 2\pi n$ para cada símbolo, $r_I(t)$ toma la siguiente forma.

$$r_I(t) = \frac{1}{2} A(t)A(t - T)\cos[\varphi(t) - \varphi(t - T)]$$

La diferencia de fase para cada símbolo en el eje I es esta modulada como información. Detección incoherente del eje ortogonal (Q eje y) en un

sistema de modulación ortogonal, como resultados de QPSK en la siguiente expresión para $r_Q(t)$, después de desplazar la fase de la señal retardada por un símbolo por $\pi / 2$ y multiplicando el resultado por el señal de corriente.

$$r_Q(t) = [s(t) + n(t)][s(t - T + \pi/2 + n(t - T + \pi/2))]$$

Después de pasar a través de lo anterior un LPF, obtenemos

$$r_Q(t) \cong \frac{1}{2} A(t)A(t - T) \cos \left[2\pi f_c T - \frac{\pi}{2} + \varphi(t) - \varphi(t - T) \right]$$

Entonces, con respecto a una muestra de $2\pi f_c T = 2\pi n$ para cada símbolo, RQT) se convierte.

$$r_Q(t) = \frac{1}{2} A(t)A(t - T) \sin[\varphi(t) - \varphi(t - T)]$$

La diferencia de fase para cada símbolo en el eje Q es esta modulada como información. A continuación consideramos la tasa de error de símbolos QPSK y la tasa de errores de bit. Para la detección coherente, QPSK se puede ver como BPSK realiza de forma independiente de las señales I y Q ortogonales. La tasa de error de símbolo QPSK se expresa como sigue, en donde las tasas de error de las señales I y Q se indican con P_I y P_Q .

$$P_{QPSK} = P_I + P_Q - P_I P_Q = 2P_{BPSK} - P_{BPSK}^2 = \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma} \right) - \left[\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right]^2$$

Expresando lo anterior en términos de la relación CN, obtenemos la ecuación. (24), teniendo en cuenta que $C = (\sqrt{2A})^2/2, N = \sigma^2$ (de la figura 1.23)

$$P_{QPSK} = \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{2} \frac{C}{N}} \right) - \left[\frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{2} \frac{C}{N}} \right) \right]^2$$

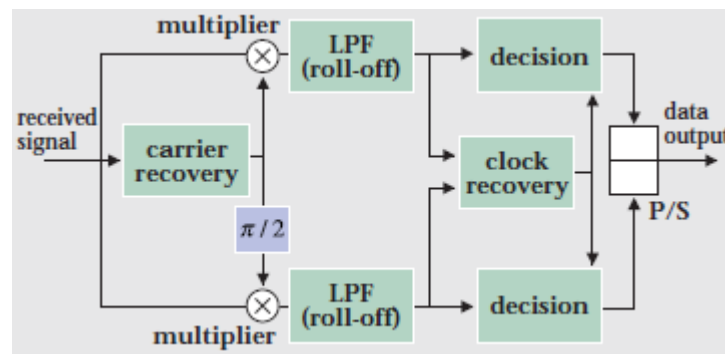


Figura 1. 23: Demodulación QPSK por detección coherente

Fuente: (Chomycz, 2009)

Consideremos ahora la tasa de errores de bit QPSK Pb-QPSK. En el caso de la asignación de códigos de color gris, la 1ª y 2ª términos de la ecuación. (21) corresponden a errores de 1 bit, mientras que el tercero corresponde al término de error de 2 bits. Por lo tanto, multiplicando el 1º, 2º, y 3º términos por 1/2, 1/2, y 2/2, respectivamente, obtenemos la siguiente expresión para $P_b - QPSK$.

$$\begin{aligned} P_{b_{QPSK}} &= \frac{1}{2} P_I (1 - P_I) P_Q + \frac{2}{2} P_I P_Q \\ &= \frac{1}{2} P_I + \frac{1}{2} P_Q \\ &= \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{A}{\sqrt{2}\sigma} \right) \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{2} \frac{C}{N}} \right)$$

En otras palabras, para una tasa de error de bits igual a la de BPSK, la proporción CN de QPSK es más grande por 3 dB. Sin embargo, en comparación con BPSK a la misma velocidad de bits, la velocidad de símbolo de QPSK es un medio que de BPSK, lo que significa que la transmisión se hace posible en el ancho de banda medio.

Como resultado, la potencia de la señal C requerida para obtener una tasa de error de bit idéntico al de BPSK es la misma potencia que una BPSK. La tasa de error de bit de QPSK con respecto a la relación CN se muestra en la figura 1.25

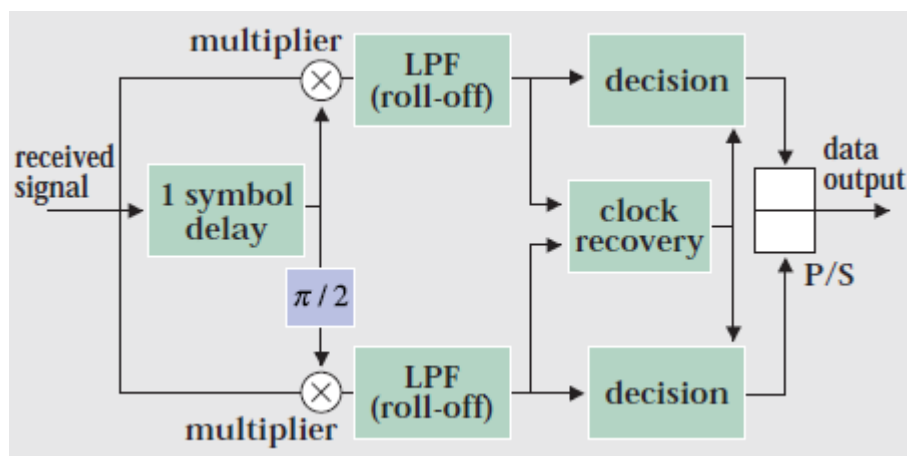


Figura 1. 24: Demodulación QPSK por detección no coherente
Fuente: (Agrawal, 2010)

1.3.3. Modulación QAM.

Reducción de la tasa de bits mediante el uso de codificación de la fuente y la compresión de la banda mediante el uso de un sistema de

modulación son útiles cuando la transmisión de señales digitales a través de bandas limitadas. En general, el caso por el que una señal de toma en cuatro o más puntos de una constelación se llama modulación multi-dimensional. Una modulación digital que transmite M bits por símbolo se denomina modulación 2^M -dimensional (por PSK, esto se convierte en 2^M de fase PSK).

La señal obtenida mediante la realización de la modulación ortogonal de formula dos multidimensional se llama modulación de amplitud en cuadratura (QAM). La configuración de un circuito de modulación 16 QAM se muestra en la figura 1.26

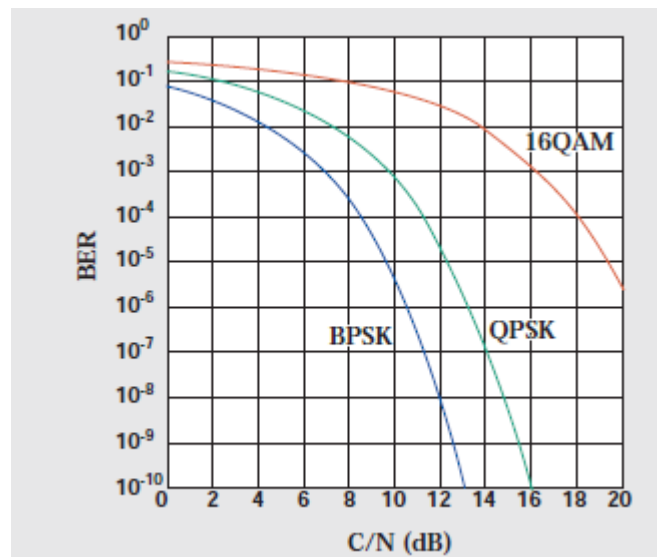


Figura 1. 25: Tasa de error de bits de QPSK (detección coherente, el ancho de banda de ruido es el ancho de banda de Nyquist)

Fuente: (Senior, 2009)

El sistema de modulación de 16 QAM puede transmitir cuatro bits de información por símbolo. Como puede verse a partir de la constelación en la figura 1.27, sin embargo, la distancia entre cada código es pequeño, lo que significa que una gran potencia de la señal (en comparación con la de BPSK)

se necesita para obtener una tasa de error equivalente. La tasa de error de bits de 16 QAM detección coherente es

$$P_b \approx \frac{3}{8} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{10} \frac{C}{N}} \right)$$

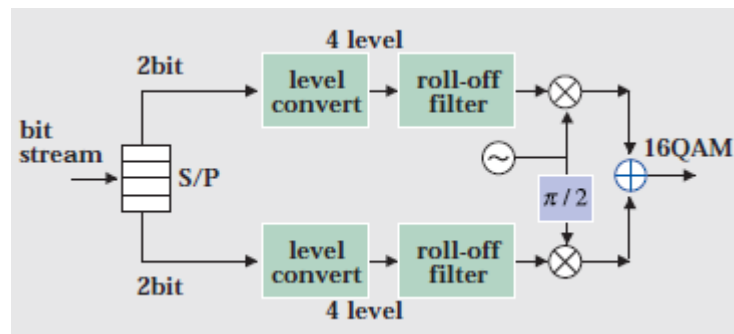


Figura 1. 26: Configuración del modulador 16 QAM
Fuente: (Agrawal, 2010)

Aumentar el número de niveles en los resultados de cada eje en modulaciones superior multidimensionales tales como 64 QAM y 256 QAM. Si bien la eficiencia de frecuencia de uso mejora con el nivel, se necesita un poder superior recibir para obtener una tasa de error de bit dada. Las siguientes expresiones dan las tasas de error de bit para 64 QAM y 256 QAM.

$$P_b \approx \frac{7}{24} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{42} \frac{C}{N}} \right) : 64QAM$$

$$P_b \approx \frac{15}{64} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{1}{170} \frac{C}{N}} \right) : 256QAM$$

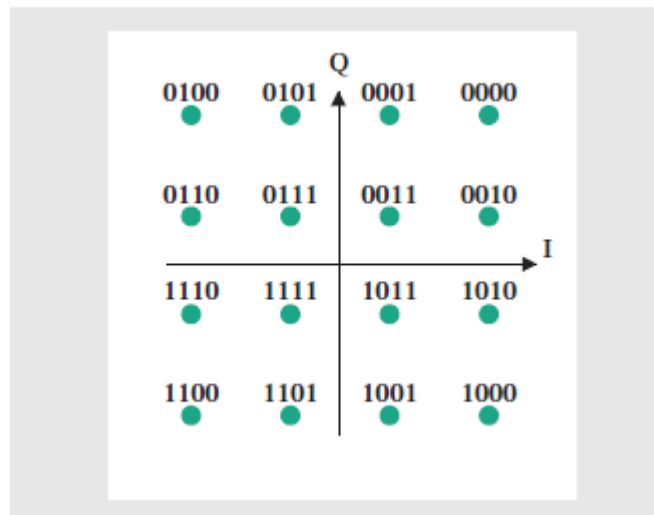


Figura 1. 27: Diagrama de constelación para modulación 16 QAM
Fuente: (Agrawal, 2010)

CAPÍTULO 2: Diseño y Resultados en la plataforma OptiSystem.

2.1. Introducción.

En este capítulo se mostrarán las siguientes simulaciones para la:

- Modulación Digital DPSK.
- Modulación Digital OQPSK.
- Modulación Digital QAM

2.2. Modulación digital DPSK.

El propósito de esta sección es demostrar cómo diseñar un generador de pulso 8 DPSK utilizando la biblioteca de componentes del software OptiSystem. Este documento incluye referencias a los archivos que demuestran algunos de los pasos que se presentaran aquí. Primeramente al crear un proyecto utilizando OptiSystem, tenemos que definir los parámetros globales.

2.2.1. Parámetros globales.

Para ver los parámetros globales, se realiza el siguiente procedimiento: (1) En el menú File, seleccione New, un nuevo diseño en blanco aparecerá en la ventana del proyecto; (2) Haga doble clic en cualquier parte del diseño principal. Aparece el cuadro de diálogo para configurar los parámetros de Diseño 1 (véase la figura 2.1).

