



**UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO  
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

TÍTULO:

**SIMULACIÓN DE COMUNICACIONES DIGITALES A TRAVÉS DE  
CANALES AWGN UTILIZANDO LAS MODULACIONES BPSK Y QPSK**

AUTOR:

DANNY DAVID VELOZ DE LA TORRE

Previa la obtención del Título

**INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES**

TUTOR:

M. Sc. Edwin Palacios Meléndez

Guayaquil, Ecuador

2015



**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.  
**Danny David Veloz de la Torre** como requerimiento parcial para la  
obtención del título de INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES.

TUTOR

---

M. Sc. Edwin Palacios Meléndez

DIRECTOR DE CARRERA

---

M. Sc. Miguel A. Heras Sánchez.

Guayaquil, a los 05 del mes de Septiembre del año 2015



**UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO  
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

**DECLARACIÓN DE RESPONSABILIDAD**

Yo, **Danny David Veloz de la Torre**

**DECLARO QUE:**

El trabajo de titulación “SIMULACIÓN DE COMUNICACIONES DIGITALES A TRAVÉS DE CANALES AWGN UTILIZANDO LAS MODULACIONES BPSK Y QPSK” previa 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 nuestra autoría.

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

Guayaquil, a los 05 del mes de Septiembre del año 2015

EL AUTOR

---

DANNY DAVID VELOZ DE LA TORRE



**UNIVERSIDAD CATÓLICA  
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

FACULTAD DE EDUCACIÓN TÉCNICA PARA EL DESARROLLO  
CARRERA DE INGENIERÍA EN TELECOMUNICACIONES

**AUTORIZACIÓN**

Yo, **Danny David Veloz de la Torre**

Autorizamos a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación: “SIMULACIÓN DE COMUNICACIONES DIGITALES A TRAVÉS DE CANALES AWGN UTILIZANDO LAS MODULACIONES BPSK Y QPSK.”, cuyo contenido, ideas y criterios es de mi exclusiva responsabilidad y autoría.

Guayaquil, a los 05 del mes de Septiembre del año 2015

EL AUTOR

---

DANNY DAVID VELOZ DE LA TORRE

## **DEDICATORIA**

Quiero dedicar el presente trabajo de titulación primeramente a Dios, por darme fuerza y sabiduría para culminar con éxito mi vida universitaria. A mis padres por ser mi guía y apoyo durante mis años de estudio a pesar de las adversidades. A mis dos preciosas hijas, Martina y Valentina, por ser mi inspiración y motivación para superarme cada día más.

**EL AUTOR**

**DANNY DAVID VELOZ DE LA TORRE**

## **AGRADECIMIENTO**

Agradezco a Dios por darme fuerzas, sabiduría y serenidad para culminar este trabajo. A mis padres, por su amor y apoyo incondicional en cada etapa de mi vida. Al Ing. Fernando Palacios, por brindarme su ayuda y conocimiento en el desarrollo del presente trabajo de titulación. A Leyda, Leonardo y José Luis por su amistad sincera y acompañarme en cada proyecto que emprendimos durante nuestra vida universitaria y profesional.

**EL AUTOR**

**DANNY DAVID VELOZ DE LA TORRE**

## Índice General

Índice de Figuras .....	IX
Índice de Tablas.....	XIII
Resumen .....	XIV
CAPÍTULO 1: GENERALIDADES DEL TRABAJO DE TITULACIÓN .....	15
1.1. Antecedentes. ....	15
1.2. Justificación del Problema.....	16
1.3. Definición del Problema.....	17
1.4. Objetivos del Problema de Investigación.....	17
1.4.1. Objetivo General.....	17
1.4.2. Objetivos Específicos. ....	17
1.5. Hipótesis.....	18
1.6. Metodología de Investigación.....	18
CAPÍTULO 2: Fundamentos de los Sistemas de Comunicaciones Digital.....	19
2.1. Introducción.....	19
2.2. Arquitecturas del sistema. ....	20
2.2.1. Sistemas síncronos. ....	20
2.3. Códigos de Línea de Señales Digitales.....	25
2.3.1. Propiedades de datos binarios. ....	26
2.3.3.1 Densidad de marcas.....	26
2.3.3.2 Densidad de Transición. ....	27
2.3.3.3 Distribución de la longitud de ejecución.....	27
2.3.2. Códigos binarios de Línea .....	28
2.3.2.1. Código de No Retorno a Cero, NRZ. ....	28
2.3.2.2. Código de Retorno a Cero.....	31

2.3.2.3. Código de Retorno a Uno .....	34
2.3.2.4. Código Manchester.....	35
2.3.2.5. Código invertido de no retorno a cero.....	38
2.3.2.6. Código Manchester diferencial .....	39
2.3.3. Códigos de Línea Multinivel.....	40
2.3.3.1. Código Bipolar de Retorno a Cero.....	40
2.3.3.2. Modulación por amplitud de pulsos, PAM.....	42
CAPÍTULO 3: DESARROLLO DE SIMULACIONES EN SIMULINK.....	45
3.1. Desempeño de la tasa de bits erróneos de BPSK y QPSK a través de canales de ruido AWGN.....	45
3.2. Creación de un modelo en Simulink en pasos simples. ....	45
3.3. Comparación de la Tasa de Bits Erróneos (BER) simulada y teórica. ...	59
3.4. Modelo de Simulink alternativo para BPSK.....	63
3.5. Modelo Simulink basado en tramas. ....	70
3.6. Desempeño de la tasa de error de símbolo QPSK.....	72
CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	78
4.1. Conclusiones.....	78
4.2. Recomendaciones.....	79
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	80



## Índice de Figuras

### Capítulo 2

Figura 2. 1: Diagrama de bloques de un sistema síncrono con una fuente de reloj común. ....	21
Figura 2. 2: Diagrama de tiempos para un sistema sincronizado con un reloj común. ....	22
Figura 2. 3: Ejemplo de un sistema síncrono paralelo con 74ACT646. ....	25
Figura 2. 4: Codificación NRZ de una secuencia de datos corta para: (arriba) una sola velocidad de reloj y (abajo) doble velocidad de velocidad. ....	29
Figura 2. 5: Densidad espectral de potencia para los datos con formato NRZ a 1 Gbps con patrón Toggle (101 010...) ....	30
Figura 2. 6: Densidad espectral de potencia para los datos con formato NRZ a 1 Gbps para densidades de potencia normalizadas a una potencia máxima de 1.0. ....	31
Figura 2. 7: Codificación RZ de una secuencia de datos corta para: (arriba) ciclo de trabajo del 50% y (abajo) ciclo de trabajo del 25%. ....	32
Figura 2. 8: densidad espectral de potencia de una secuencia de datos de RZ con formato corto a 1 Gbps para un ciclo de trabajo del 50% para densidades de potencia normalizadas en comparación con el NRZ (línea punteada). ....	33
Figura 2. 9: Densidad espectral de potencia de una secuencia de datos RZ con formato corto a 1 Gbps con ciclo de trabajo del 25% para densidades de potencia normalizadas en comparación con el NRZ (línea punteada). ....	34
Figura 2. 10: Codificación R1 de una secuencia de datos corta. ....	35
Figura 2. 11: Representación del código Manchester de una secuencia de datos corta para: (arriba) una variante "10" y (abajo) una variante "01". ....	36
Figura 2. 12: Densidad espectral de potencia de datos codificados Manchester a 1 Gbps para PRBS cuando la densidad de potencia se normaliza para la comparación con el formato NRZ (línea punteada). ....	37
Figura 2. 13: Densidad espectral de potencia de datos codificados Manchester a 1 Gbps para una constante (111 111...) cuando la densidad de potencia se normaliza para la comparación con el formato NRZ (línea punteada). ....	38

Figura 2. 14: Codificación de NRZI de una secuencia de datos corta. ....	39
Figura 2. 15: Codificación Manchester diferencial de una secuencia de datos corta.....	40
Figura 2. 16: Codificación BPRZ de una secuencia de datos corta. ....	41
Figura 2. 17: Densidad espectral de potencia de una secuencia de datos BPRZ con formato corto, a 1 Gbps con ciclo de trabajo del 50% donde la densidad de potencia se normaliza para la comparación con el formato NRZ (línea punteada).....	41
Figura 2. 18: Densidad espectral de potencia de una secuencia de datos BPRZ con formato corto, a 1 Gbps con ciclo de trabajo del 20% donde la densidad de potencia se normaliza para la comparación con el formato NRZ (línea punteada).....	42
Figura 2. 19: PAM-4 de codificación de una secuencia de datos corta (PRBS 2 4 -1) .....	43
Figura 2. 20: Densidad espectral de potencia para los datos codificados PAM-4 a 1 Gbps con PRBS donde la densidad de potencia se normaliza para la comparación con el formato NRZ (línea punteada). ....	43
Figura 2. 21: Densidad espectral de potencia para los datos de PAM-4 codificado a 1 Gbps con Toggle de tasa media (11001100...) donde la densidad de potencia se normaliza para la comparación con el formato NRZ (línea punteada).....	44

### **Capítulo 3**

Figura 3. 1: Modelo Simulink para BPSK (Paso 1) .....	47
Figura 3. 2: Bloque de la Fuente Random para selección de los de parámetros de entrada.....	48
Figura 3. 3: Parámetros de entrada del modulador BPSK.....	48
Figura 3. 4: Constelación BPSK con ángulo de fase igual a cero. ....	49
Figura 3. 5: Tipo de datos de salida BPSK. ....	50
Figura 3. 6: Parámetros de entrada del demodulador BPSK.....	50
Figura 3. 7: BPSK Demodulador: Tipo de datos de salida.....	51
Figura 3. 8: BPSK Demodulador: Tipo de datos de salida.....	51
Figura 3. 9: Selección de parámetros AWGN.....	52

Figura 3. 10: Entrada del modulador BPSK y salida del demodulador BPSK ( $E_b/N_0 = 100 \text{ dB}$ ).....	53
Figura 3. 11: Entrada del modulador BPSK y salida del demodulador BPSK ( $E_b/N_0 = -10 \text{ dB}$ ).....	53
Figura 3. 12: Modelo Simulink para BPSK (Paso 3). ....	54
Figura 3. 13: Partes real e imaginaria de la salida del modulador BPSK.....	54
Figura 3. 14: Partes real e imaginaria de la salida del AWGN ( $E_b/N_0 = 4 \text{ dB}$ ).....	55
Figura 3. 15: Partes real e imaginaria de la salida del AWGN ( $E_b/N_0 = 4 \text{ dB}$ ).....	55
Figura 3. 16: Modelo Simulink BPSK (Paso 4). ....	56
Figura 3. 17: Selección de los parámetros del cálculo de la tasa de error... ..	56
Figura 3. 18: Modelo Simulink final para BPSK con los tipos de datos de señal y de puerto (Paso 5).....	58
Figura 3. 19: Selección del modo de AWGN. ....	60
Figura 3. 20: Comparación de la BER BPSK teórica y simulada. ....	62
Figura 3. 21: Simulación BER BPSK usando ruido gaussiano complejo. ....	65
Figura 3. 22: Parámetros del bloque de ruido gaussiano para las partes real e imaginaria. ....	66
Figura 3. 23: Partes real e imaginaria del generador de ruido gaussiano ( $\text{Var} = 0.25$ para ambas).....	67
Figura 3. 24: Simulación BER BPSK usando un bloque de ruido gaussiano simple. ....	68
Figura 3. 25: Simulación BER BPSK con el bloque AWGN y con los bloques de ruido gaussiano.....	69
Figura 3. 26: Simulación BER BPSK basada en trama.....	71
Figura 3. 27: Bloque fuente con 10 muestras por trama. ....	71
Figura 3. 28: Estimación de BER QPSK. ....	72
Figura 3. 29: Parámetros del modulador QPSK.....	72
Figura 3. 30: Selección de los parámetros AWGN para QPSK.....	73
Figura 3. 31: Scope 2 Visualización de la Fuente y salidas AWGN.....	74
Figura 3. 32: Constelaciones para el modulador QPSK y entrada del demodulador.....	75

Figura 3. 33: Tasa de error de símbolo QPSK utilizando bloques de ruido AWGN y ruido gaussiano..... 76

## Índice de Tablas

### Capítulo 3

Tabla 3. 1: Salidas del modulador y demodulador de BPSK. ....	51
Tabla 3. 2: BER teórica y simulada usando 100000 símbolos transmitidos.	63

## **Resumen**

Los sistemas de comunicaciones digitales hoy en día son los más utilizados, debido a los avances tecnológicos que estos representan. Por este motivo, el propósito de este trabajo de titulación ha sido diseñar diferentes modelos de simulación en sistemas de comunicaciones digitales utilizando la modulación BPSK y QPSK y así comprobar el rendimiento del sistema propuesto a nivel de simulación en MatLab. El proceso de modelamiento se enmarca en un paradigma empírico-analítico con enfoque cuantitativo.

## **CAPÍTULO 1: GENERALIDADES DEL TRABAJO DE TITULACIÓN**

### **1.1. Antecedentes.**

El término comunicación digital abarca un amplio ámbito de las técnicas de comunicación, incluida la transmisión digital y radio digital. La transmisión digital, es la transmisión de pulsos digitales entre dos o más puntos en un sistema de comunicación. Mientras que la radio digital, transmite modulaciones digitales a portadoras analógicas entre dos o más puntos en un sistema de comunicación.

Para Camacho García, A. (2012), hay muchas razones para el despliegue de sistemas de comunicaciones digitales, entre las que se destacan las siguientes:

- a. La principal ventaja es la facilidad con la que las señales digitales, en comparación con la señal analógica, son regenerativas. La forma de onda se ve afectado por dos mecanismos:
  - (1) Como todas las líneas de transmisión y circuitos tienen alguna función de transferencia no ideal, hay un efecto de distorsión en el pulso ideal.
  - (2) El ruido eléctrico no deseado u otra interferencia distorsiona aún más la forma de onda de pulso.

Ambos mecanismos hacen que la forma del pulso se degrade como una función de la distancia. Durante el tiempo que el pulso transmitido

todavía se puede identificar de forma fiable, por lo tanto el pulso es regenerado. El circuito que realice esta función a intervalos regulares a lo largo de un sistema de transmisión son llamados repetidores regenerativos.

- b. Los circuitos digitales están menos sujetos a la distorsión y la interferencia que los circuitos analógicos.
- c. Los circuitos digitales son más fiables y se pueden producir a un costo más bajo que los circuitos analógicos. Además, el hardware digital, se presta a una aplicación más flexible que el hardware analógico.
- d. Las técnicas digitales se prestan naturalmente a las funciones de procesamiento de señal que protegen contra la interferencia y bloqueo.
- e. Gran parte de las comunicaciones de datos son de un ordenador a otro, o un instrumento digital o terminal al ordenador. Estas terminaciones digitales son naturalmente mejor atendidas por enlaces digitales.

## **1.2. Justificación del Problema.**

La simulación por ordenador se utiliza a menudo para estimar el rendimiento de la tasa de error de bits (BER) de los sistemas de comunicación digital. Hay una serie de técnicas diferentes en el contexto de simulación que pueden ser utilizados para construir esta estimación. Se proporciona una exposición tutorial de las modulaciones BPSK y QPSK con canales de ruido AWGN que se pueden implementar en MatLab/Simulink.



La probabilidad de error de bits promedio (BEP) del desplazamiento de fase binaria y cuaternaria (BPSK y QPSK, respectivamente) en un solo canal (no diversidad) en la presencia de diferentes tipos de canales de desvanecimiento, error de recuperación de fase y ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN) ha sido evaluado. La pérdida de detección para las dos modulaciones digitales BPSK y QPSK se ha calculado. La exactitud de los resultados se verifica mediante simulación por ordenador. Aunque nuestro enfoque está dedicado a los sistemas de PSK, se puede extender fácilmente a otros esquemas de modulación y deficiencias de ruido.

### **1.3. Definición del Problema.**

Necesidad de realizar el modelamiento de sistemas de comunicaciones digitales a través de canales de ruido AWGN sobre modulaciones digitales BPSK y QPSK utilizando la herramienta de simulación MatLab/Simulink.

### **1.4. Objetivos del Problema de Investigación.**

#### **1.4.1. Objetivo General.**

Realizar la simulación de un modelo de comunicación digital a través de canales de ruido AWGN utilizando las modulaciones BPSK y QPSK.

#### **1.4.2. Objetivos Específicos.**

- Describir el estado del arte de las comunicaciones digitales y modulaciones digitales que forman parte de las redes de nueva generación.

- Desarrollar los modelos de simulación para comunicaciones digitales a través de canales de ruido AWGN mediante las modulaciones BPSK y QPSK.
- Evaluar el desempeño o rendimiento de las comunicaciones digitales en función de la tasa de error de bits (BER).

### **1.5. Hipótesis.**

El presente trabajo de titulación a través del modelamiento de simulación permitirá comprobar el rendimiento o desempeño de un sistema de comunicación digital en relación con la tasa de error de bits (BER) y sin la necesidad de emplear costosos dispositivos tecnológicos.

### **1.6. Metodología de Investigación.**

El presente trabajo de titulación a través del desarrollo de simulaciones para comunicaciones digitales, se considera como paradigma empírico-analítico con enfoque cuantitativo, cuyo procedimiento es experimental de acuerdo a las variables que manipuladas en la simulación.

## **CAPÍTULO 2: Fundamentos de los Sistemas de Comunicaciones Digital**

### **2.1. Introducción.**

El aspecto más importante de cualquier sistema de comunicaciones digital es la velocidad de transmisión requerida. La variabilidad es enorme, incluso dentro de un mismo sistema: la interfaz de teclado de un PC típico, por ejemplo, funciona a varios kbps, que sigue siendo significativamente más rápido que ninguno para escribir. Sin embargo, la interfaz más rápida disponible para adaptadores de gráficos no es lo suficientemente rápido para los últimos juegos, incluso a 40 Gbps (que es el ancho de banda acumulada para enlaces PCIe x16, que es el estándar actual para adaptadores de gráficos).

Otro aspecto, igualmente importante, es la distancia del enlace. ¿A qué distancia están el emisor y el receptor? Una vez más, hay gran variabilidad: el procesador principal de una computadora se comunica con su memoria principal en una distancia que es por lo general menos de 10 cm. Pero cuando se escribe una dirección URL en un navegador Web, usted se comunica con un servidor que está potencialmente en un continente diferente.

En general, la transmisión digital se hace más difícil cuando la velocidad de transmisión y la distancia del enlace se incrementan. Una medida para el esfuerzo necesario para hacer un trabajo de enlace de

comunicaciones digital es el producto ancho de banda-distancia. Un viejo telégrafo, por ejemplo, transmitía unos 100 bps, a una distancia máxima de 20 km. El radio enlace de descarga de la nave espacial *Voyager* transmite datos un poco más rápido, a 160 bps, pero con una increíble distancia de 14.821 millones de km. El producto del ancho de banda-distancia mucho mayor de enlace de la nave espacial sólo puede lograrse con un esfuerzo increíble.

Cada enlace digital consta de tres componentes: un emisor, un medio de transmisión, y un receptor. Por lo general, el medio de transmisión se define primero, dependiendo del ancho de banda de enlaces requeridos, la distancia entre el transmisor y el receptor, y ciertas consideraciones económicas. Los cables de fibra óptica se utilizan para las conexiones de muy alto ancho de banda en entornos de red y de almacenamiento, pero parece como si la "fibra hasta el hogar" (FTTH) podría ser reemplazado por enlaces inalámbricos en un futuro próximo.

## **2.2. Arquitecturas del sistema.**

### **2.2.1. Sistemas síncronos.**

El sistema básico de transmisión digital síncrona utiliza un reloj central que se distribuye tanto en el transmisor (Tx) como en el receptor (Rx) tal como se muestra en la figura 2.1. En cada flanco de reloj, el transmisor asegura los datos de entrada, que luego viaja por la línea de transmisión hacia el receptor. El receptor toma muestras de los datos del siguiente flanco

de reloj. Para los sistemas síncronos de corta distancia, por ejemplo entre un procesador y su memoria, son a menudo paralelos, es decir, que las líneas de datos están sincronizadas entre sí.

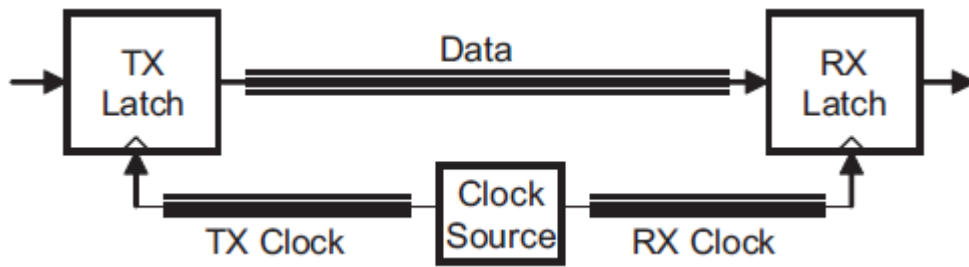


Figura 2. 1: Diagrama de bloques de un sistema síncrono con una fuente de reloj común.  
Fuente:

La figura 2.2 muestra el diagrama de tiempo para un sistema síncrono, con todos los retrasos pertinentes: el retardo de propagación de la señal de reloj de la fuente de reloj al Tx latch ( $T_{ClkTx}$ ) y el Rx latch ( $T_{ClkRx}$ ), el tiempo de que tarda el Tx para almacenar los datos ( $T_{ClkDataOut}$ ), y el retardo de propagación de la ruta de datos ( $T_{DataTxRx}$ ).

En aras de la simplicidad, no incluiremos incertidumbres de temporización en nuestro análisis. A partir de estos retrasos, podemos calcular  $T_{Data}$ , el tiempo en que los datos llegan a la traba del receptor:

$$T_{Data} = T_{ClkTx} + T_{ClkDataout} + T_{DataTxRx}$$

Y también  $T_{sample}$  es el tiempo en que el Rx latch muestra los datos:

$$T_{sample} = T_{ClkRx} + T_{Cycle}$$

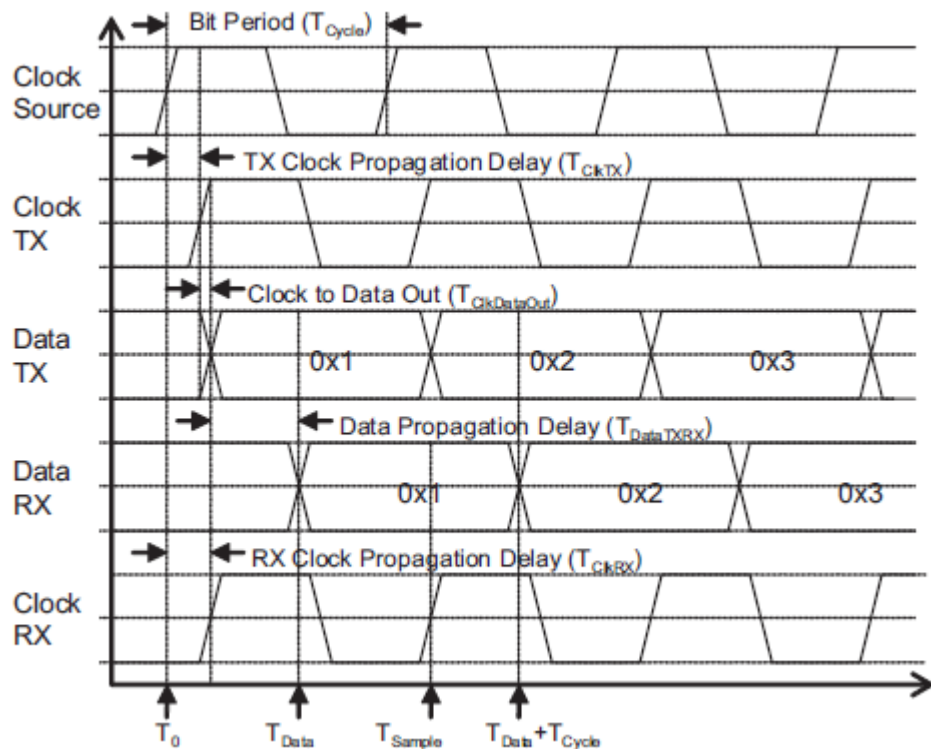


Figura 2. 2: Diagrama de tiempos para un sistema sincronizado con un reloj común.  
Fuente: Viáfara, M., & Romero, A. (2014).