Los parámetros utilizados para esta simulación son:

- Tasa de bits: 30375000 bits / s
- Longitud de secuencia: 256 bits
- Frecuencia de muestreo: 1.944 GHz

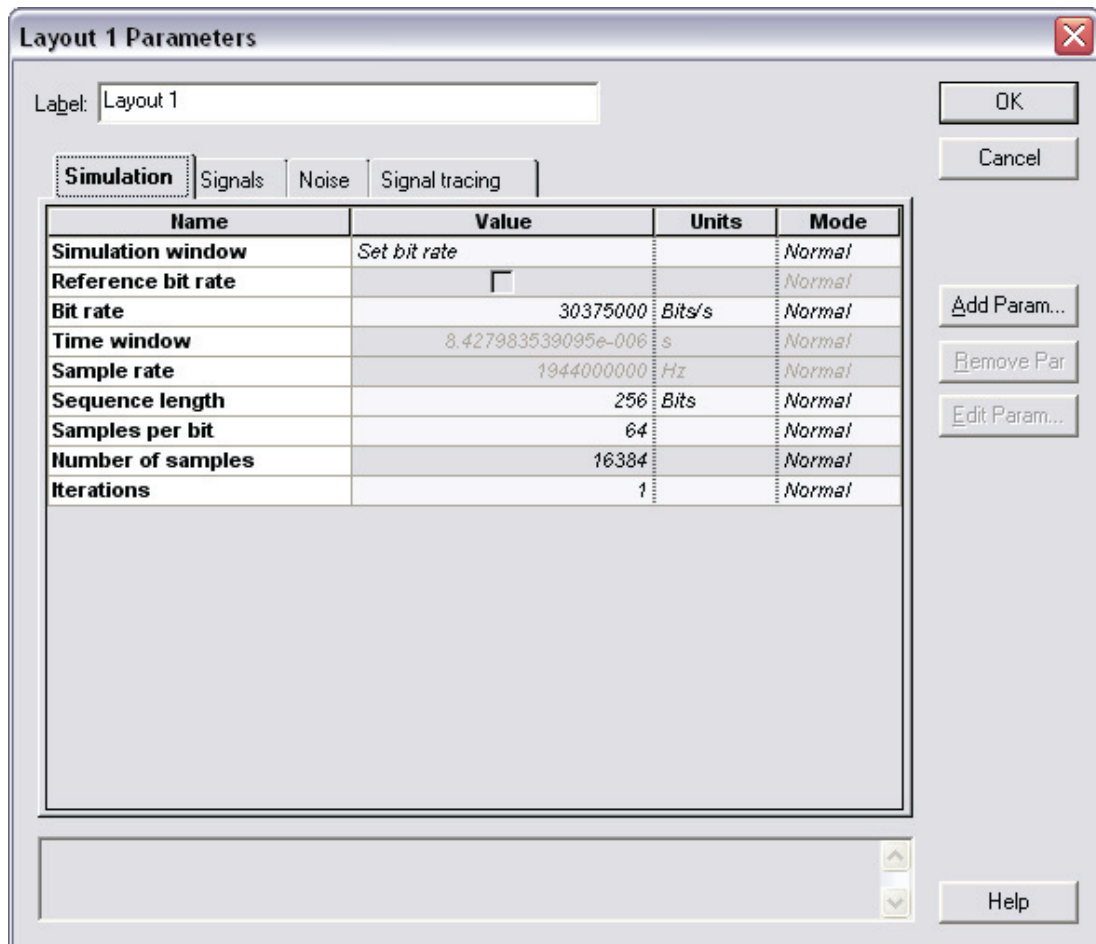


Figura 2. 1: Parámetros globales de un transmisor DPSK.

Elaborado por: Autor

Como es de su conocimiento, OptiSystem requiere una secuencia de longitud de potencia 2, por ejemplo, 64, 128, 256, 512... En este ejemplo, también se usará una modulación 8 DPSK, que utiliza 3 bits por símbolo. Esto significa que vamos a tener no sólo una secuencia binaria que va a utilizar los parámetros de la longitud de la secuencia, sino también una secuencia M-aria con la de longitud dividida por 3 (después del generador de secuencia DPSK).

El usuario debe elegir el valor adecuado para la longitud de la secuencia que coincide con el valor de los bits por símbolo. A fin de calcular este valor, dividimos la longitud de la secuencia global por los bits por símbolo, y a continuación, tomar el número entero más próximo. Por ejemplo (8 DPSK):

$$X = \frac{256}{3} = 85,33$$

$$N = 85$$

El número entero N debe ser menor o igual a X, y 256 es un valor válido para la longitud de la secuencia. Otro ejemplo si se utiliza longitud de la secuencia de 128:

$$X = \frac{512}{3} = 170,67$$

$$N = 171$$

En este caso, N es mayor que X, y se debe utilizar otro valor para la secuencia longitud. Esto es fundamental, ya que los decodificadores siempre convierten a las secuencias M-aria de nuevo a binario, y van a convertir la longitud de la secuencia a la siguiente potencia de dos.

Esto significa que si usted tiene 512 bits, $N = 171$, y $3 * 171 = 513$. Este resultado se convertirán a 1024 y el decodificador añadirá ceros a la secuencia de bits. La secuencia binaria recibida no será correcta. Esto no es un problema para los 256 bits, ya que $N = 85$, y $3 * 85 = 255$. Y este habrá convertido a 256 su longitud de la secuencia original. Si los bits por símbolo son múltiplo de 2, en este caso X es igual a N.

2.2.2. Creación de un proyecto.

Después de ajustar los parámetros globales, podemos empezar a añadir los componentes para diseñar el transmisor DPSK. A partir de la biblioteca de componentes, arrastraremos y soltaremos los componentes que sean necesarios en nuestro diseño. Posteriormente, se debe configurar los parámetros y conectar los componentes. En este diseño, para el componente generador de secuencia DPSK, vamos a utilizar los parámetros presentados en la figura 2.2. Los otros parámetros del componente utilizarán sus valores por defecto.

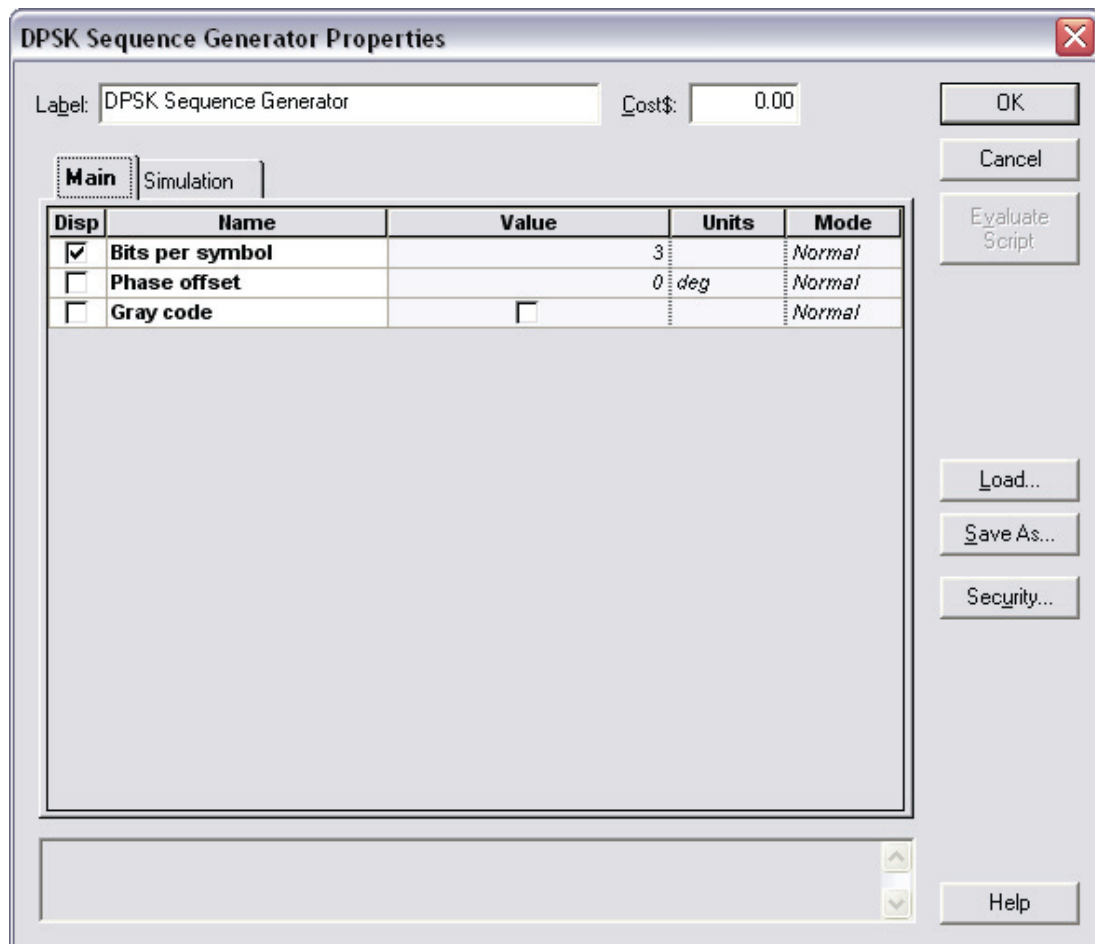


Figura 2. 2: Parámetros de los componentes del generador de secuencia DPSK.

Elaborado por: Autor

Los componentes y visualizadores deben estar conectados de acuerdo con la figura 2.3. Esta disposición es equivalente a un generador de impulsos DPSK.

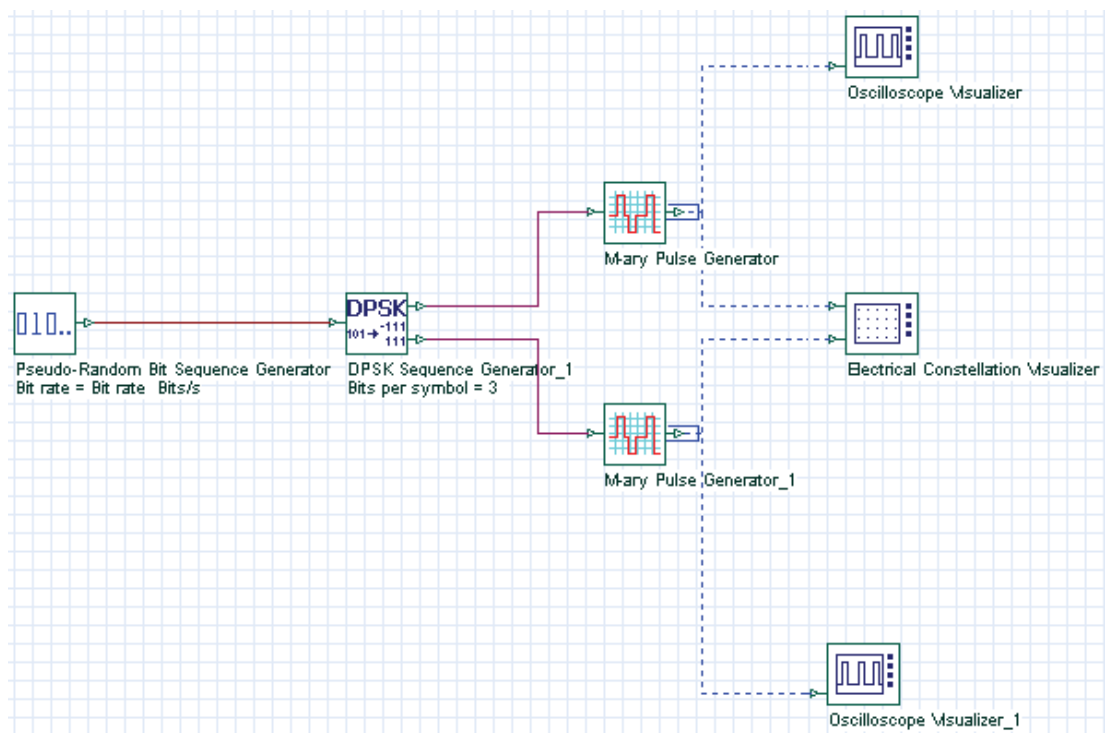


Figura 2. 3: Generador de pulsos DPSK.

Elaborado por: Autor

Para demostrar cómo los parámetros tanto globales y del DPSK afectan los resultados de la simulación, podemos ejecutar esta simulación y analizar los resultados de los visualizadores.

2.2.3. La ejecución de la simulación.

Para ejecutar una simulación, realizamos el siguiente procedimiento:

(1) En el menú File, seleccionamos Calculate, y aparece el cuadro de diálogo Cálculos OptiSystem; (2) En el cuadro de diálogo Cálculos OptiSystem, haga clic en Run para iniciar la simulación. La salida del cálculo aparece en el

cuadro de diálogo, y los resultados de la simulación aparecerán por debajo de los componentes que se incluyeron en la simulación en el diseño principal.

2.2.4. Visualización de los resultados de simulación.

Después de ejecutar el cálculo, podemos analizar los resultados de las visualizaciones. Para mostrar los resultados de una visualización, haga doble clic sobre Electrical Constellation Visualizer para ver los gráficos generados por la simulación. Debemos observar el diagrama de constelación que muestra fase y cuadratura de fase en el eje X e Y, respectivamente.