Un requisito adicional del Rx latch, es que los datos de entrada son estables durante algún tiempo antes y después del flanco de reloj de muestreo; adicional se requiere un tiempo de configuración positiva ( $T_{Setup}$ ) y el tiempo de retención ( $T_{Hold}$ ) ¿Cuánto tiempo los datos en el Rx latch son estables antes que el muestreo sea igual a la diferencia de tiempo entre  $T_{sample}$  y  $T_{data}$ ? A fin de mantener el requisito de tiempo de instalación, este valor tiene que ser mayor que el tiempo de configuración:

$$T_{sample} - T_{data} > T_{setup}$$

A continuación, el margen del tiempo de configuración es:

$$M_{setup} = T_{sample} - T_{data} - T_{setup}$$

$$M_{Setup} = T_{ClkRx} + T_{Cycle} - T_{ClkTx} - T_{ClkDataout} - T_{DataTxRx} - T_{Setup}$$

A partir de esto, podemos calcular el tiempo de ciclo mínimo, mediante el establecimiento del margen de configuración a cero:

$$T_{Cycle_{min}} = -T_{ClkRx} + T_{ClkTx} + T_{ClkDataout} + T_{DataTxRx} + T_{Setup}$$

Si un sistema tiene margen de configuración insuficiente, podemos aumentar o bien el tiempo de ciclo (que el sistema sea más lento) o el retardo de propagación de reloj en el RX, o podemos disminuir tanto el retardo de propagación de reloj en el TX o el retardo de propagación de datos.

¿Por cuánto tiempo los datos en el Rx latch es estable después de que el muestreo es igual a la diferencia de tiempo entre  $T_{Data}$  más un ciclo, menos el tiempo  $T_{Sample}$ ? Este valor tiene que ser mayor que el tiempo de retención:

$$T_{Data} + T_{Cycle} - T_{Sample} > T_{Hold}$$

A continuación, el margen de tiempo de espera es:

$$M_{Hold} = T_{Data} + T_{Cycle} - T_{Sample} - T_{Hold}$$

$$M_{Hold} = T_{ClkTx} + T_{ClkDataout} + T_{DataTxRx} - T_{ClkRx} - T_{Hold}$$

Hay que tener en cuenta que el margen de tiempo de espera es independiente del tiempo de ciclo; el requisito del tiempo de espera no se relaja si el sistema funciona a una velocidad más lenta. Con el fin de tener

un margen de tiempo de espera, podemos disminuir el retardo de propagación de reloj en el Rx, o podemos aumentar ya sea el retardo de propagación de reloj en el Tx o el retardo de propagación de datos.

Por ejemplo, un sistema síncrono en paralelo de 8 bits con el transceptor 74ACT646 (véase la figura 2.3). La distancia entre el Tx y el Rx es de 6 pulgadas, que es equivalente a un retardo de propagación de aproximadamente 1 ns en una placa de circuito impreso FR4.

Por simplicidad, se supone que la fuente de reloj esta exactamente en el medio, entre el Tx y el Rx, por lo que tanto  $T_{ClkTx}$  y  $T_{ClkRx}$  es 0.5 ns. El 74ACT646 tiene el peor de los casos de configuración de tiempo especificada de 5 ns, un tiempo de retención de 0 ns, y un tiempo de reloj de los datos de salida de 12 ns. De la ecuación  $T_{Cycle_{min}} = -T_{ClkRx} + T_{ClkTx} + T_{ClkData_{out}} + T_{DataTxRx} + T_{Setup}$ , se calcula el tiempo de ciclo mínimo en 18 ns, lo que nos da una frecuencia de funcionamiento máxima de 55.55 MHz; el margen de tiempo de espera para esta configuración es 13 ns. Si ponemos la fuente de reloj en el transmisor (de modo que  $T_{ClkTx}$  es igual a 0 ns y  $T_{ClkRx}$  es igual a 1.0 ns), el tiempo de ciclo mínimo es de sólo 17 ns, por lo que puede funcionar a frecuencias de hasta 58.82 MHz, aún sin violar el tiempo de espera requerida (el margen de tiempo de espera para esta configuración es 12 ns).



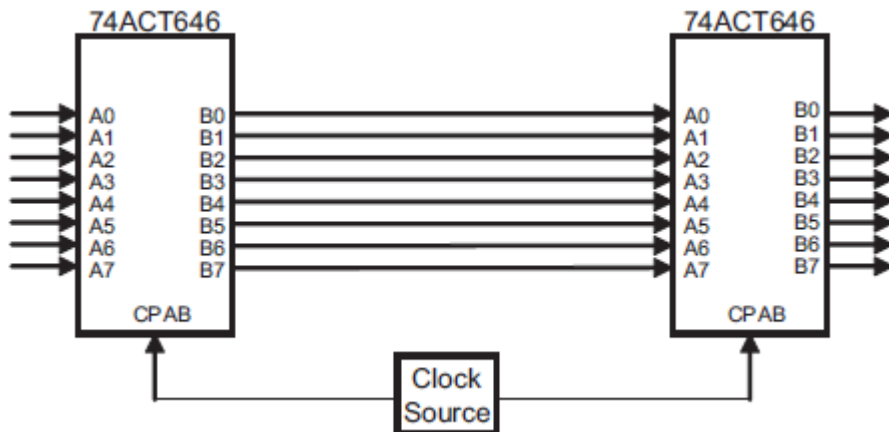


Figura 2. 3: Ejemplo de un sistema síncrono paralelo con 74ACT646.  
Fuente: Viáfara, M., & Romero, A. (2014).

### 2.3. Códigos de Línea de Señales Digitales

Cuando se envían datos binarios a través de un enlace, está representado por una cantidad física en el medio de transporte. En los enlaces eléctricos, eso es por lo general un voltaje o corriente, mientras que los sistemas ópticos utilizan la intensidad de la luz; y los enlaces de radio inalámbricos utilizan a menudo la fase y la frecuencia de una portadora de la señal. Mientras que los códigos de línea determinan cómo se representan los datos binarios en el enlace.

Viáfara, M., & Romero, A. (2014) indica que numerosos esquemas de codificación están disponibles, y cuál es el mejor para cualquier aplicación dada, depende de muchos factores. Rodríguez, S., Ayala, A., Mendoza, B. R., & González, O. (2012) la codificación puede influir en el espectro de frecuencias, el contenido de corriente continua, y la densidad de transición de la corriente de datos resultante. La eficiencia de la codificación determina

el enlace del ancho de banda requerida, y el costo de la implementación depende de la complejidad del código.

### **2.3.1. Propiedades de datos binarios.**

#### **2.3.3.1 Densidad de marcas.**

La densidad de marcas (*Mark Density, MD*) de una configuración de datos binarios está definida como la cantidad de un solo bits en el patrón, dividido por la longitud del patrón:

$$MD = \frac{N_{One}}{N_{One} + N_{Zero}}$$

Donde  $N_{One}$  es el número de 1s en el patrón, y  $N_{Zero}$  es el número de 0s. Los rangos de la densidad de marca está entre 0.0 a 1.0, en donde los extremos están marcados por todos los 0s ( $N_{One}$  igual a 0) y todos 1s ( $N_{Zero}$  igual a 0). Los datos aleatorios están exactamente en medio del alcance: donde contiene la mayor cantidad de bits de 1s como bits de 0s, y por lo tanto su densidad de marca a largo plazo es 0.5.

Si representamos un bit cero por un 0.0 y un bit por un 1.0, la densidad de marca es igual al tiempo promedio durante el patrón. Por lo tanto, es una medida directa para el contenido de DC de la señal. Un modelo con una densidad de marca de 0.5, por tanto, es también llamado un patrón DC equilibrado. Un patrón DC equilibrado es una propiedad importante en algunas aplicaciones; si es necesario para mantener un nivel DC en el enlace, entonces los amplificadores y otros componentes del sistema

necesitan ser DC acoplados, a menudo conducen a un diseño más complicado y problemático.

### **2.3.3.2 Densidad de Transición.**

La densidad de transición (*Transition Density, TD*) de un patrón de datos se define como el número de transiciones en el patrón, dividido por la longitud del patrón:

$$TD = \frac{N_T}{N_{One} + N_{Zero}}$$

Donde  $N_T$  es el número de transiciones en el patrón,  $N_{One}$  es el número de 1s y  $N_{Zero}$  es el número de 0s. La densidad de transición varía de 0.0 a 1.0, donde los extremos se caracterizan por patrones estáticos (todos ceros o todos unos) y patrones de alternancia. Los datos aleatorios están de nuevo exactamente en el centro del alcance: esto debido a que la probabilidad de que dos bits consecutivos sean idénticos a 0.5, entonces la densidad de transición es también 0.5.

### **2.3.3.3 Distribución de la longitud de ejecución.**

La distribución de la longitud de ejecución de un patrón de datos brinda las probabilidades relativas de ejecuciones consecutivas de bits idénticos. Las ejecuciones más largas crean estrés en muchas aplicaciones, ya sea a causa de una excesiva interferencia entre símbolos (ISI) o divagación de línea de base debido a la disparidad local.

## **2.3.2. Códigos binarios de Línea**

### **2.3.2.1. Código de No Retorno a Cero, NRZ.**

El formato de no retorno a cero (NRZ) para Fajardo B, M. (2014), es la representación prototípica de datos binarios, donde un estado lógico “0” se transmite como un nivel de señal, y un estado lógico “1” como otro nivel. Los niveles cambian en los límites de bits sólo si un valor de bit cambia y permanece estable durante toda la duración del período de bit. Si el nivel que representa el estado lógico bit “0” es más bajo que el nivel para un estado lógico “1” a esto lo llamamos lógica positiva y los niveles respectivos son entonces llamados de bajo y de alto nivel.

Según Breskin, V., et al. (2012) la codificación de NRZ es esencialmente libre, porque los datos binarios ya están almacenados en este formato en los CPUs y otros dispositivos digitales. Es por tanto el esquema de codificación más utilizada y la referencia para todos los demás esquemas de codificación en términos de propiedades de la señal, la eficiencia y esfuerzo de implementación.

Para Viáfara, M., & Romero, A. (2014) las señales de NRZ siempre tienen una señal de reloj asociada con ellos, incluso si no se transmite junto con los datos. En la figura 2.4 se muestra la representación NRZ de una secuencia de datos corta, junto con una señal de reloj. Nótese cómo los cambios en la señal de datos caen sobre el flanco de bajada del reloj; el receptor lo muestrea en el flanco de subida. También hay sistemas que

trabajan con un reloj invertido. Los datos luego cambian en el flanco ascendente, y las muestras de receptor en el flanco de reloj caen.

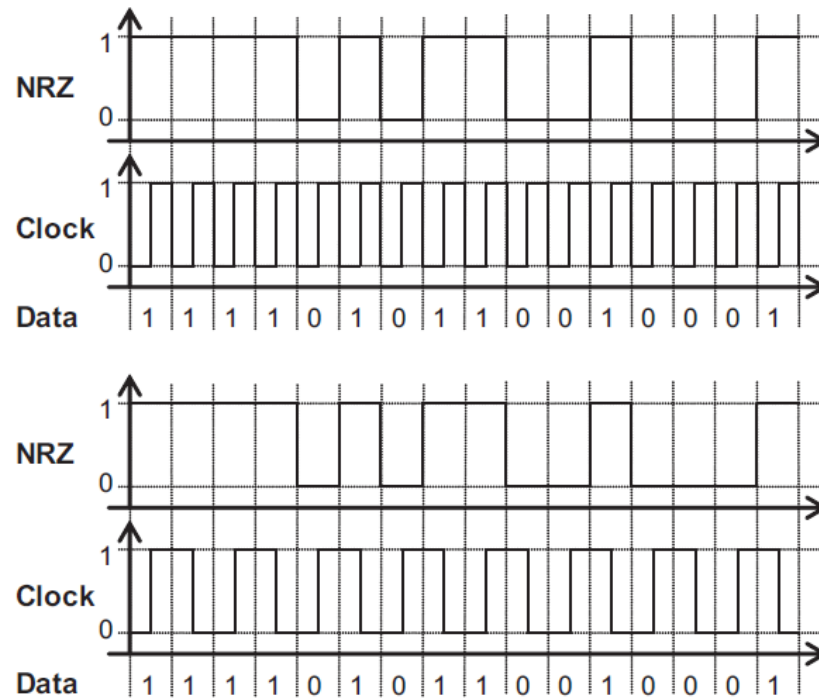


Figura 2. 4: Codificación NRZ de una secuencia de datos corta para: (arriba) una sola velocidad de reloj y (abajo) doble velocidad de velocidad.

Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

La señal de reloj para la transmisión de NRZ generalmente funciona a una frecuencia base de los datos: para una señal de 10 Gbps, la frecuencia de reloj es de 10 GHz (velocidad de datos única, SDR). Una variante de la transmisión de NRZ, es que utiliza una señal de reloj a la mitad de velocidad (5 GHz para 10 Gbps), y las muestras de receptor de los datos, tanto en los flancos ascendente y descendente del reloj conocido como doble velocidad de datos (DDR) de transmisión.

Las propiedades de los datos con el formato NRZ dependen enteramente de los datos en sí. El inconveniente de la codificación de NRZ

es que tanto el contenido DC, como el espectro de frecuencias, y la densidad de transición dependen de la secuencia de datos. Para ejecuciones extensas de 0s o 1s causan problemas en algunas aplicaciones debido a efectos tales como fluctuación lenta de línea base y el ISI, o porque no hay suficientes transiciones para la recuperación de datos de reloj.

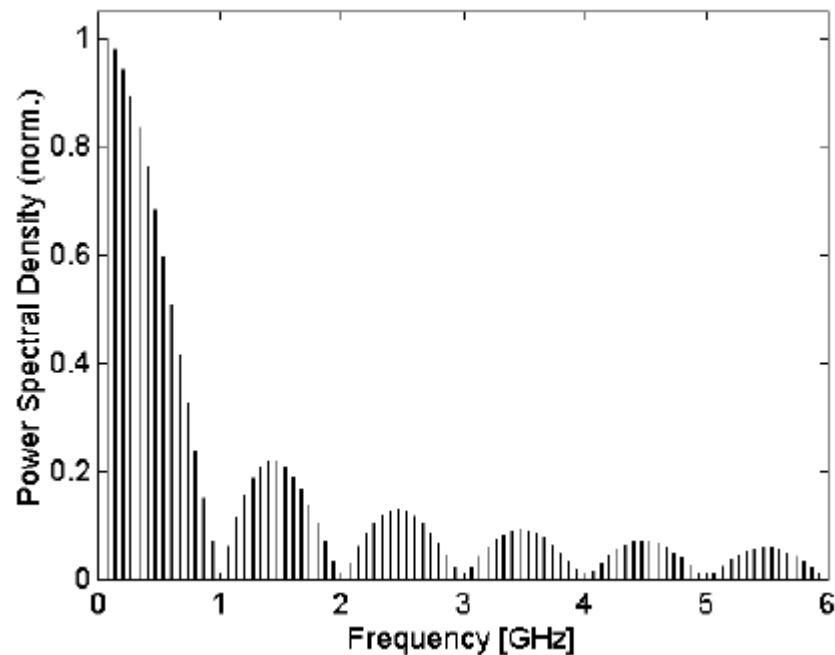


Figura 2. 5: Densidad espectral de potencia para los datos con formato NRZ a 1 Gbps con patrón Toggle (101 010...)  
Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

Las figura 2.5 y 2.6 muestra las densidades espectrales de potencia de dos secuencias cortas de datos con formato NRZ. Obsérvese cómo ambos espectros tienen potencia nula en múltiples señales, por ejemplo, 1 GHz, 2 GHz, 3 GHz. El espectro de la secuencia binaria pseudo-aleatoria (*Pseudo-Random Binary Sequence, PRBS*) sigue la típica envolvente de sinc (seno cardinal), con nulos en los múltiplos de la velocidad de datos.

Debido a los tiempos de subida muy rápidos que hemos utilizado para crear el espectro, hay contenido espectral significativo en frecuencias muy altas. El espectro para el patrón Toggle es igual a la de una onda cuadrada de 500 MHz. Los espectros de todos los patrones 0s o 1s son iguales a cero, con la excepción de un valor DC.

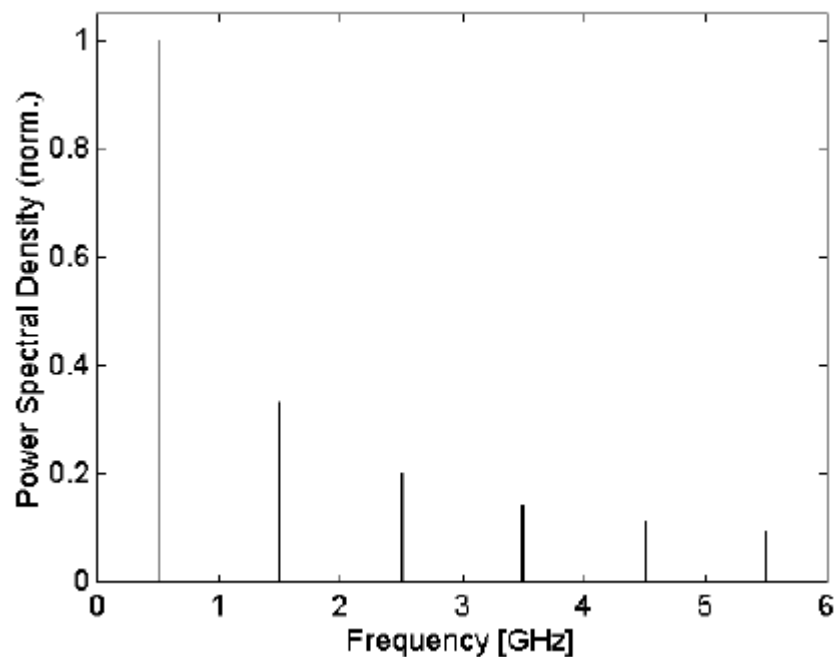


Figura 2. 6: Densidad espectral de potencia para los datos con formato NRZ a 1 Gbps para densidades de potencia normalizadas a una potencia máxima de 1.0.  
Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

### 2.3.2.2. Código de Retorno a Cero.

El código de retorno a cero (RZ) para Fajardo B, M. (2014), representa el estado lógico cero como un bajo nivel estático y el estado uno como un pulso de alto nivel corto. La señal siempre vuelve al nivel que representa un estado cero inmediatamente después del alto nivel, de ahí el nombre. Las señales de RZ se pueden crear fácilmente a partir de señales NRZ, por un binario AND del NRZ y un reloj. La anchura de los impulsos depende del

ciclo de trabajo del reloj. La figura 2.7 muestra la representación de RZ de una secuencia de datos cortos con ciclos de trabajo de 50% y 25%.

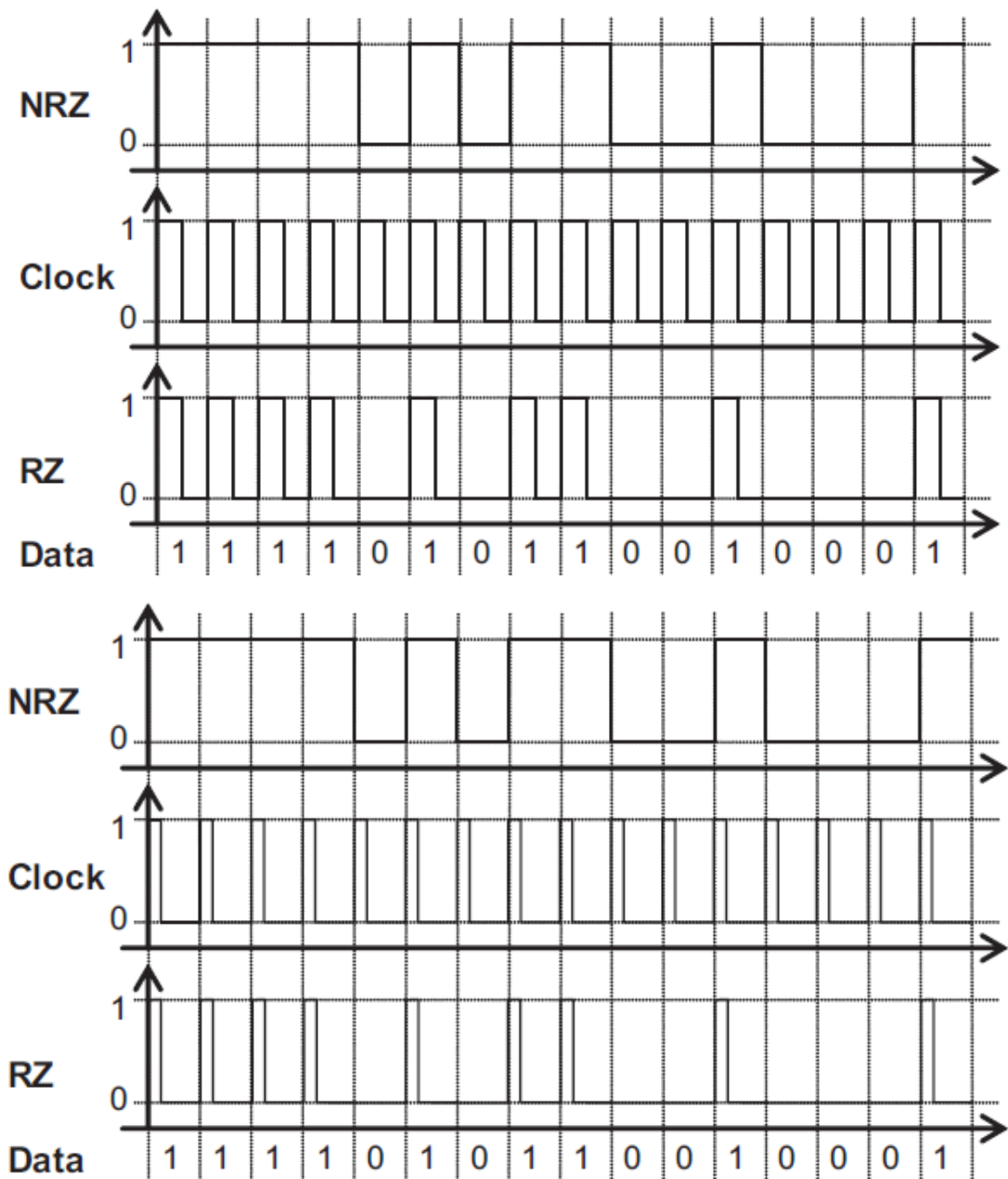


Figura 2. 7: Codificación RZ de una secuencia de datos corta para: (arriba) ciclo de trabajo del 50% y (abajo) ciclo de trabajo del 25%.

Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

Según Breskin, V., et al. (2012) la codificación RZ se utiliza principalmente en sistemas de transmisión ópticos, ya que minimiza el



consumo de energía y los efectos de dispersión del sistema en distorsión de la señal óptica. Bits de 1s consecutivos llevan una sola transición cada uno, por lo que la recuperación de datos de reloj es bastante fácil con esta codificación, siempre que la señal no consista en ceros. Las señales también llevan contenido significativo DC, que sin embargo no es un factor en sistemas ópticos.

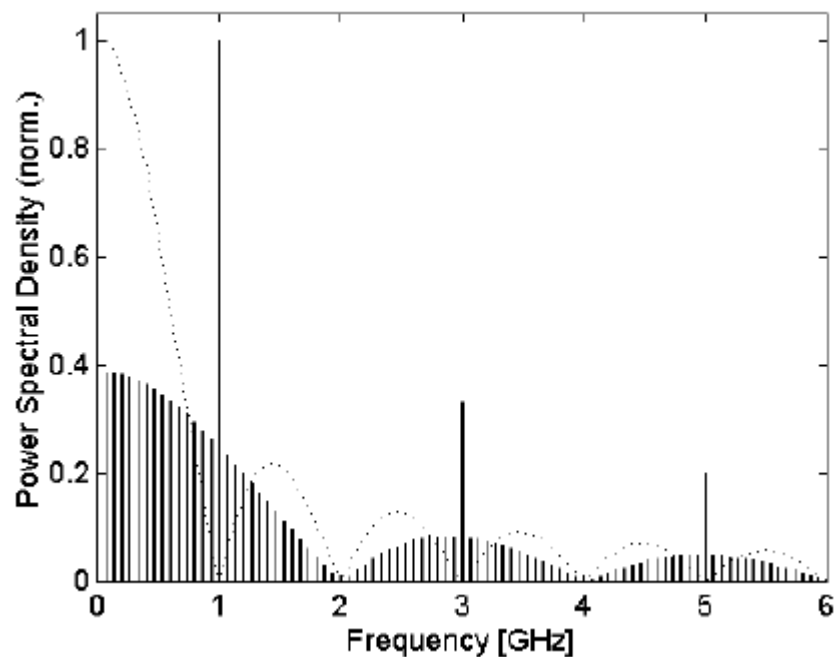


Figura 2. 8: densidad espectral de potencia de una secuencia de datos de RZ con formato corto a 1 Gbps para un ciclo de trabajo del 50% para densidades de potencia normalizadas en comparación con el NRZ (línea punteada).

Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

El ancho de banda de la señal de datos codificada de RZ, es significativamente mayor que la de los datos de NRZ, por lo menos por un factor de dos (para un ciclo de trabajo del 50%). Las densidades espectrales para las señales codificadas de RZ (véase la figura 2.7) se muestran en las figuras 2.8 y 2.9. La señal con un ciclo de trabajo del 50% tiene significativamente menos energía a frecuencias más bajas que la señal de

NRZ y picos muy distintos en la tasa de datos y sus armónicos pares. La señal de ciclo de trabajo del 25% tiene menos contenido de baja frecuencia, pero los picos distintos en todos los múltiplos enteros de la velocidad de datos.

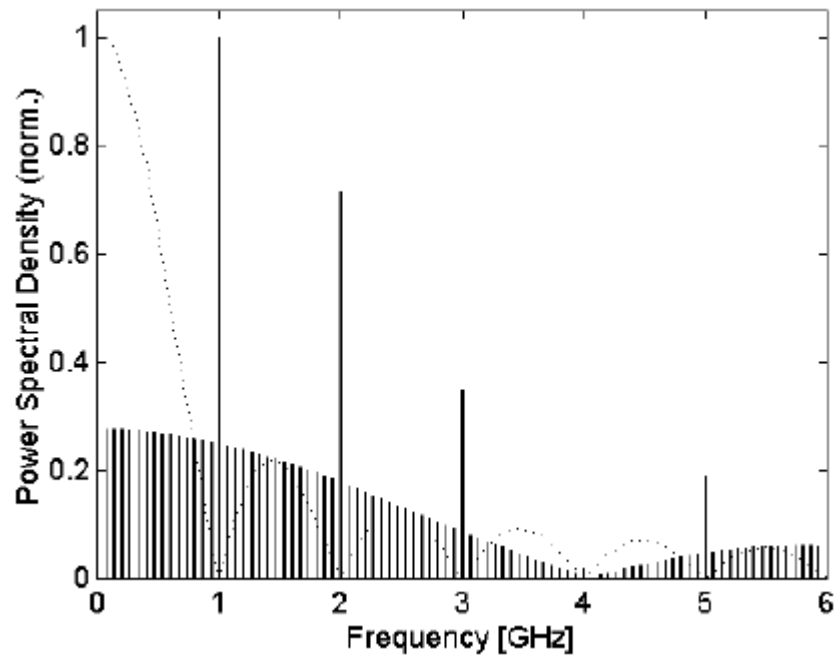


Figura 2. 9: Densidad espectral de potencia de una secuencia de datos RZ con formato corto a 1 Gbps con ciclo de trabajo del 25% para densidades de potencia normalizadas en comparación con el NRZ (línea punteada).

Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

### 2.3.2.3. Código de Retorno a Uno

El código de retorno a uno (R1), utiliza un alto nivel estático para la lógica de estado “1” y un pulso corto de bajo nivel para un “0”. La creación de una señal con formato R1 a partir de datos NRZ es un poco más complicado que con el formato RZ, ya que son datos binarios AND del NRZ invertidos con el reloj, y el resultado invertido de nuevo, tal como se muestra en la figura 2.10. Las propiedades de los datos codificados R1 son muy similares a las de los datos codificados de RZ, con la excepción del

contenido de DC, que es significativamente mayor que para señales codificadas de RZ.

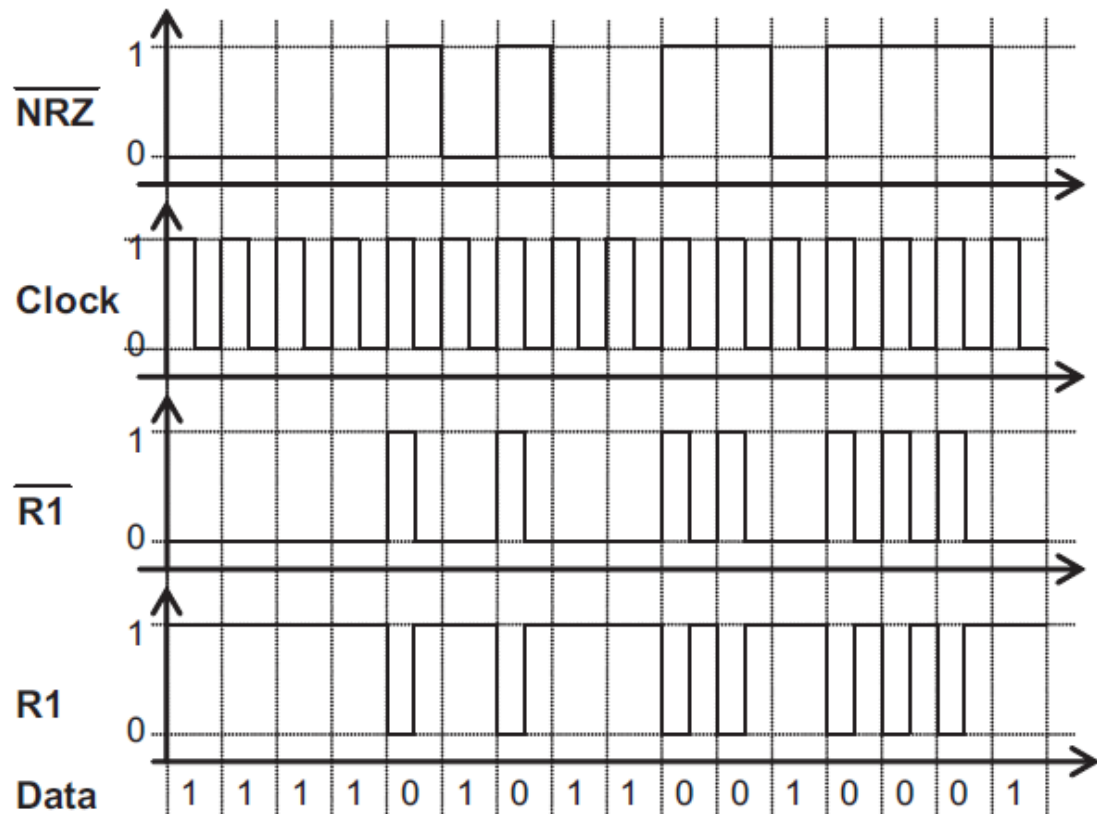


Figura 2. 10: Codificación R1 de una secuencia de datos corta.  
Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

#### 2.3.2.4. Código Manchester

El código Manchester para Fajardo B, M. (2014), se genera a partir de datos de NRZ por un binario XOR con una señal de reloj. Puesto que hay dos posibles fases de reloj, también hay dos variantes de código Manchester. Los datos codificados tienen una transición en el medio de cada bit, y la dirección de esta transición indica un binario 0 o 1. La variante original de Manchester, es que utiliza un flanco de bajada de un 1 y un flanco

de subida para un 0; la otra variante es el inverso exacto. Estas variantes se muestran en la figura 2.11.

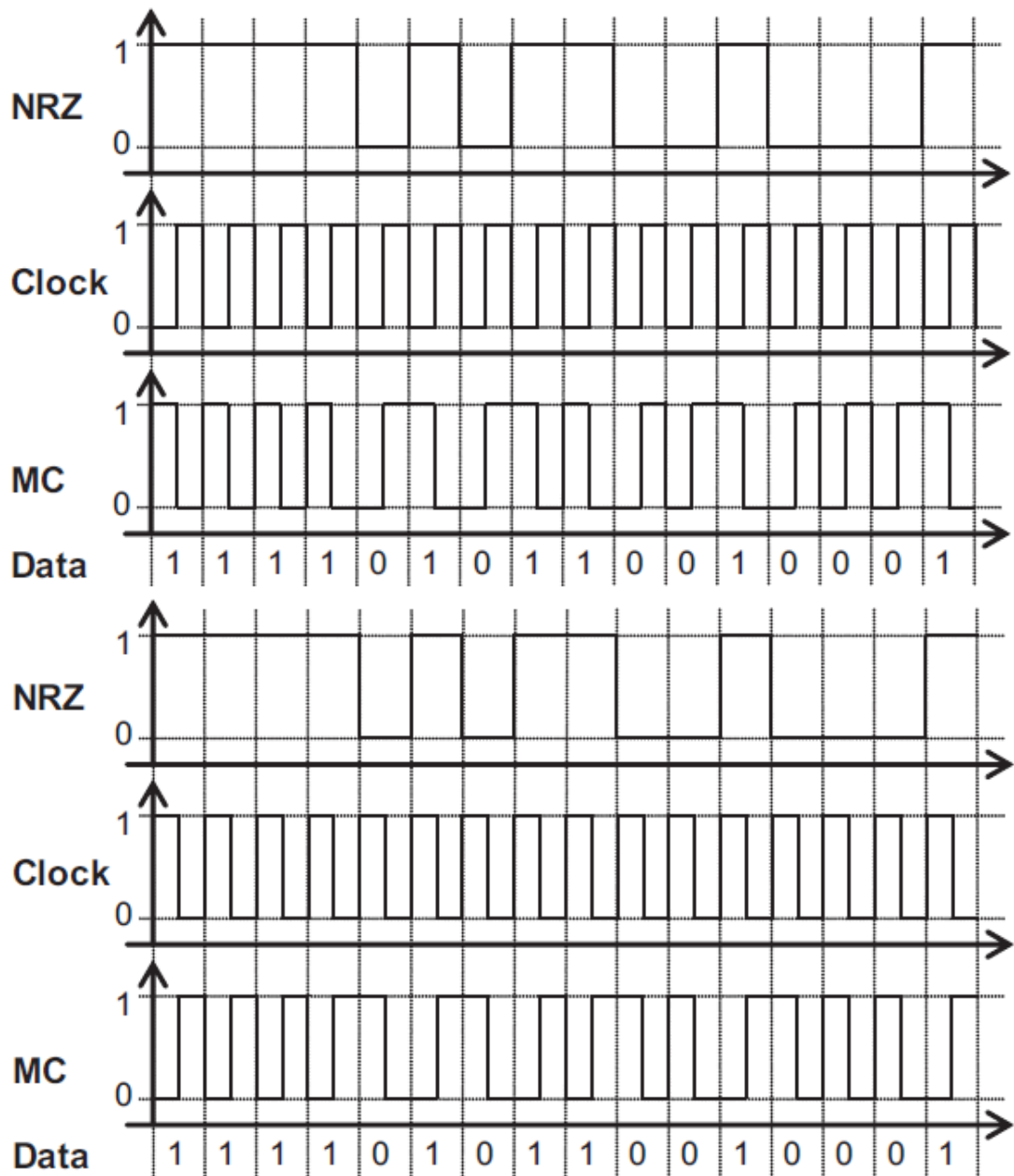


Figura 2. 11: Representación del código Manchester de una secuencia de datos corta para: (arriba) una variante "10" y (abajo) una variante "01".

Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

Para Viáfara, M., & Romero, A. (2014), el código Manchester es muy atractivo para aplicaciones de reloj incrustados porque forzó al menos una

transición por bit, incluso si los datos es una constante 0 o 1. También es un código DC equilibrado. Sin embargo, el precio de esto es un ancho de banda significativamente mayor en relación a los datos de NRZ. La figura 2.12 y 2.13 muestran las densidades espectrales para dos secuencias de datos cortas. En comparación con el espectro de NRZ (líneas punteadas), el espectro de PRBS tiene significativamente menos contenido espectral en las frecuencias bajas, pero mayor espectro a frecuencias más altas.