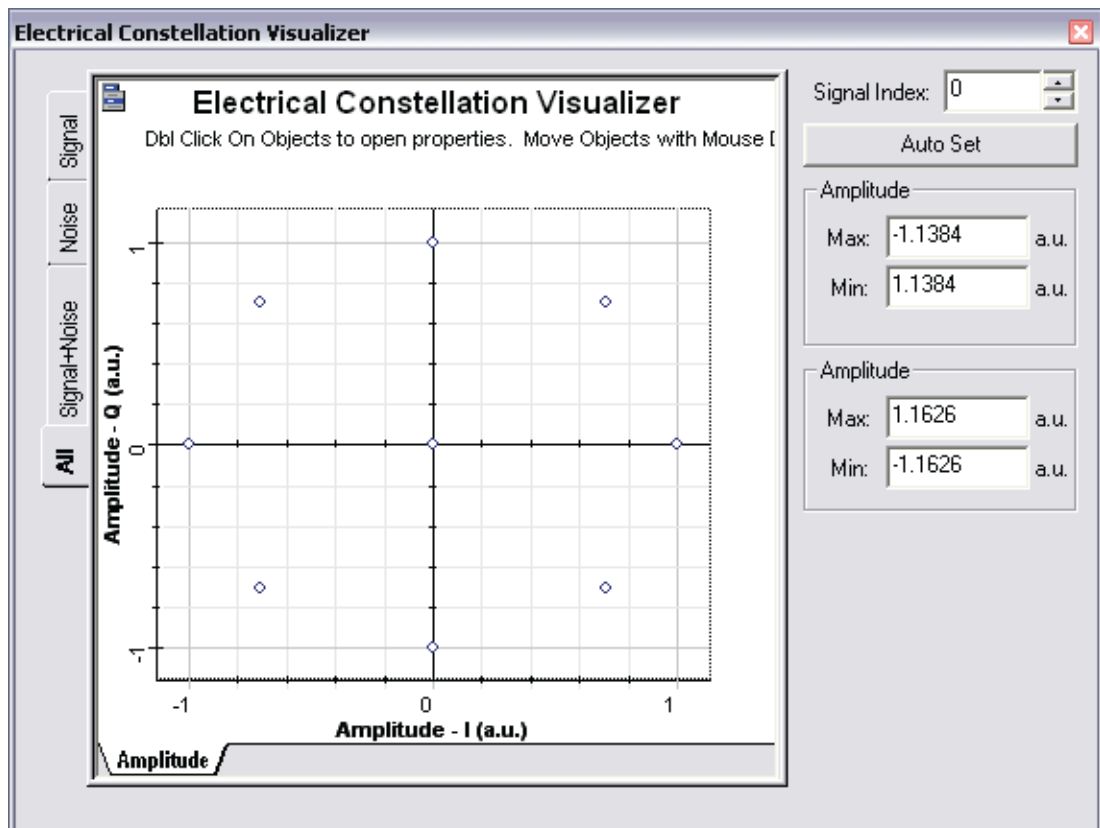


Figura 2. 4: Diagrama de constelación para una modulación 8DPSK (3 bits por símbolo).

Elaborado por: Autor

En la figura 2.4 se presenta los resultados de la simulación. Este es un resultado bien conocido para la modulación DPSK, usando 3 bits por símbolo, sin desplazamiento de fase 8DPSK. Dado que estamos simulando sólo 64 bits, no todas las combinaciones se muestran para 8 DPSK.

Ahora, dando doble clic en el visualizador del osciloscopio se verán los gráficos y resultados que la simulación ha generado. Hay que tener en cuenta la amplitud de la señal. Esta es una señal con múltiples niveles; también conocido como M-aria de la señal.

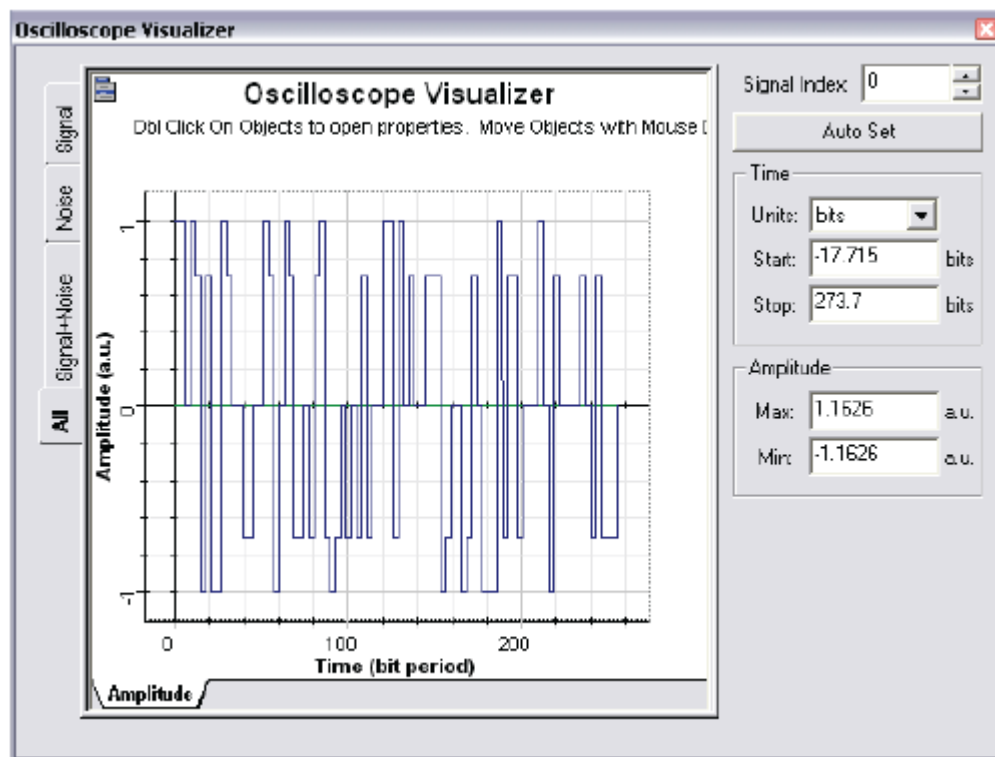


Figura 2. 5: Visualizador del osciloscopio de señales de M-aria.

Elaborado por: Autor

2.2.5. Uso del decodificador de la secuencia DPSK.

Ya tenemos las señales I y Q M-aria, sin embargo antes de la modulación de estas señales utilizando un modulador de cuadratura,

podemos probar para ver si las señales pueden ser adecuadamente decodificadas en la secuencia binaria inicial. Esto se puede hacer usando un diseño diferente, o la reorganización de la anterior.

Con el fin de comparar las señales binarias antes y después de la codificación/decodificación, deberíamos modular la secuencia binaria original y la secuencia decodificada usando el generador de impulsos eléctricos, como el generador de impulsos de retorno a cero (RZ). La salida del cálculo aparece en el cuadro de diálogo, y los resultados de la simulación aparecerán por debajo de los componentes que se incluyeron en la simulación en el diseño principal.

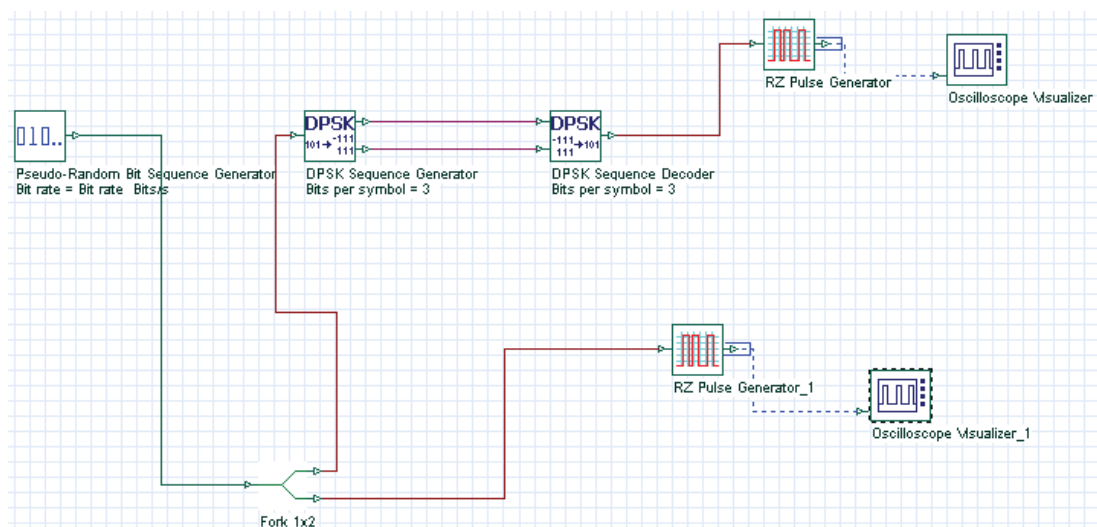


Figura 2. 6: Ensayo de la codificación y decodificación de la secuencia DPSK.

Elaborado por: Autor

Debemos observar que las señales son las mismas en ambos osciloscopios, desde que la codificamos y luego decodificamos la misma señal binaria tal como se muestra en la figura 2.7.

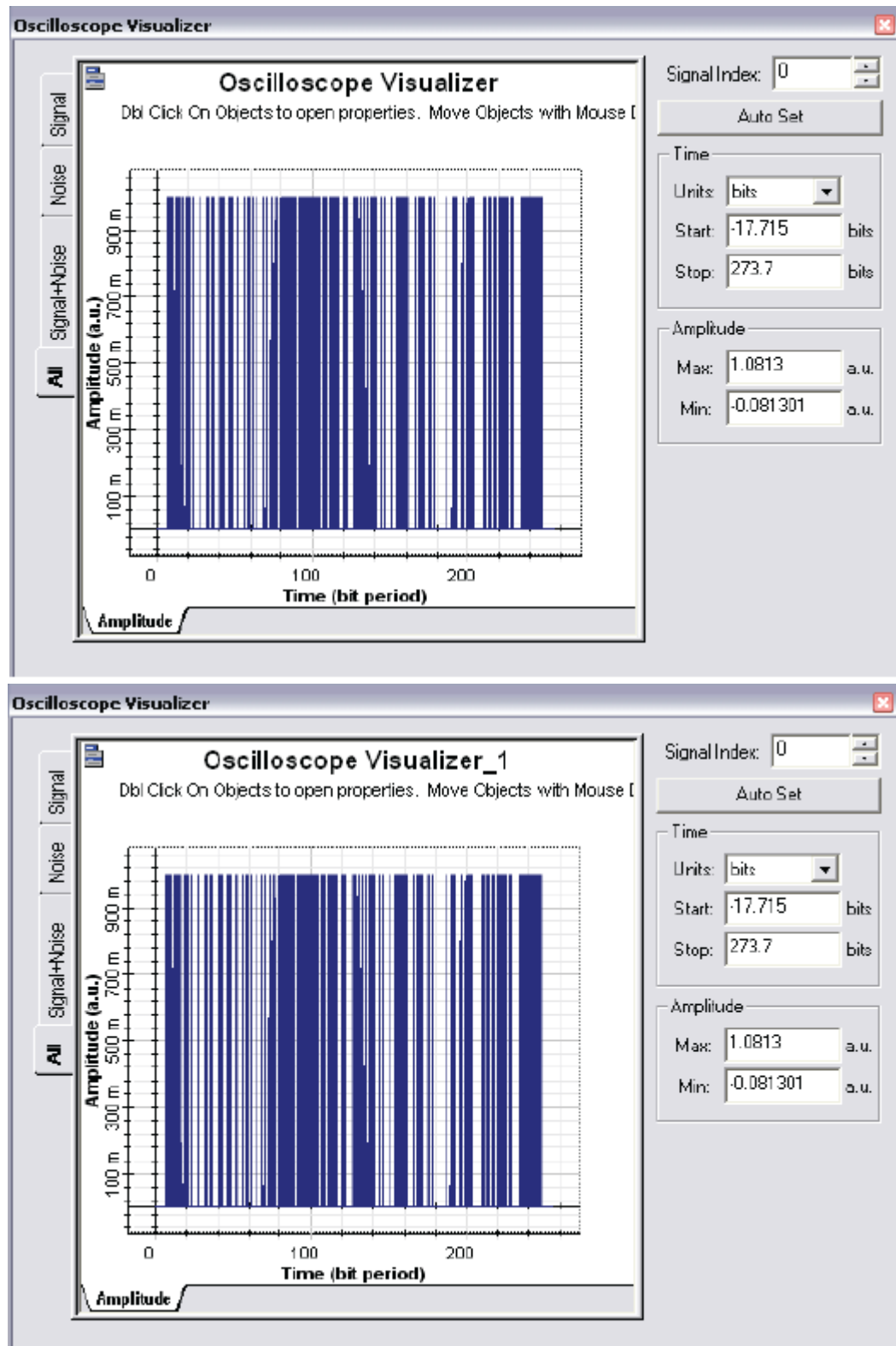


Figura 2. 7: Señales DPSK antes y después de codificación / decodificación.
Elaborado por: Autor

2.2.6. Usando el detector de umbral M-aria.

El siguiente paso es detectar las señales eléctricas I y Q utilizando un detector de umbral M-aria. Al utilizar el detector de umbral, podemos recuperar el original, secuencia DPSK, y luego decodificar la secuencia en la señal binaria originales. Se deberá utilizar el sistema de la figura 2.3 y los componentes de la figura 2.6. Sin embargo, se necesitarán un componente adicional. El principal desafío es establecer los valores adecuados de las amplitudes de umbral y de salida en el componente detector de umbral M-aria.

Ya que sabemos que se trata de un 8 DPSK, las amplitudes de salida deben ser.

$$-1, -\sqrt{2/2}, 0, \sqrt{2/2}, y 1.$$

El detector requerirá los valores de umbral para evaluar la señal de entrada y para determinar el nivel de salida equivalente, suponiendo que los valores de entrada son los mismos valores que la salida (Figura 8), que van a fijar los valores umbral de acuerdo con la entrada de señal:

$((-1 - \sqrt{2/2})/2, -\sqrt{2/4}, (1 + \sqrt{2/2})/2, \sqrt{2/4}),$ O el equivalente numérico de los valores: $-0,85, -0.353, 0.353$ y 0.85)

Estos valores se utilizan para comparar la señal de entrada con el umbral de acuerdo con la tabla 2.1.

Tabla 2. 1 Entrada y salida en función de la amplitud del umbral

Amplitud de entrada	Amplitud de salida
< -0.85	-1
> -0.85 y < -0.353	$-\sqrt{2/2}$
> -0.35 y < 0.85	0
> 0.85	1

Además, el parámetro de la velocidad de bits de referencia debería ser la misma que de la señal de entrada M-aria, y esta es la velocidad de bits original de la secuencia binaria dividida por el número de bits por símbolo: la tasa de bits global/3. En la figura 2.8 se presenta los parámetros para ambos detectores.

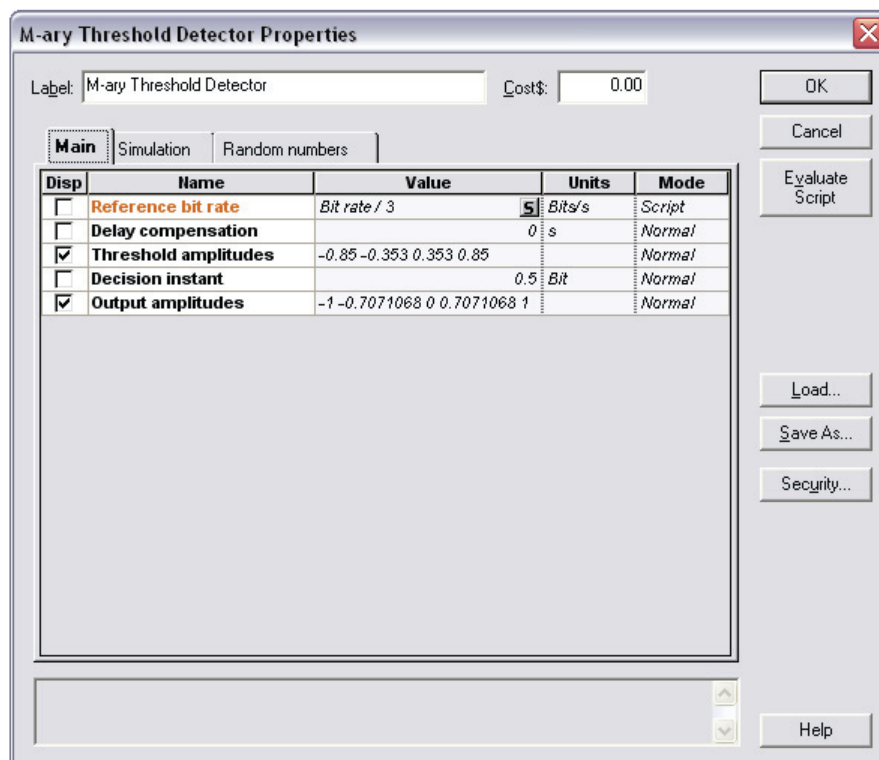


Figura 2. 8: Parámetros del detector de umbral M-aria.

Elaborado por: Autor

Para conectar los componentes de acuerdo con el diseño realizado en la figura 2.9. Después de ejecutar la simulación, se verá que los resultados de los osciloscopios de la fuente binaria y en la salida del decodificador son los mismos que se mostraron en la figura 2.7. Si usted no tiene los valores adecuados para la longitud de secuencia global, por ejemplo, 512 bits, los gráficos tendrán diferentes señales, para lo cual deben corregir la secuencia global.

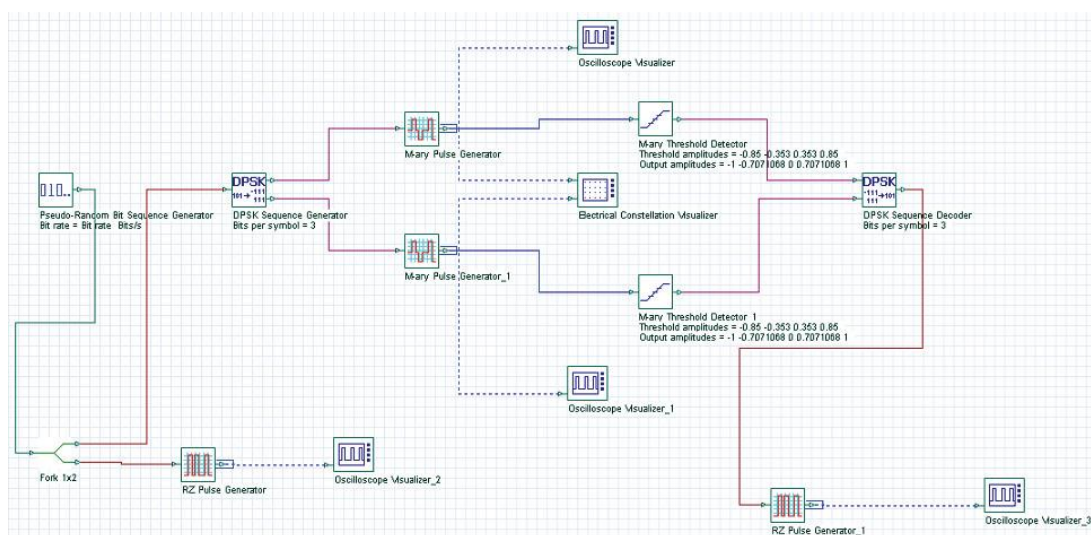


Figura 2. 9: Generador de impulsos y detector DPSK.

Elaborado por: Autor

2.2.7. Adición de modulación en cuadratura.

Ya sabemos cómo codificar y decodificar una señal DPSK; Ahora podemos demodular la señal M-aria utilizando la demodulación en cuadratura. Para lograr esto, seguiremos estos pasos: (1) A partir de la biblioteca de componentes, seleccionamos Default > Cable Access Library > Transmitters > Modulators; (2) Arrastramos Quadrature Modulator a la capa principal; (3) Ajustamos los parámetros de frecuencia en Quadrature Modulator a 550 MHz; (4) A partir de la biblioteca de componentes, seleccione Default > Visualizers

Library > Electrical; (5) Arrastramos RF Spectrum Analyzer a la capa principal; (6) conectamos los componentes de acuerdo con la disposición de la figura 2.10.

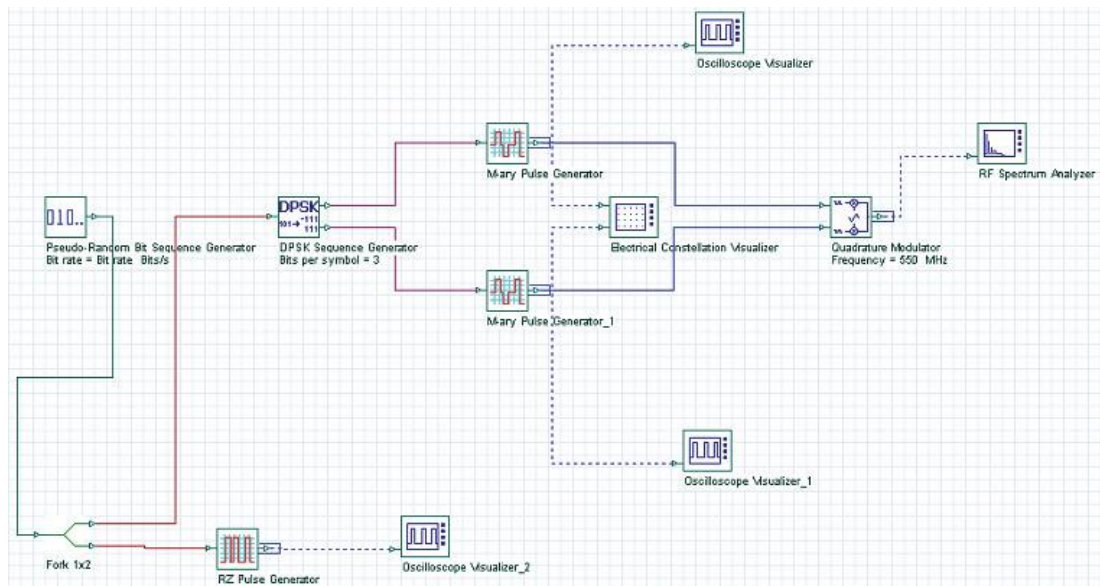


Figura 2. 10: Transmisor DPSK.
Elaborado por: Autor

Este fue el último paso para construir nuestro transmisor DPSK, ahora ejecutamos la simulación y visualizaremos el espectro de la señal de salida que se muestra en la figura 2.11. Observe que la frecuencia central de la señal es la frecuencia de modulación 550 MHz, y que el ancho de banda de la simulación se define por medio o el valor de la frecuencia global del parámetro de muestreo ($1.944 \text{ GHz} / 2 = 972 \text{ MHz}$). Esto significa que si usted quiere aumentar el ancho de banda de simulación para dar cabida a una frecuencia de modulación mayor ($> 900 \text{ MHz}$), debe cambiar el número de muestras por bit en la ventana de parámetros globales.

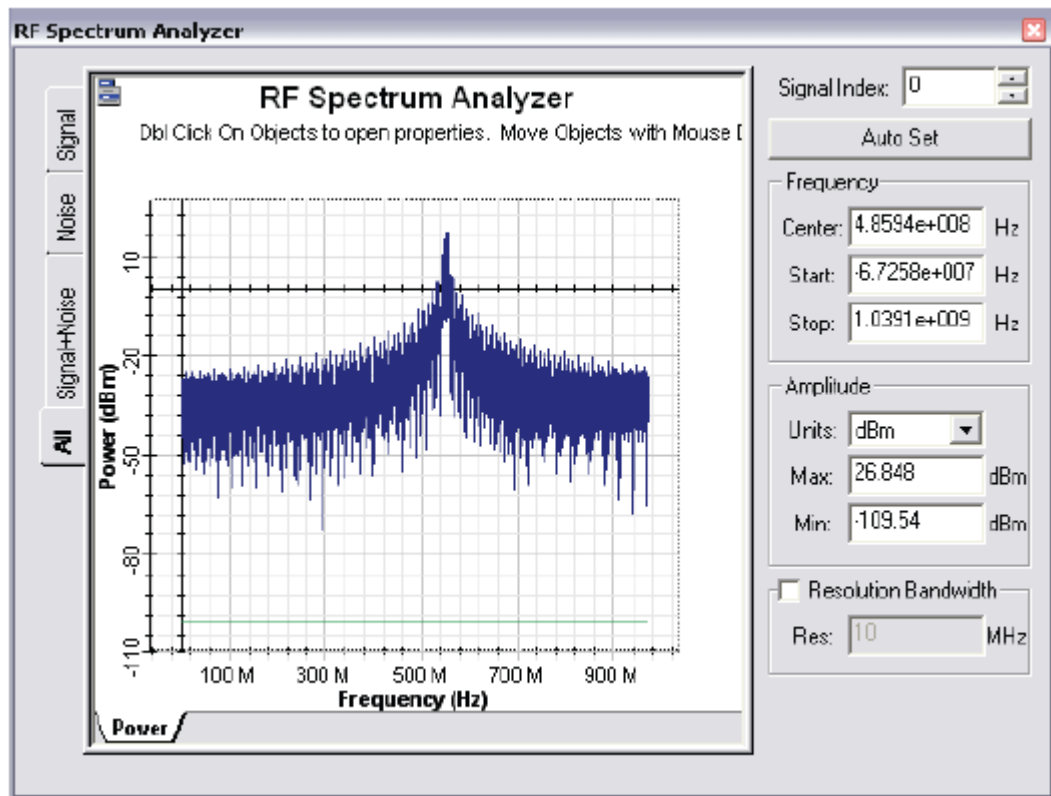


Figura 2. 11: Salida del transmisor DPSK.
Elaborado por: Autor

2.2.8. Adición de demodulación en cuadratura.

Como ya se explicó cómo codificar, decodificar y modular señales DPSK; ahora se procederá a demodular señales DPSK, utilizando la demodulación en cuadratura. Para lo cual procedemos de la siguiente manera: (a) a partir de la biblioteca de componentes, escogemos Default > Cable Access Library > Receivers > Demodulators; (2) arrastrar Quadrature Demodulator a la capa principal; (3) ajustamos el parámetro de frecuencia en el demodulador en cuadratura a 550 MHz, la frecuencia de corte a 10 MHz y la ganancia igual a 2; (4) se utilizará los componentes de los diseños anteriores (véase las figuras 2.9 y 2.10), y los osciloscopios adicionales, se conectan los componentes tal como se muestra en la figura 2.12.