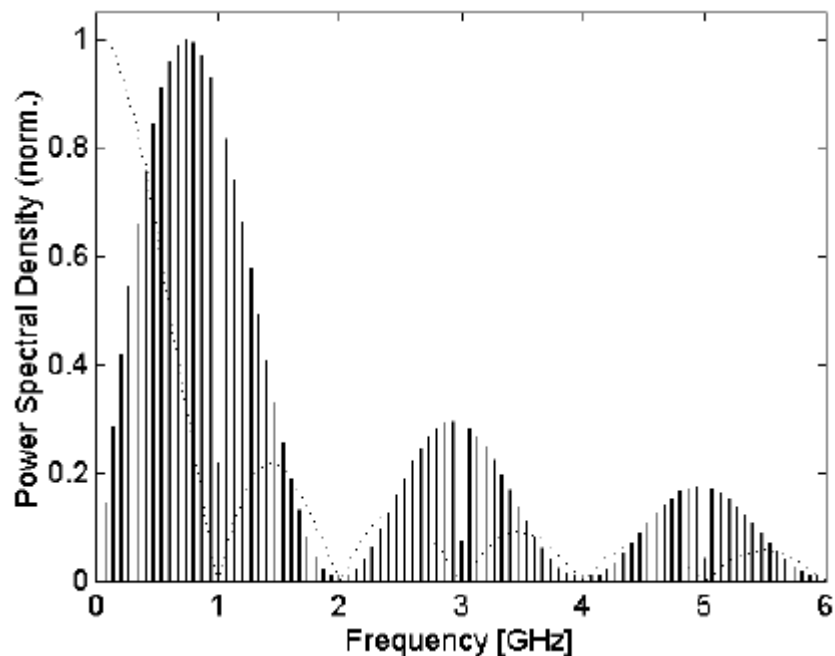


Figura 2. 12: Densidad espectral de potencia de datos codificados Manchester a 1 Gbps para PRBS cuando la densidad de potencia se normaliza para la comparación con el formato NRZ (línea punteada).

Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

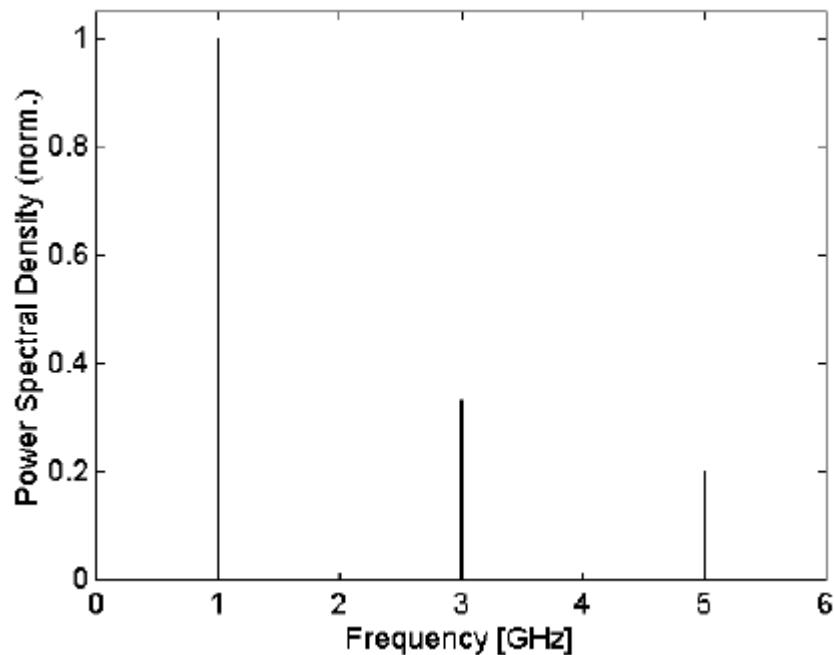


Figura 2. 13: Densidad espectral de potencia de datos codificados Manchester a 1 Gbps para una constante (111 111...) cuando la densidad de potencia se normaliza para la comparación con el formato NRZ (línea punteada).

Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

### 2.3.2.5. Código invertido de no retorno a cero

El código invertido de no retorno a cero (NRZI) no es, como su nombre indica, la mera inversión de una señal codificada de NRZ; es un ejemplo de un código diferencial, donde el estado de la señal depende tanto de la corriente y el bit anterior. Una señal codificada de NRZI cambia su estado cuando el bit actual es un "1" lógico, pero se mantiene constante si el bit actual es un "0" lógico (véase la figura 2.14). El uso de las transiciones en lugar de niveles hace que la detección sea menos propensa a errores en entornos de ruido, y la polaridad de la señal sería insignificante. Se utiliza la codificación de NRZI, por ejemplo, en USB.

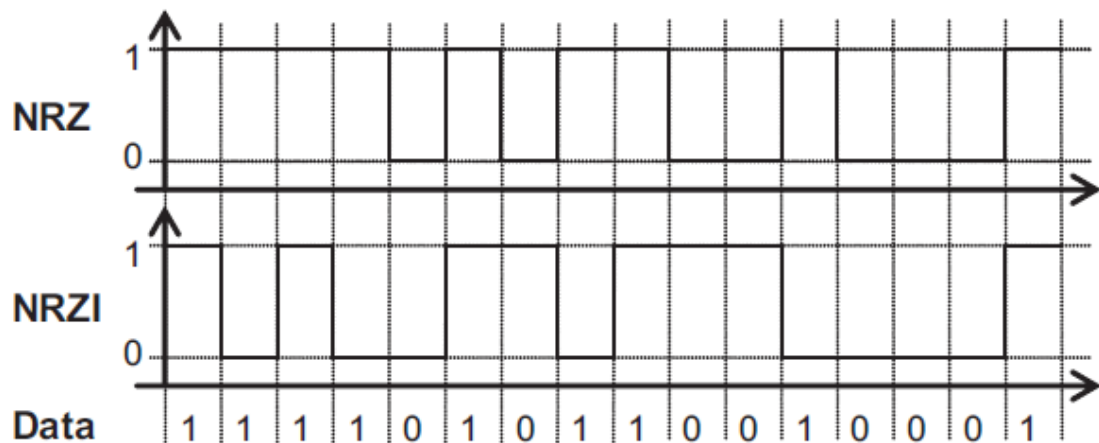


Figura 2. 14: Codificación de NRZI de una secuencia de datos corta.  
 Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

Las propiedades de la señal de datos codificados de NRZI, son similares a las de los datos NRZ, es decir, que la densidad de transición puede ser de entre 0.0 (para un patrón constante cero) y 1.0 (para un patrón constante uno), y el contenido espectral de los datos aleatorios es exactamente el mismo que para NRZ. El código NRZI por lo tanto, no es suficiente para permitir la transmisión de datos con la recuperación de reloj, o para limitar la cantidad de ISI.

### 2.3.2.6. Código Manchester diferencial

El código Manchester diferencial (DMC), es una combinación de Manchester y NRZI, ya que utiliza transiciones en medio del bit, pero la dirección de transición cambia con cada "1" en el flujo de datos tal como se muestra en la figura 2.15. Esta codificación puede ser generada por una función XOR de los datos codificados de NRZI y una señal de reloj. DMC es también conocido como un código condicional en fase (CDP) y se utiliza en las redes LAN Token Ring (IEEE 802.5).

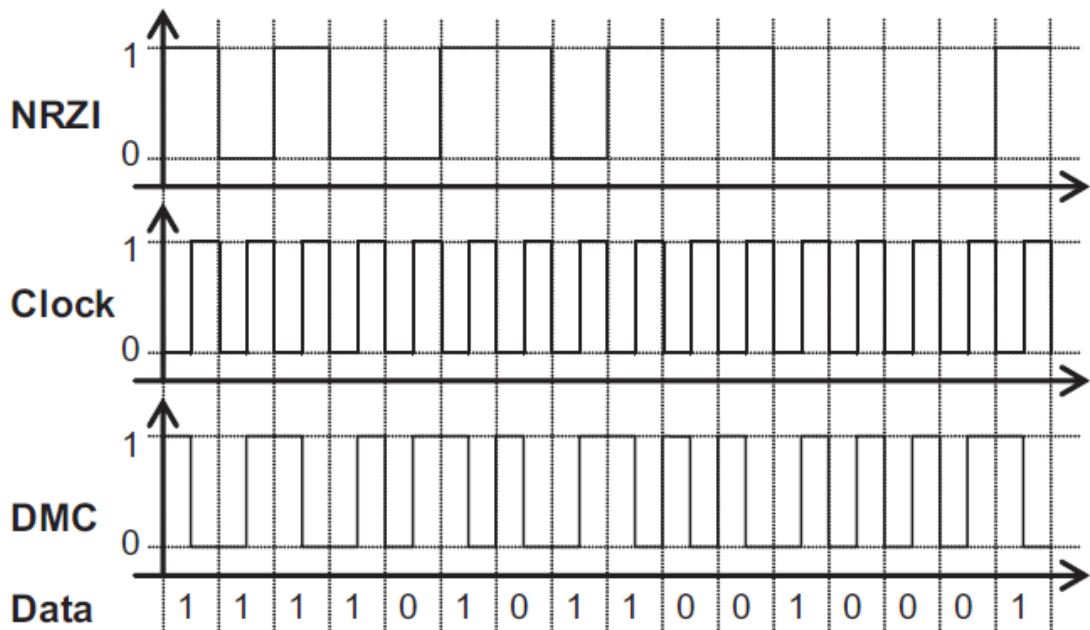


Figura 2. 15: Codificación Manchester diferencial de una secuencia de datos corta.  
Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

Las propiedades de datos que se codifica con DMC son muy similares a los del código Manchester puro, ya que la señal DC es equilibrada, hay al menos una transición por bit, y el espectro tiene un bajo contenido en frecuencias más bajas, pero significativamente tiene más contenido en frecuencias altas que los datos de NRZ.

### 2.3.3. Códigos de Línea Multinivel.

#### 2.3.3.1. Código Bipolar de Retorno a Cero.

Una variante del código de RZ es la codificación bipolar de retorno a cero (BPRZ), donde la señal vuelve a un nivel intermedio de cero después de ambos bits 0 y 1 (véase la figura 2.16). Según Fajardo B, M. (2014) hay dos transiciones por bit, lo que hace que la sincronización del receptor sea bastante fácil. El inconveniente es la circuitería bastante complicada y un



requisito de ancho de banda incluso mayor que para datos de RZ y R1. Mientras que la densidad espectral de potencia para una secuencia de datos con formato BPRZ se muestran en las figuras 2.16 y 2.17.

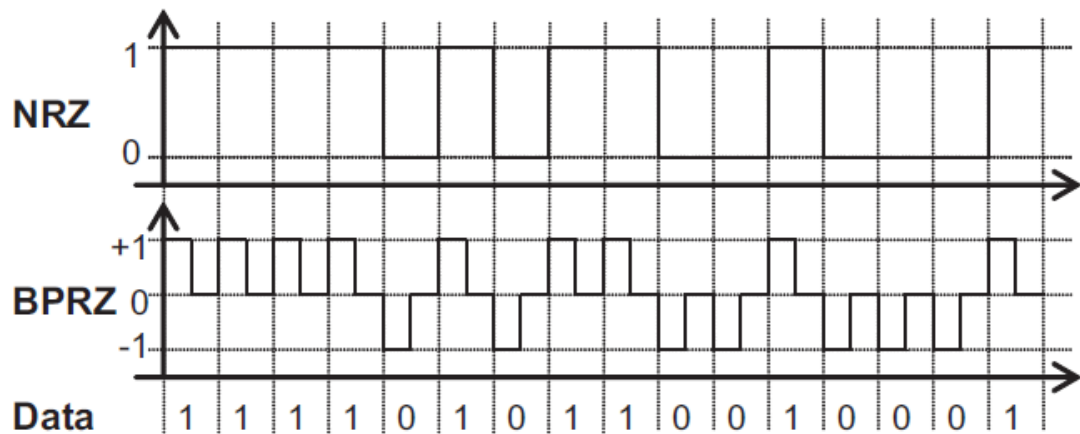


Figura 2. 16: Codificación BPRZ de una secuencia de datos corta.  
Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

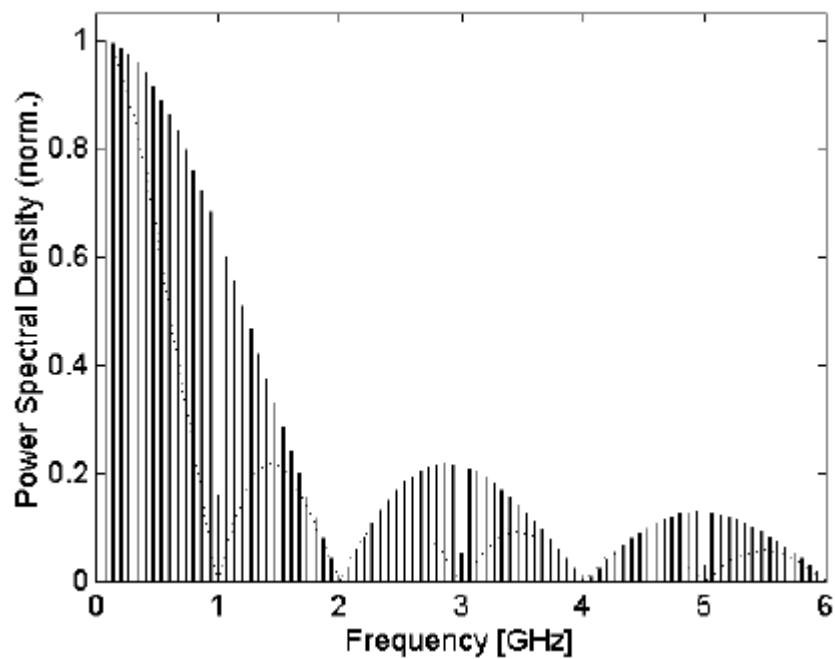


Figura 2. 17: Densidad espectral de potencia de una secuencia de datos BPRZ con formato corto, a 1 Gbps con ciclo de trabajo del 50% donde la densidad de potencia se normaliza para la comparación con el formato NRZ (línea punteada).  
Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