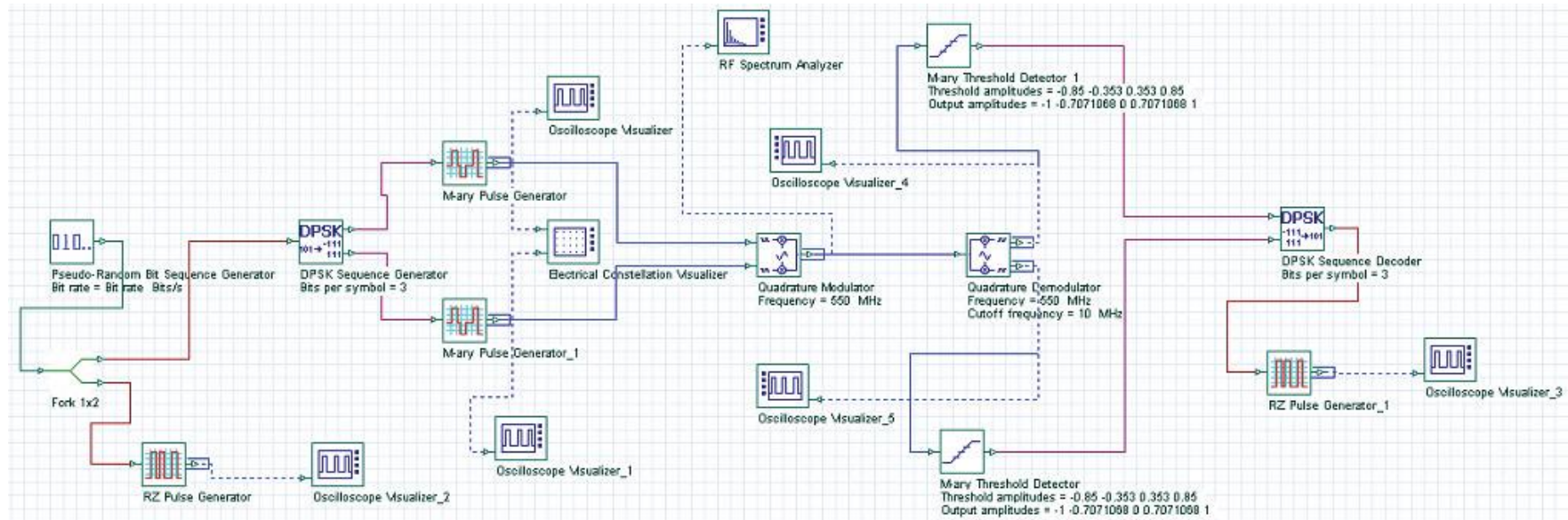


Figura 2. 12: Transmisor y receptor de DPSK.
Elaborado por: Autor

Para el demodulador en cuadratura, el parámetro de frecuencia debe ser el mismo valor como la frecuencia del transmisor. La frecuencia de corte de nuevo se debe ajustar en consecuencia a fin de dar forma y la escala de la señal de salida adecuada.

Las señales de salida en el demodulador en cuadratura se presentan en la figura 2.13, las señales son prácticamente las mismas que se muestran en la figura 2.5, sin embargo están distorsionadas por el filtro pasa-bajo en el demodulador en cuadratura. Si añadimos un canal entre el transmisor y el receptor, la señal será distorsionada y con ruido adicional.

El siguiente paso es comparar las señales binarias en el transmisor y en el receptor. Si los parámetros del sistema son correctos, se deben obtener los mismos resultados mostrados en la figura 2.7. El diseño presentado en la figura 2.12 es un proyecto completo para un transmisor y receptor 8DPSK. Este proyecto se utiliza como punto de partida para otros tipos de modulación, tales como QAM y OQPSK.

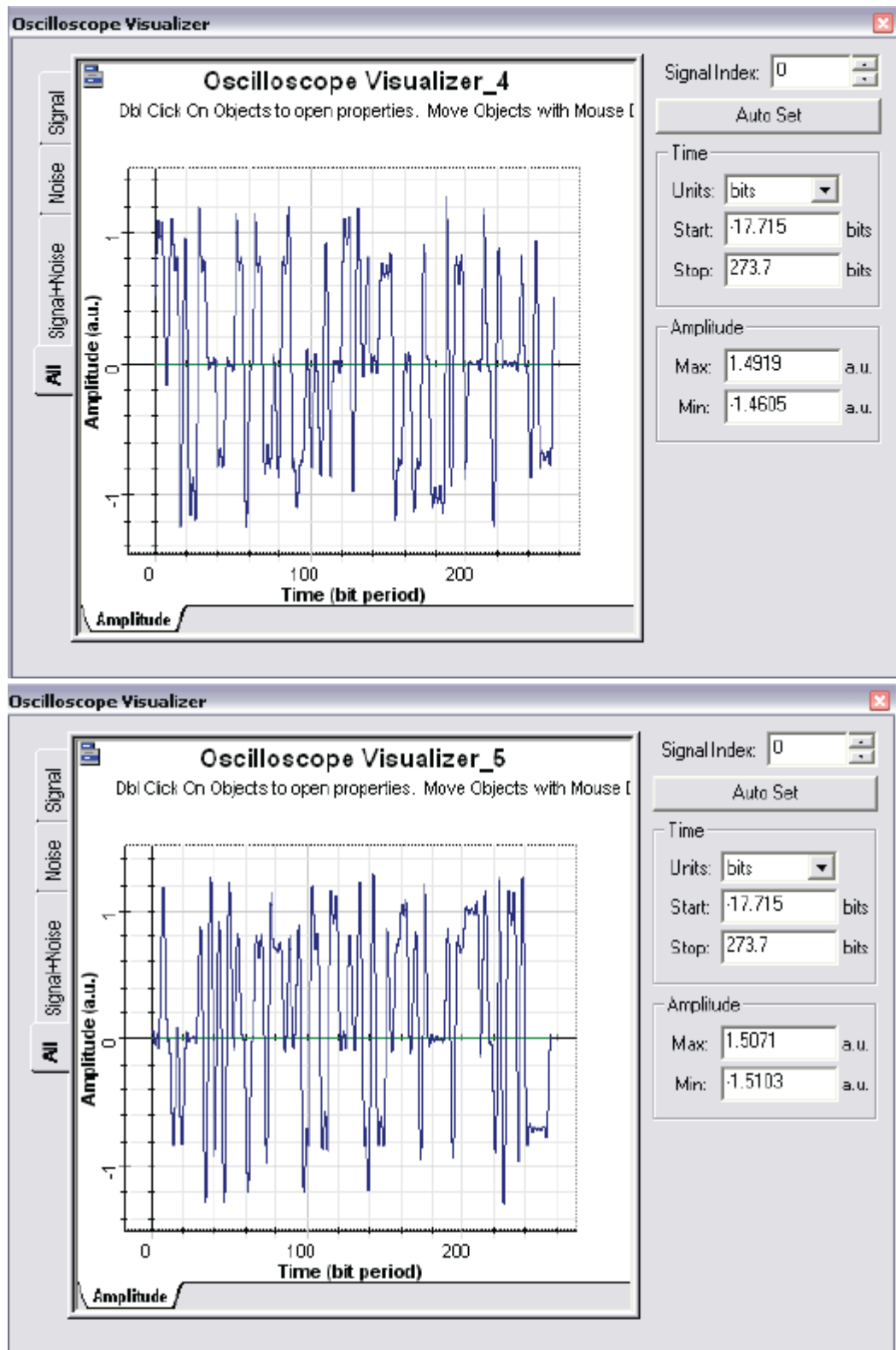


Figura 2. 13: Señales M-aria demoduladas en fase y de fase en cuadratura.
Elaborado por: Autor

2.2.9. Diseño para el transmisor y receptor DPSK.

El diseño del transmisor de la figura 2.12 requiere múltiples componentes para codificar y generar impulsos de señales M-aria, y para modular finalmente la señal. Para aquello, utilizamos los componentes de la biblioteca conocido como generador de impulsos que incluyen los codificadores y generadores de pulso, o componentes de la biblioteca de moduladores que incluyen el generador de pulso y los moduladores en cuadratura.

Del mismo diseño (ver figura 2.12), eliminaremos el generador de secuencia DPSK, el generador de pulsos M-aria, el modulador en cuadratura y los visualizadores conectados a ellos. A partir de la biblioteca de componentes, escogemos Default > Cable Access Library > Transmitters > Modulators y arrastramos Electrical DPSK Modulator a la capa principal. Posterior, ajustamos el parámetro de frecuencia en 550 MHz, y el número de bits por símbolo igual a 3.

En la figura 2.14 se muestra el diseño en OptiSystem del transmisor y receptor utilizando el modulador DSPK. Como se puede ver, utilizando el modulador DPSK en vez de los múltiples componentes, el sistema es más rápido en la fabricación del diseño de la Figura 12. Por otra parte, no se puede acceder a todas las señales internas que le ayuda a probar y entender los retos en el diseño de los transmisores de modulación digital.

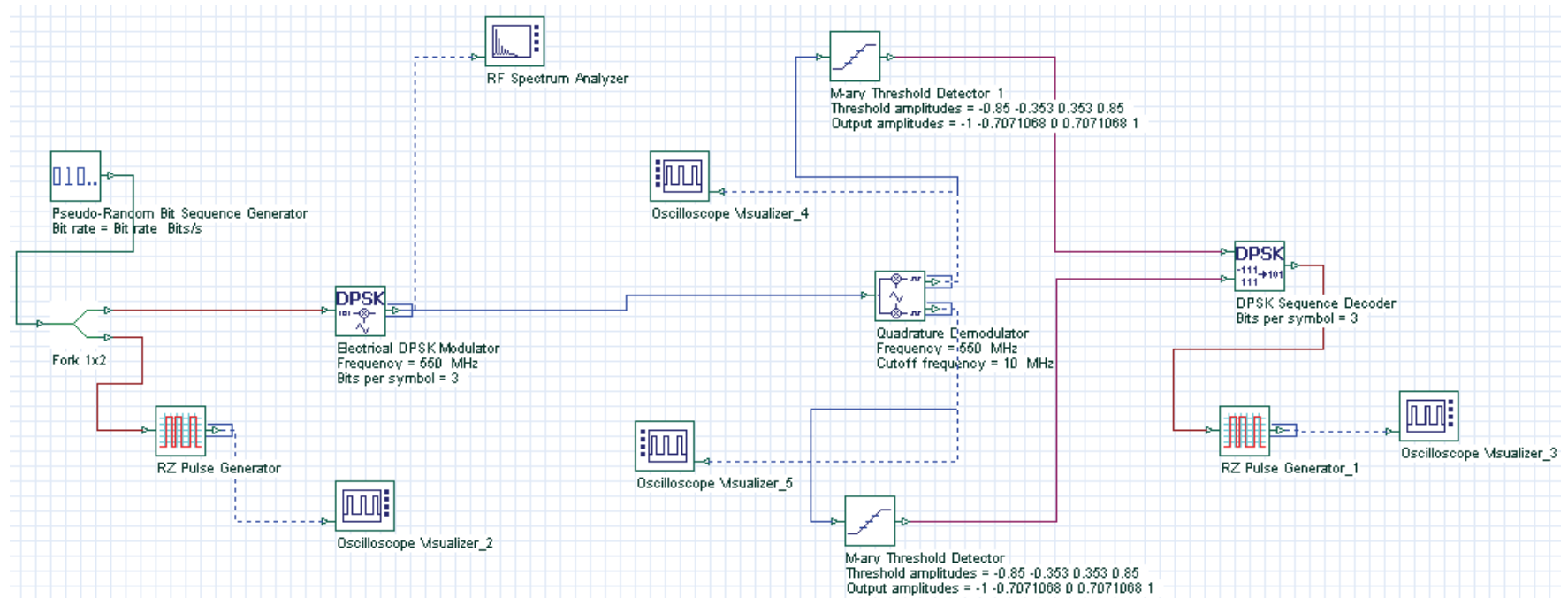


Figura 2. 14: Transmisor y receptor DPSK.
Elaborado por: Autor

2.2.10. Trazado de diagrama de ojo para señales M-aria.

OptiSystem puede trazar y estimar la tasa BER de un diagrama de ojo de dos niveles (señales binarias). Al utilizar señales M-aria, no se pueden estimar valores de BER directamente, sin embargo podemos trazar los diagramas. Similar al diseño de la figura 2.14, utilizamos el generador aleatorio de secuencia de Bits ilustrado en la figura 2.15.

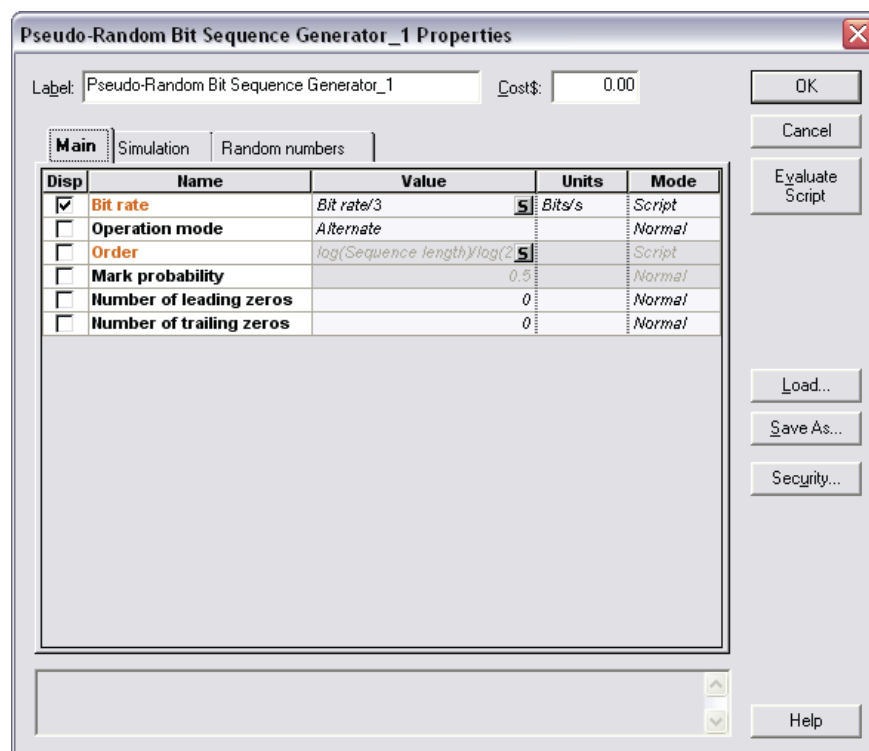


Figura 2. 15: Parámetros del generador aleatorio de secuencias de bits.

Elaborado por: Autor

En la figura 2.16 se muestra el diseño completo de la modulación DPSK incluyendo los componentes para la generación de diagramas de ojo. En el cual se añadió la herramienta para trazar el diagrama de ojo y señales M-aria en la salida del modulador en cuadratura, para señales en fase. En la figura 2.17 se muestra el resultado de la simulación con su diagrama de ojo.

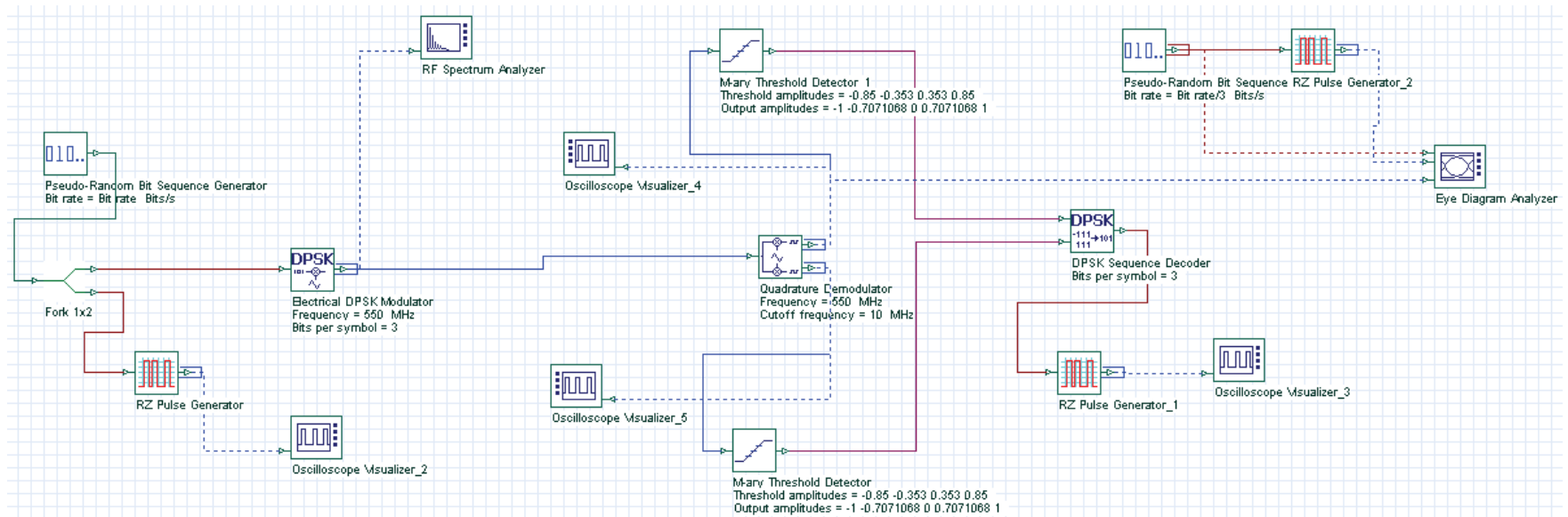


Figura 2. 16: Sistema DPSK, incluyendo componentes para generar diagramas ópticos.

Elaborado por: Autor

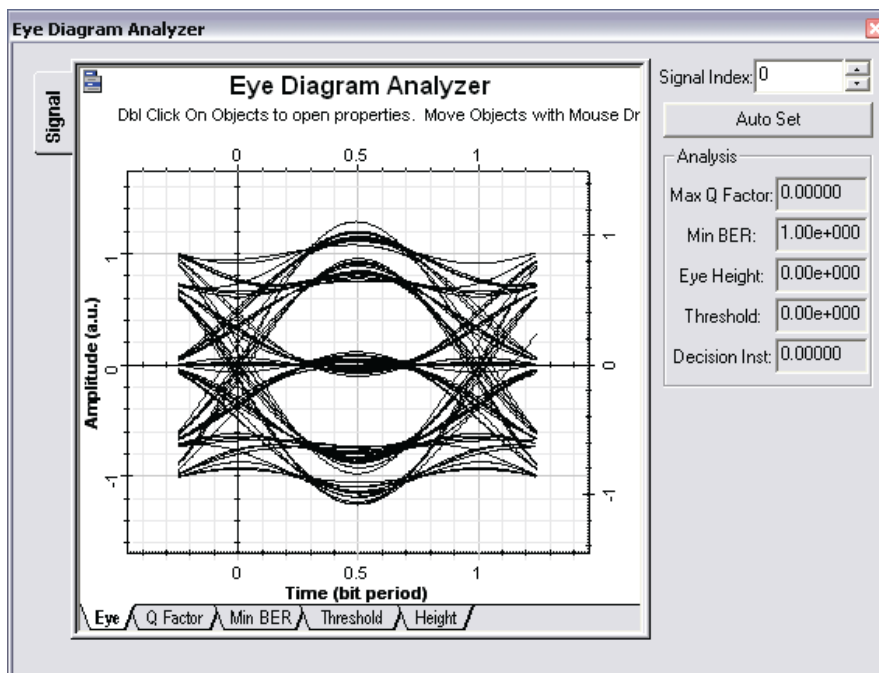


Figura 2. 17: Diagrama óptico DPSK en el receptor para un sistema de 8 DPSK.
Elaborado por: Autor

2.3. Modulación digital OQPSK.

La modulación OQPSK es una modulación PSK, utilizando 2 bits por símbolo y un retraso de un bit en la señal de cuadratura. En esta sección, se diseña un sistema de transmisión y recepción para OQPSK. Este diseño es basado a la figura 2.16, pero sustituyendo el modulador DPSK por un OQPSK, y el decodificador secuencial DPSK por el decodificador secuencial PSK.

La principal diferencia con el proyecto DPSK son los bits por símbolo (2), el umbral y amplitudes de salida para el detector (1,0,1) y el instante de decisión para el detector de umbral de cuadratura (0,75). La diferencia instantánea de decisión está relacionada con el retardo añadido a la señal en cuadratura en la etapa de transmisor.

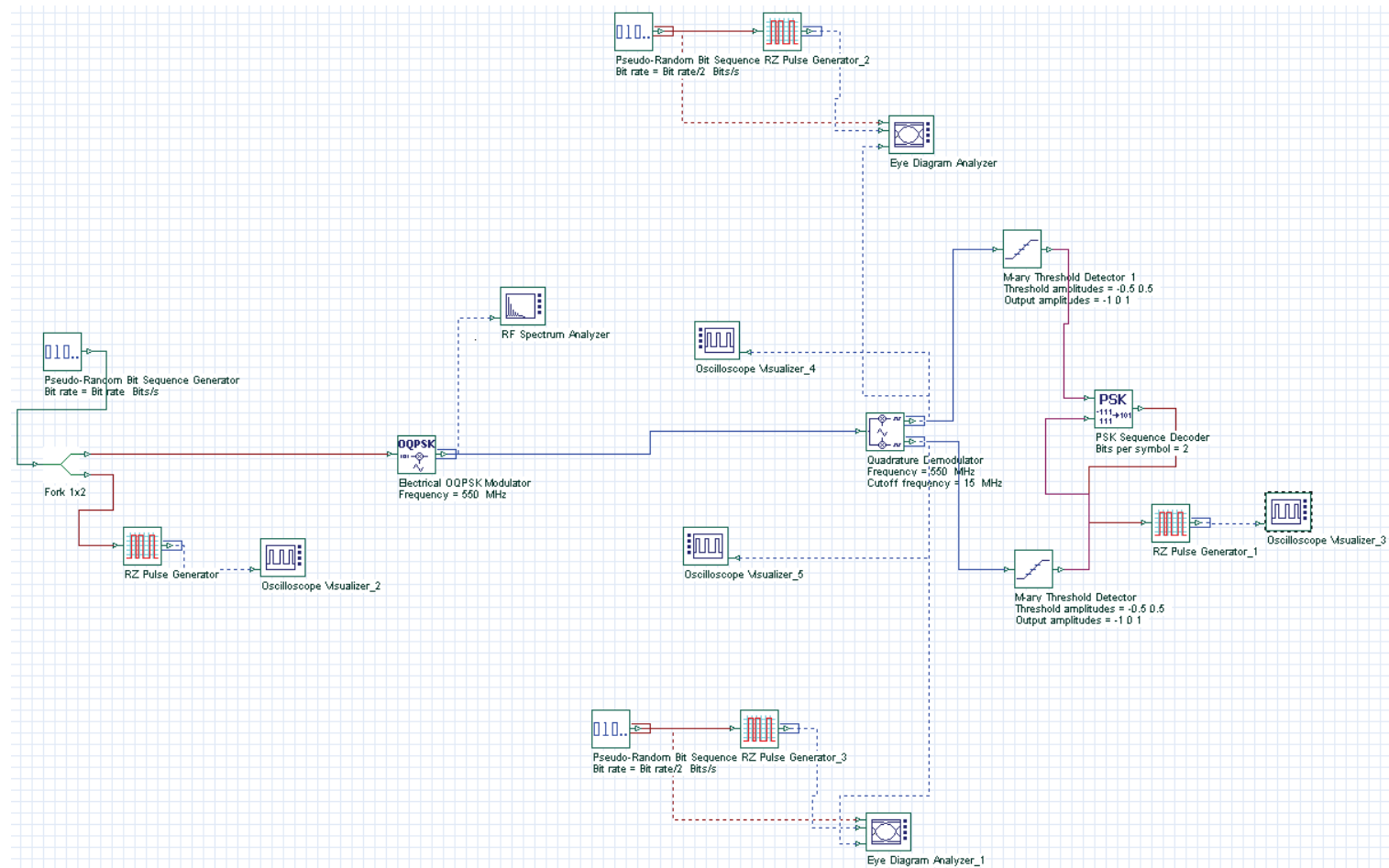


Figura 2. 18: Sistema de transmisión y recepción mediante OQPSK.