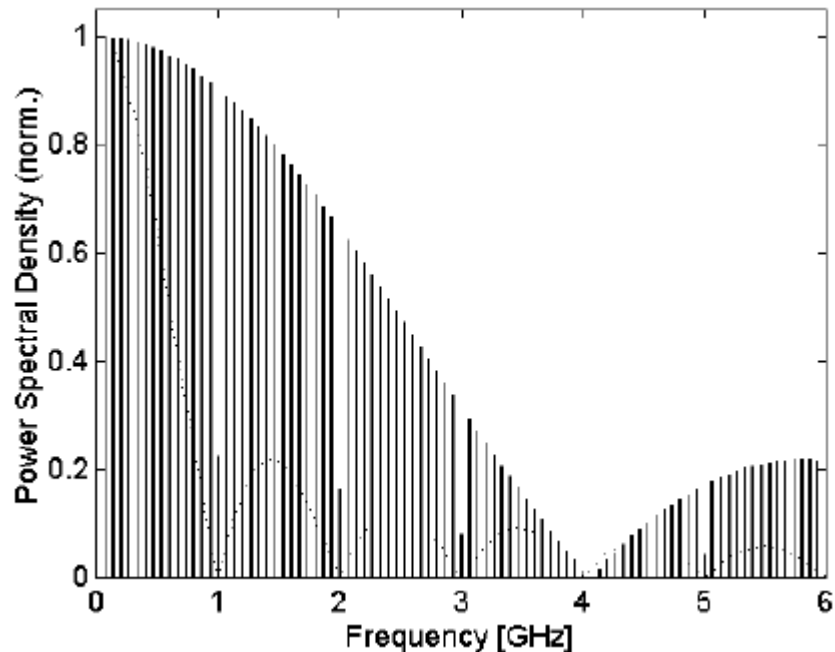


Figura 2. 18: Densidad espectral de potencia de una secuencia de datos BPRZ con formato corto, a 1 Gbps con ciclo de trabajo del 20% donde la densidad de potencia se normaliza para la comparación con el formato NRZ (línea punteada).

Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

### 2.3.3.2. Modulación por amplitud de pulsos, PAM.

La modulación por amplitud de pulsos (PAM), es una clase de códigos de múltiples niveles que codifica varios bits consecutivos en uno de varios niveles. PAM-4, por ejemplo, codifica “dos” bits en uno de cada cuatro niveles tal como se muestra en la figura 2.19. La demodulación se realiza mediante la detección del nivel de la señal una vez por período de cada símbolo. Los datos codificados en PAM-4 tienen mucho menos contenido de alta frecuencia que, por ejemplo, los datos NRZ porque el nivel de señal cambia solo para todo otro bit. Sin embargo, el costo se incrementa para el transmisor y especialmente para el receptor, y una relación más baja de señal-a-ruido si se utilizan los mismos niveles.

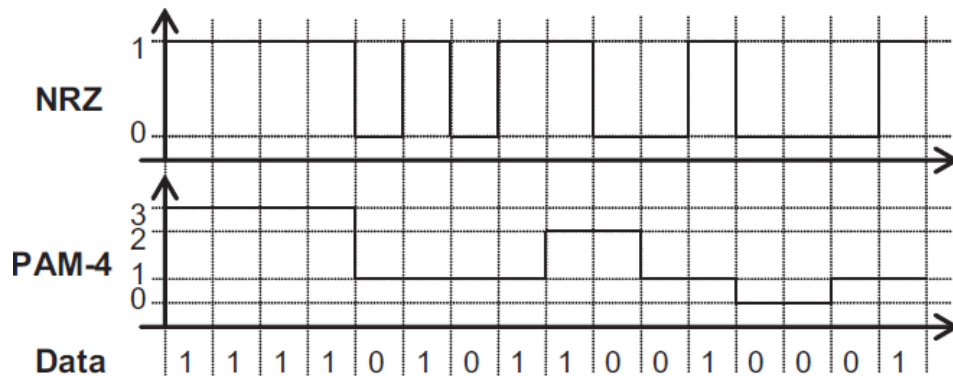


Figura 2. 19: PAM-4 de codificación de una secuencia de datos corta (PRBS 2 4 -1)  
 Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

Solo PAM-4 no es suficiente para los sistemas del reloj incrustados, ya que no garantiza la densidad de transición, ya que los patrones constantes de 0 o 1 se codifican como niveles DC. Las figuras 2.20 y 2.21 muestran las densidades espectrales de potencia para secuencia de datos codificados PAM-4.

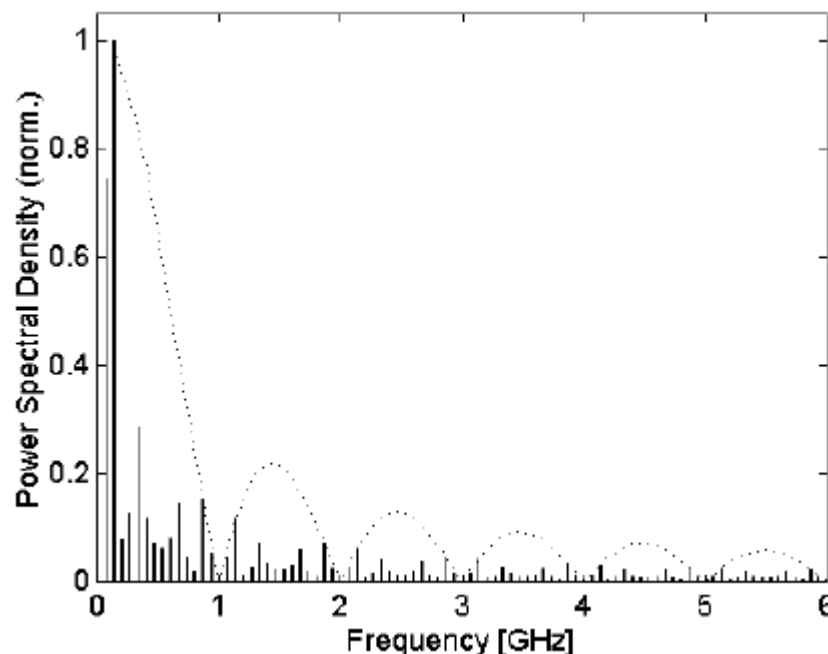


Figura 2. 20: Densidad espectral de potencia para los datos codificados PAM-4 a 1 Gbps con PRBS donde la densidad de potencia se normaliza para la comparación con el formato NRZ (línea punteada).  
 Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

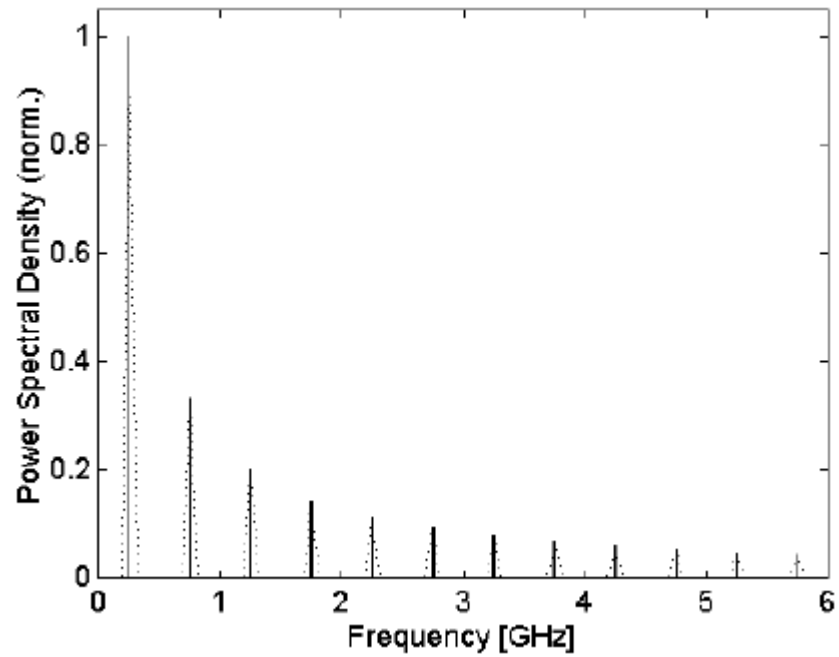


Figura 2. 21: Densidad espectral de potencia para los datos de PAM-4 codificado a 1 Gbps con Toggle de tasa media (11001100...) donde la densidad de potencia se normaliza para la comparación con el formato NRZ (línea punteada).

Fuente: Rodríguez, S., et al. (2012)

## **CAPÍTULO 3: DESARROLLO DE SIMULACIONES EN SIMULINK.**

### **3.1. Desempeño de la tasa de bits erróneos de BPSK y QPSK a través de canales de ruido AWGN.**

Este capítulo de aportes del trabajo de titulación, introduce varios tópicos de la plataforma MatLab/Simulink utilizando las modulaciones binarias por desplazamiento de fase binaria (BPSK) y cuaternaria (QPSK).

Específicamente estos tópicos abarcan:

- Los diferentes pasos para la creación de un modelo en Simulink.
- Las opciones de menú disponibles.
- La descripción de las entradas y salidas en las simulaciones.
- Los cálculos basados en muestras y en cuadros.
- Las representaciones de las señales complejas.
- Simulaciones de la tasa de bits erróneos (BER) de BPSK y resultados teóricos.
- Comparación de ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN) y bloques de la librería “Gauss” de Simulink.
- Desempeño de la tasa de símbolos erróneos de QPSK.
- Desempeño de la tasa de error de punto fijo.

### **3.2. Creación de un modelo en Simulink en pasos simples.**

La simulación BPSK para calcular la tasa de error de bits (BER) será desarrollado a través de una secuencia de pasos como sigue:

- Comenzar con el modelo Simulink BPSK simple en una configuración punta a punta (back to back), sin ruido aditivo y verificar el funcionamiento correcto (paso 1).
- Anadir un bloque AWGN con muy alta relación  $E_b/N_0$  tal que el ruido aditivo no introduzca errores y verificar el funcionamiento correcto (paso 2).
- Añadir un scope (osciloscopio) en la salida del modulador BPSK y en la entrada del demodulador BPSK y observar múltiples errores de la  $E_b/N_0 = -10$  dB (paso 3).
- Añadir un bloque de cálculo de la tasa de error y una pantalla asociada para producir una estimación de la BER para un valor de  $E_b/N_0$  especificado (paso 4).
- Agregar un bloque de información para mostrar la señal y los tipos de puerto de datos (paso 5).

La figura 3.1 muestra un modelo en Simulink que será modificado más adelante para calcular la BER de BPSK. Los bloques son una fuente aleatoria entera, un modulador BPSK, un demodulador BPSK y varios bloques de salida utilizados para transferir datos al espacio de trabajo de MATLAB. La selección del menú para el bloque de origen aleatorio entero se muestra en la figura 3.2. En el menú, los números binarios se seleccionan con  $M=2$  y la inicialización aleatoria (random seed) igual a 37. Este es un cálculo basado en muestras donde las muestras individuales se emiten en

intervalos de 1 s. Las salidas de este bloque son números aleatorios de doble precisión que son 0 o 1.

El menú del modulador BPSK se muestra en la figura 3.3, donde se selecciona un ángulo de fase cero, como se muestra en la figura 3.4, mediante clic en el botón “*View Constellation*” (Ver Constelación). Se produce el desplazamiento de fase correspondiente en el demodulador BPSK. Si los ángulos de desplazamientos de fase entre el modulador y el demodulador no coinciden, entonces ocurrirán errores. Las consideraciones durante la implementación pueden forzar tal falta de coincidencia y el nivel de degradación se puede determinar.