Elaborado por: Autor

2.3.1. Resultados de la simulación de OQPSK.

Después de ejecutar la simulación se puede visualizar los resultados de los diagramas de ojo que se muestra en la figura 2.19, y también se compara la secuencia de bits de entrada y de salida que se muestran en la figura 2.20. Las señales de entrada y de salida deben ser los mismos.

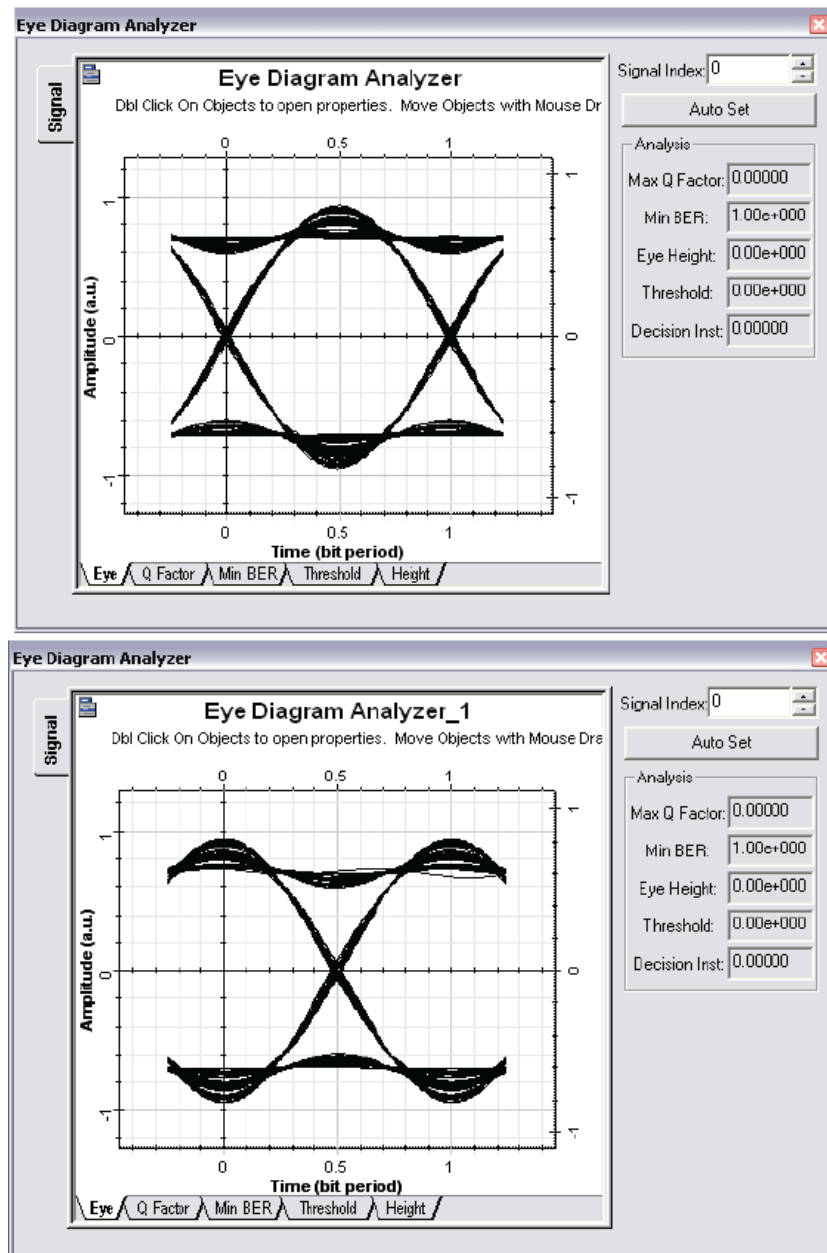


Figura 2. 19: Diagramas de ojo OQPSK en fase y cuadratura.
Elaborado por: Autor

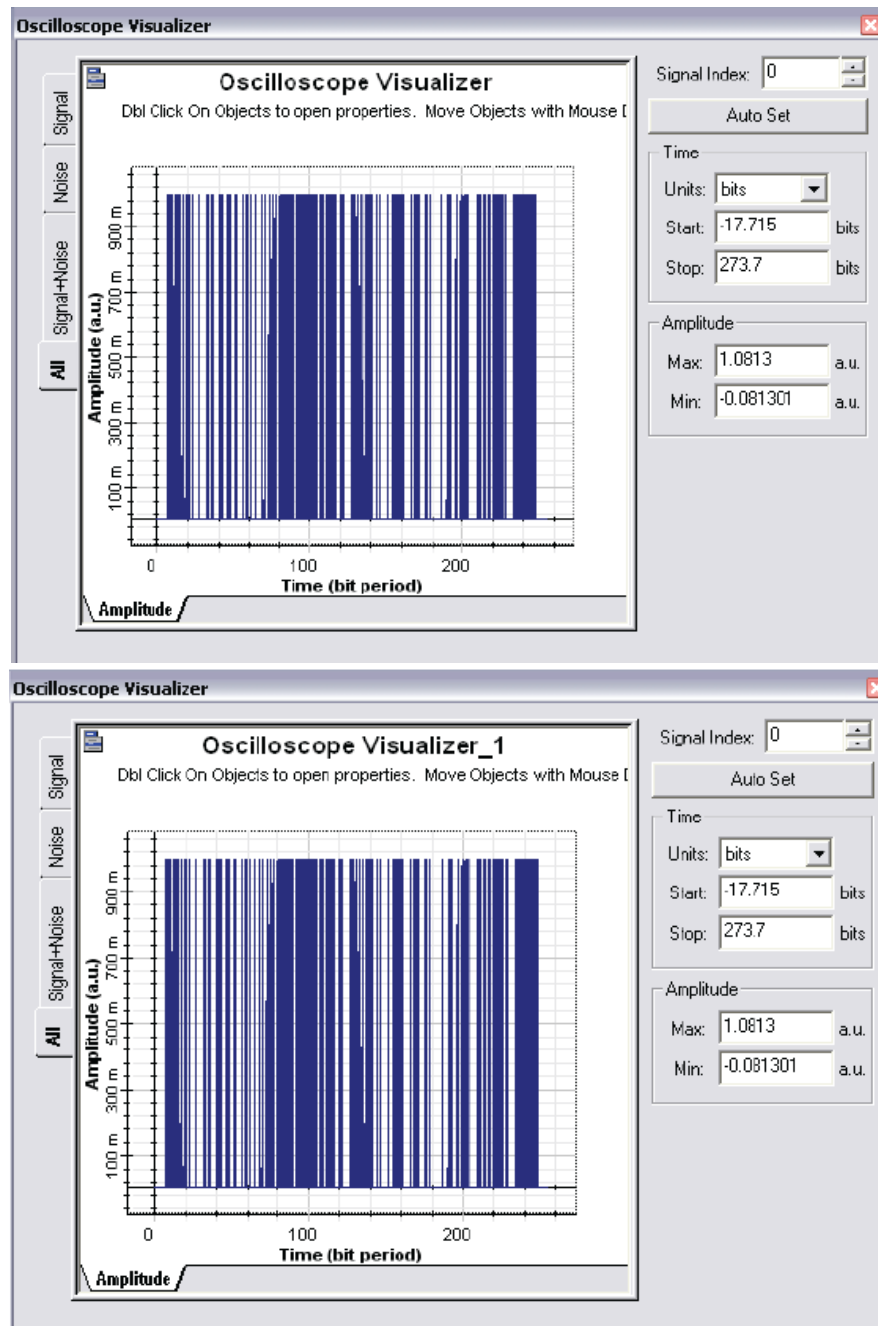


Figura 2. 20: Señales antes y después de la codificación y decodificación QPSK.
Elaborado por: Autor

2.4. Modulación digital QAM.

La modulación QAM se utiliza típicamente en los sistemas de televisión por Cable para la transmisión de video, voz y datos de un módem de cable. En la figura 2.21 se muestra el diseño de un sistema de transmisión y

recepción utilizando la modulación QAM. El diseño dispone de un transmisor QAM y un receptor mediante modulación 64 QAM (6 bits por símbolo). La principal diferencia con el sistema DPSK, son los bits por símbolo (6), el umbral y amplitudes de salida para el detector (7, 5, 3, 1, 1, 3, 5 y 7). También la longitud global de la secuencia es 2048.

2.4.1. Resultados de la simulación.

Finalmente, se ejecuta la simulación y podemos visualizar los resultados de los diagramas de ojo tal como se ilustra en la figura 2.21. Adicionalmente, podemos visualizar en la figura 2.22 el diagrama de constelación. Los resultados obtenidos para los puntos en fase y en cuadratura para esquemas de modulación 64 QAM.

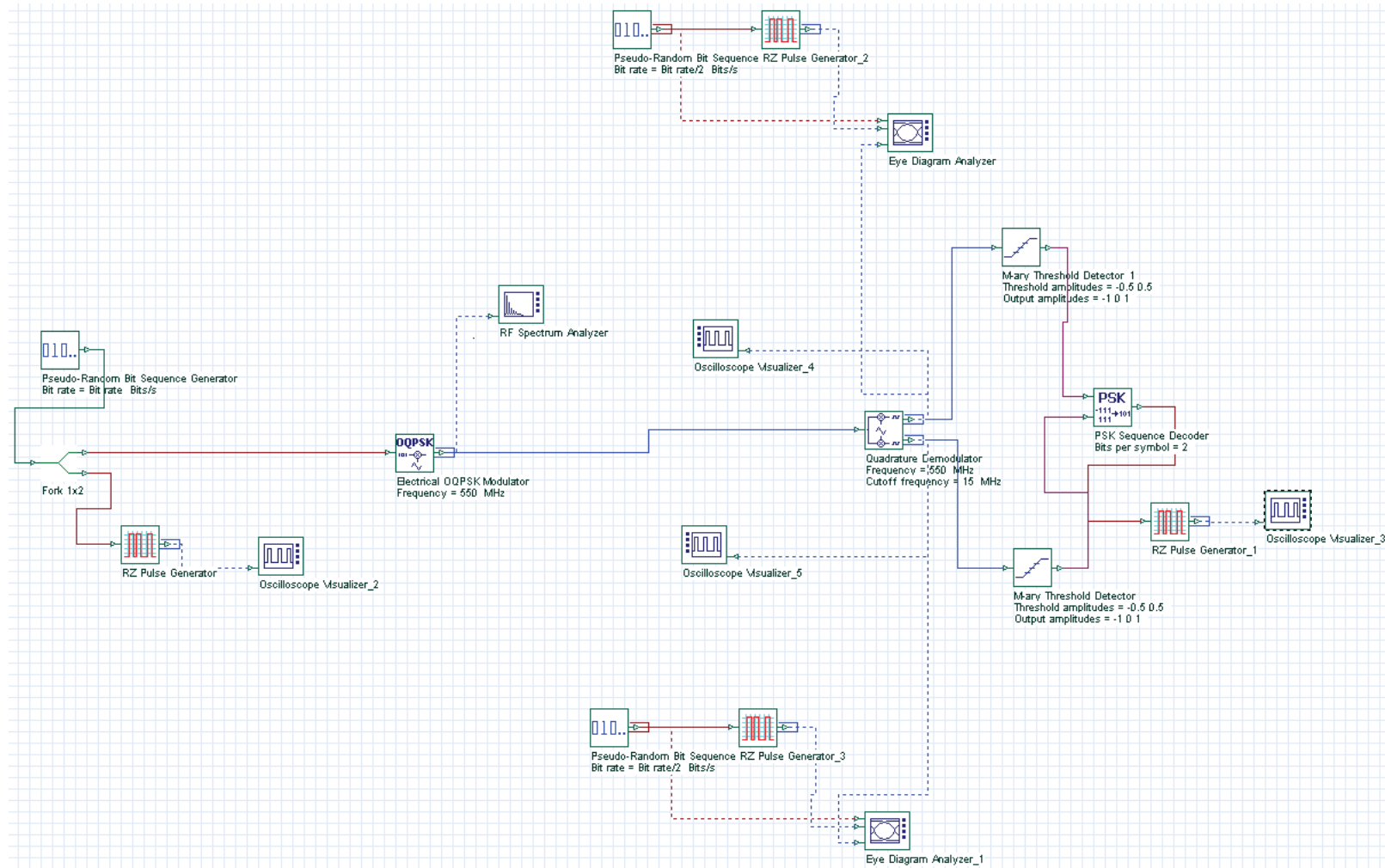


Figura 2. 21: Sistema de transmisión y recepción 64QAM.
Elaborado por: Autor

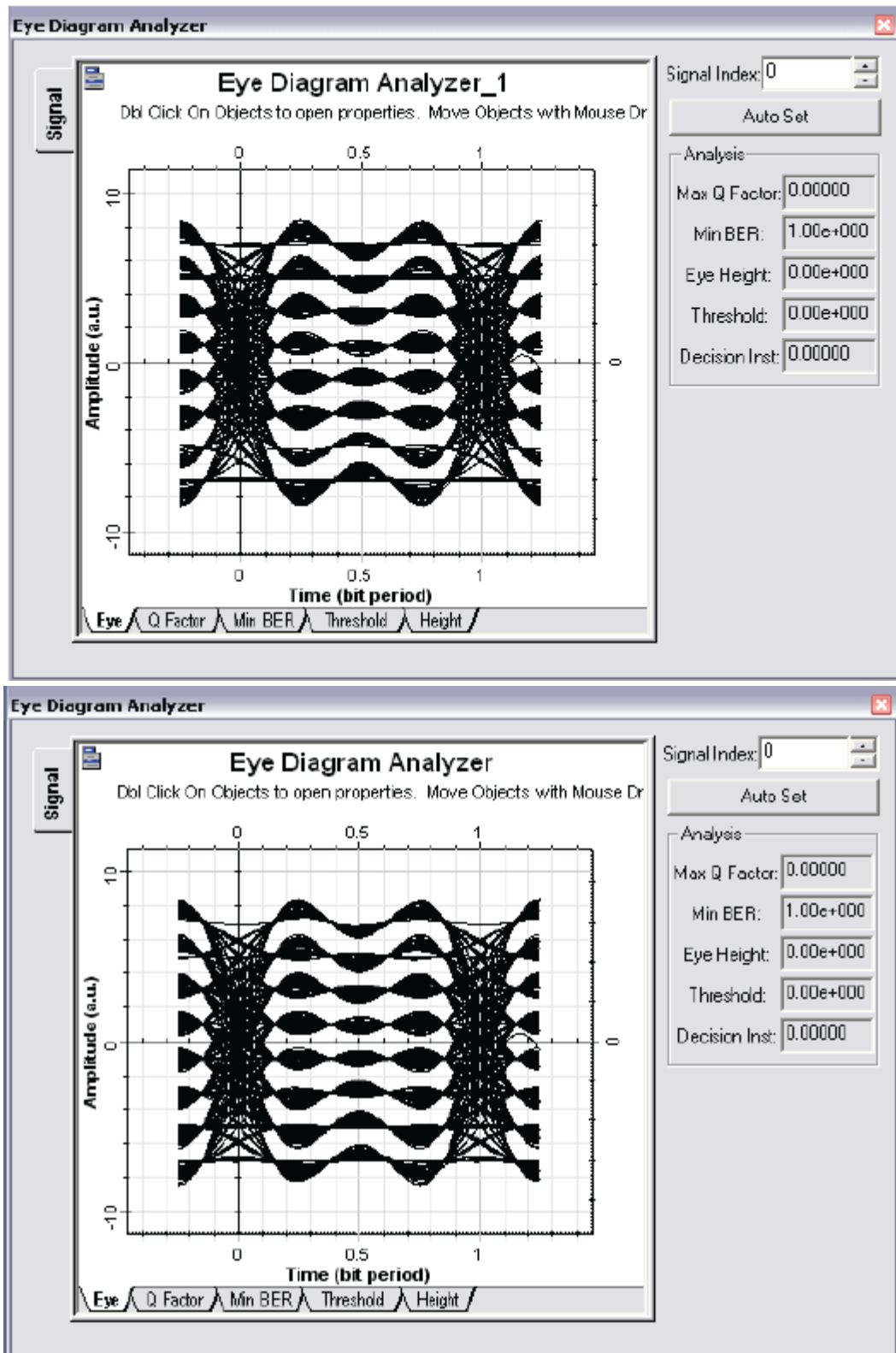


Figura 2. 22: Diagrama de ojo para modulación 64QAM.

Elaborado por: Autor

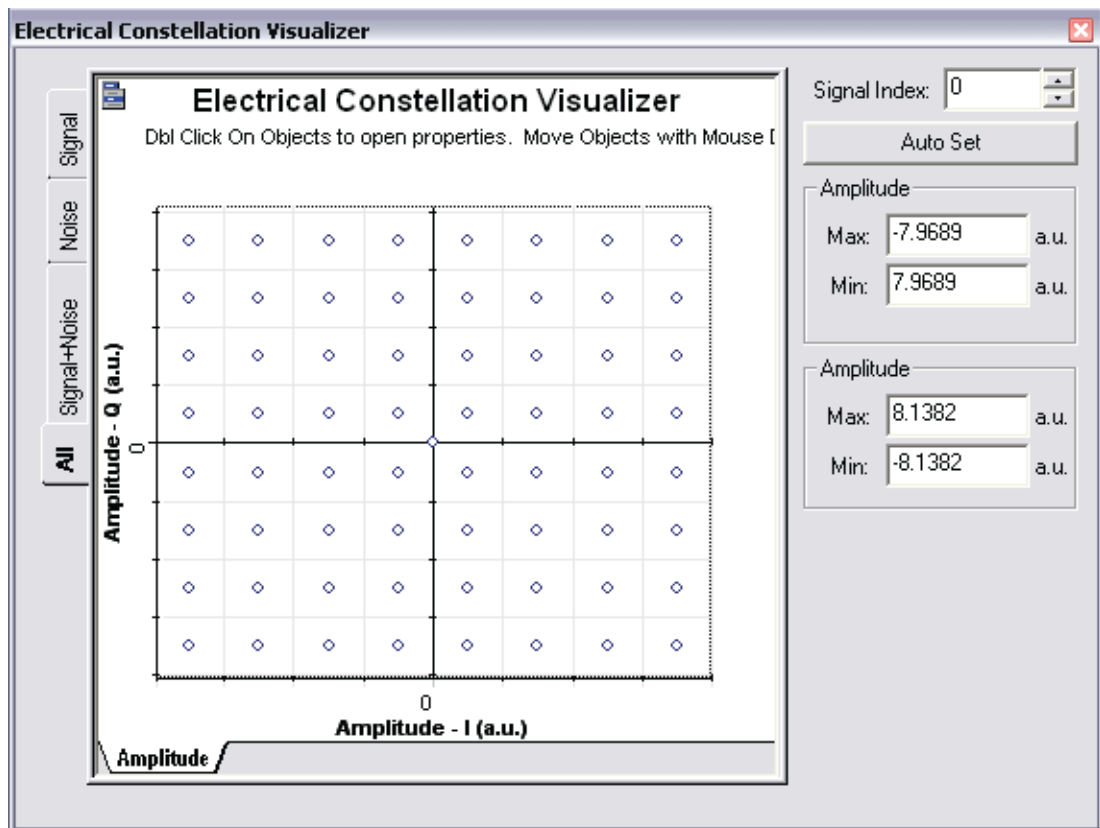


Figura 2. 23: Constelación para la modulación 64QAM (6 bits por símbolo).
Elaborado por: Autor

Conclusiones

A través de la fundamentación teórica de los Sistemas de modulación se pudieron describir las señales digitales de banda base, así como el espectro de la señal digital, el ruido y errores presentes en una transmisión. También se describió los sistemas de modulación digital que más se utilizan en los sistemas de telecomunicaciones.

La plataforma de simulación OptiSystem fue escogido debido a su robustez en modelar redes de comunicaciones ópticas que utilizan siempre diferentes sistemas de modulaciones digitales. Se expusieron tres tipos de modulaciones digitales para observar su comportamiento y rendimiento de manera casi real.

Referencias Bibliográficas

- Agrawal, P. (2010). *Fiber-Optic Communicatios Systems*. Wiley Interscience.
- Alvarez G., J., Amaya F., F., & Carmona R., C. (2014). Analysis of BPSK and DPSK modulation in optical access networks. *IEEE Colombian Conference*, 1-5.
- Chomycz, B. (2009). *Planning Fiber Optic Networks*. Madrid: McGraw-Hill.
- Frenzel, L. (2014). *Principles of Electronic Communication Systems*. New York: McGraw-Hill.
- Hernández M., F., & Armas P., G. (2014). Esquema no coherente de demodulación de BPSK. *Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones*, 46-49.
- Macho, A. (2013). *Comunicaciones Ópticas de Banda Ancha con fase modulada: Estudio de la degradación de la señal óptica*. Madrid: Universidad Politécnica de Madrid.
- Senior, J. (2009). *Optical Fiber Communications Principles and Practice*. Pearson - Prentice Hall.
- Yang, X., & Hechao , Y. (2010). *The Application of OptiSystem in Optical Fiber Communication Experiments*. . In Proceedings of the Third International Symposium on Computer Science and Computational Technology (ISCSCT'10) (pp. 376-378).



**Presidencia
de la República
del Ecuador**



**Plan Nacional
de Ciencia, Tecnología,
Innovación y Saberes**



SENESCYT
Secretaría Nacional de Educación Superior,
Ciencia, Tecnología e Innovación

DECLARACIÓN Y AUTORIZACIÓN

Yo, **MIGUEL ANGEL RUIZ CASTILLO** C.C: # 0925318339 autor del Trabajo de Titulación : **MODELADO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN DIGITAL UTILIZANDO MODULACIONES DPSK, OQPSK Y QAM SOBRE LA PLATAFORMAS OPTISYTEM** previo a la obtención del título de **INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES** en la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

1.- Declaro tener pleno conocimiento de la obligación que tienen las instituciones de educación superior, de conformidad con el Artículo 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior, de entregar a la SENESCYT en formato digital una copia del referido trabajo de titulación para que sea integrado al Sistema Nacional de Información de la Educación Superior del Ecuador para su difusión pública respetando los derechos de autor.

2.- Autorizo a la SENESCYT a tener una copia del referido trabajo de titulación, con el propósito de generar un repositorio que democratice la información, respetando las políticas de propiedad intelectual vigentes.

Guayaquil, 29 de febrero de 2016

f. _____
Nombre: MIGUEL ANGEL RUIZ CASTILLO
C.C: 0925318339



REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA

FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN

TÍTULO Y SUBTÍTULO:	MODELADO DE UN SISTEMA DE COMUNICACIÓN DIGITAL UTILIZANDO MODULACIONES DPSK, OQPSK Y QAM SOBRE LA PLATAFORMAS OPTISYTEM		
AUTOR(ES) (apellidos/nombres):	MIGUEL ANGEL RUIZ CASTILLO		
REVISOR(ES)/TUTOR(ES) (apellidos/nombres):	M. Sc. EDWIN F. PALACIOS MELÉNDEZ		
INSTITUCIÓN:	Universidad Católica de Santiago de Guayaquil		
FACULTAD:	Facultad de Educación Técnica para el Desarrollo		
CARRERA:	Ingeniería en Telecomunicaciones		
TITULO OBTENIDO:	Ingeniero en Telecomunicaciones		
FECHA DE PUBLICACIÓN:	29 de Febrero de 2016	No. DE PÁGINAS:	71
ÁREAS TEMÁTICAS:	Fundamentos de Comunicaciones, Sistemas de Comunicaciones,		
PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:	Comunicación digital, modulación digital DPSK, OQPSK y QAM, diagrama de constelación y diagrama de ojo.		
RESUMEN/ABSTRACT (150-250 palabras):	<p>El desarrollo del componente práctico del examen complejo asignado cumplió con las expectativas de la formación académica y que me permitió modelar un sistema de comunicación digital utilizando la modulación por desplazamiento diferencial de fase DPSK, modulación por desplazamiento de fase en cuadratura o cuaternaria con corrimiento (OQPSK) y modulación de amplitud en cuadratura (QAM). El programa apropiado para modelar un sistema de comunicación digital fue OptiSystem, este programa permite realizar simulaciones de comunicaciones ópticas. OptiSystem cuenta con una amplia biblioteca de componentes utilizados en un sistema de comunicación óptica, permite obtener la tasa de error de bits (BER), diagrama de constelaciones y diagramas de ojo, entre otras herramientas necesarias para desarrollar proyectos básicos y avanzados. Se realizó una descripción de fundamentos teóricos de las modulaciones digitales para sistemas coherentes y no coherentes. Estos tipos de modulaciones son muy utilizadas en redes de nueva generación, tales como comunicaciones por satélite y en redes ópticas pasivas.</p>		
ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: 042122093 0994368008	E-mail: miguelruiz.dm@hotmail.com	
CONTACTO CON LA INSTITUCIÓN: COORDINADOR DEL PROCESO DE UTE	Nombre: Palacios Meléndez Edwin Fernando		
	Teléfono: 0968366762		
	E-mail: edwin.palacios@cu.ucsg.edu.ec		

SECCIÓN PARA USO DE BIBLIOTECA

Nº. DE REGISTRO (en base a datos):	
Nº. DE CLASIFICACIÓN:	
DIRECCIÓN URL (tesis en la web):	http://repositorio.ucsg.edu.ec/handle/123456789/209