Al pulsar la pestaña de datos se observa que la salida es también de doble precisión como se muestra en la figura 3.5. La secuencia de salida del modulador BPSK consta de números complejos de doble precisión con valores reales iguales a 1 o -1. Normalmente, se selecciona un número primo como inicialización.

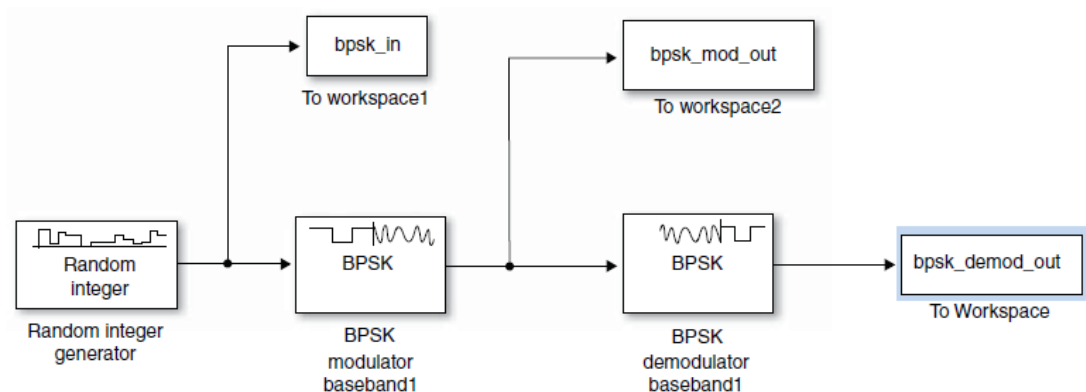


Figura 3. 1: Modelo Simulink para BPSK (Paso 1)

Elaborado por: El Autor.

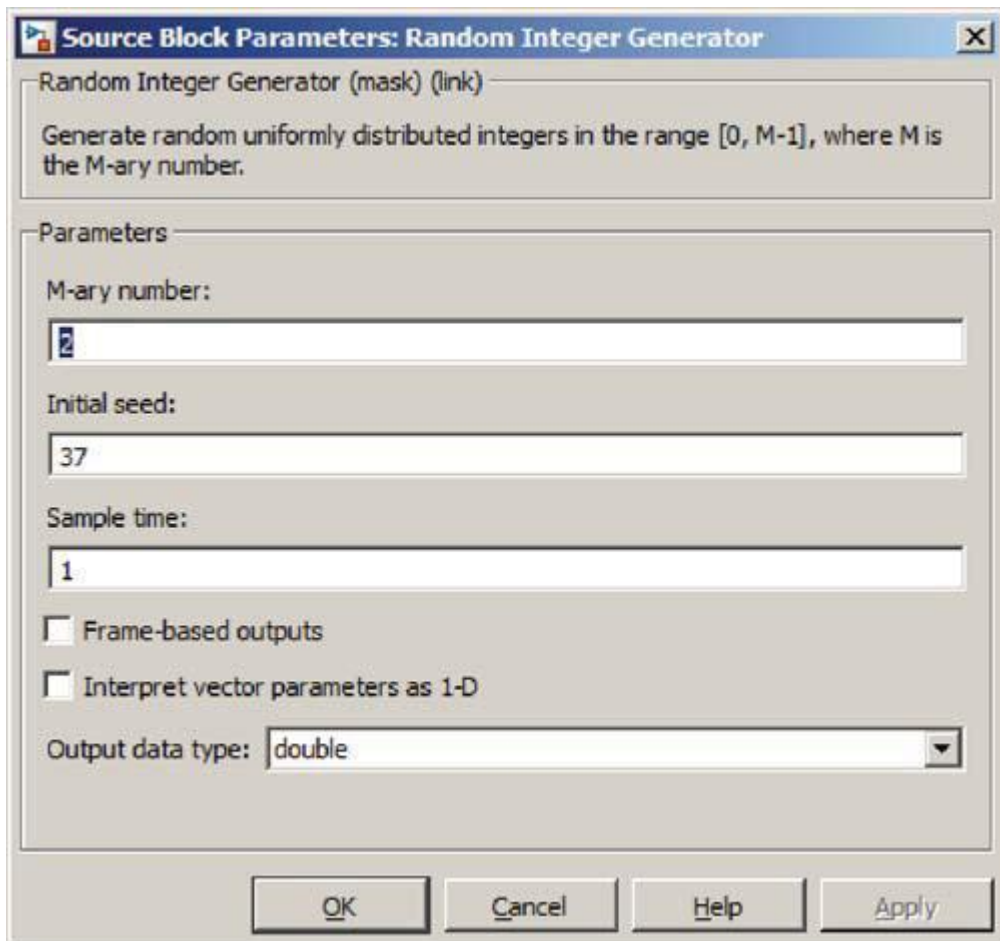


Figura 3. 2: Bloque de la Fuente Random para selección de los de parámetros de entrada.

Fuente: MatLab-Simulink.

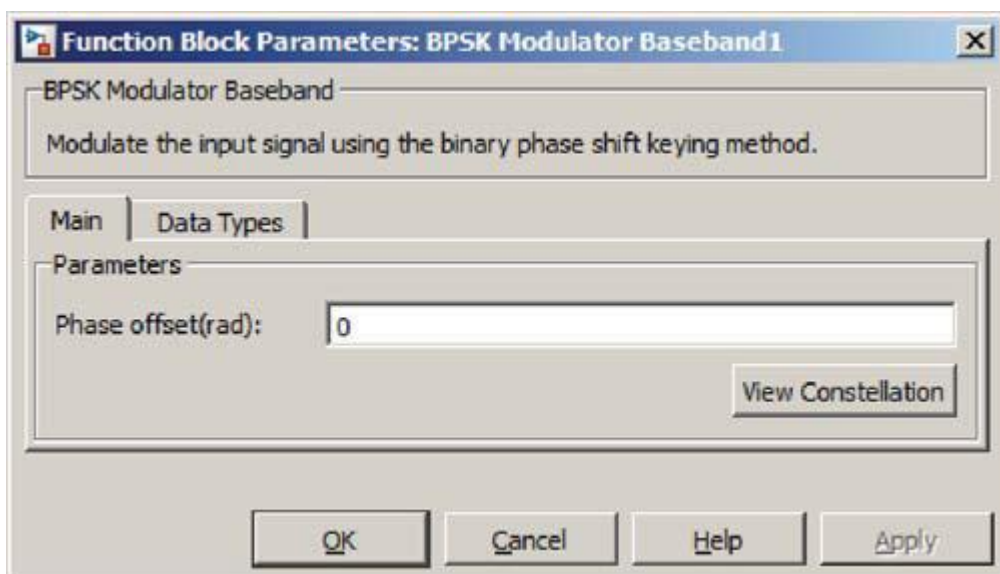


Figura 3. 3: Parámetros de entrada del modulador BPSK.

Fuente: MatLab-Simulink.



El menú del demodulador BPSK se muestra en la figura 3.6 donde las decisiones fuertes se hacen en la salida del demodulador y el ángulo de fase se selecciona de nuevo para ser cero. El botón de tipo de datos se muestra en la figura 3.7 que indica que la salida es también de doble precisión, que se hereda desde el bloque anterior.

La tabla 3.1 muestra los seis primeros valores producidos por cada bloque con tiempo de simulación de 5 s. Los valores se muestran en el espacio de trabajo, seleccionando la pestaña con la etiqueta correspondiente en la simulación. Nótese que, sin ruido adicional, la entrada BPSK y la salida del demodulador BPSK producen la misma secuencia.

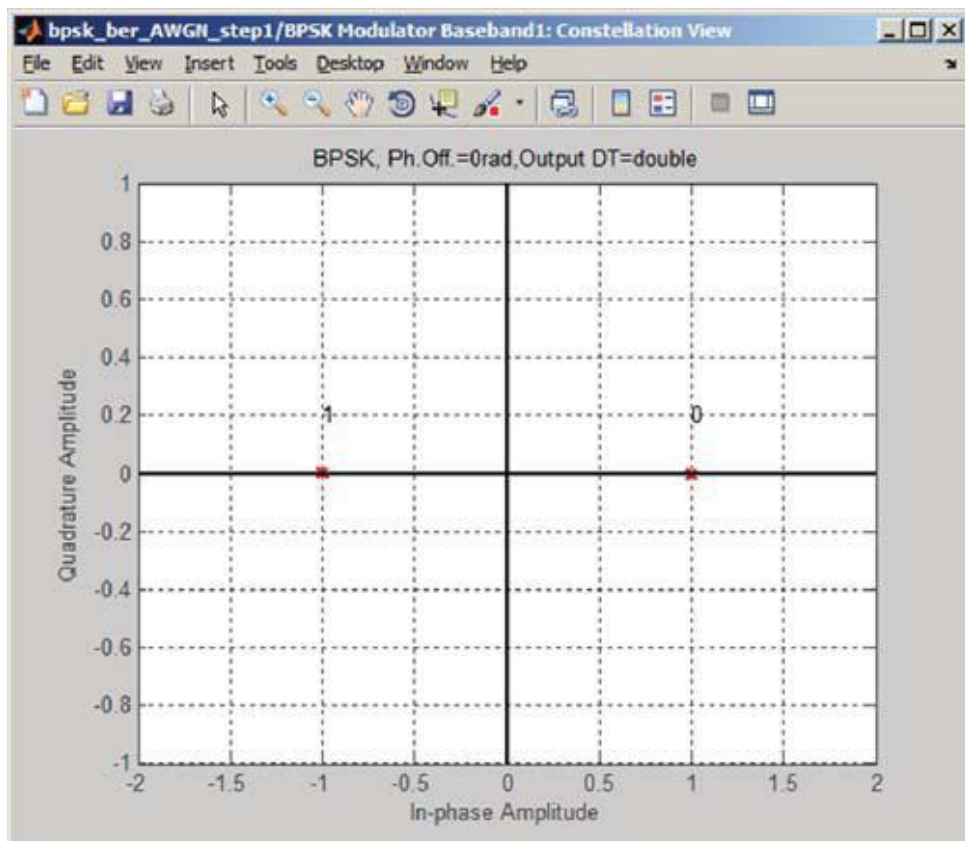


Figura 3. 4: Constelación BPSK con ángulo de fase igual a cero.  
Fuente: MatLab-Simulink.

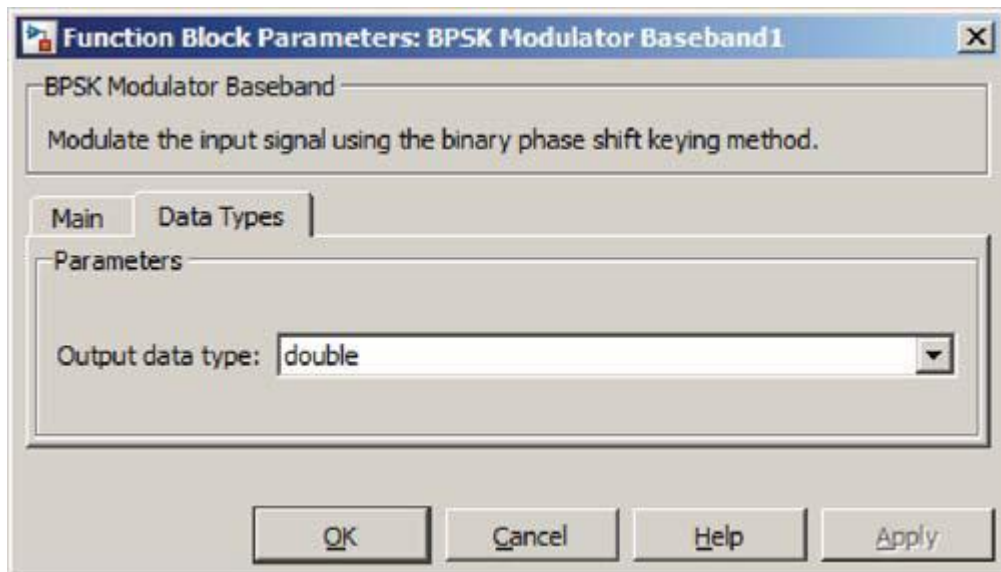


Figura 3. 5: Tipo de datos de salida BPSK.  
Fuente: MatLab-Simulink.

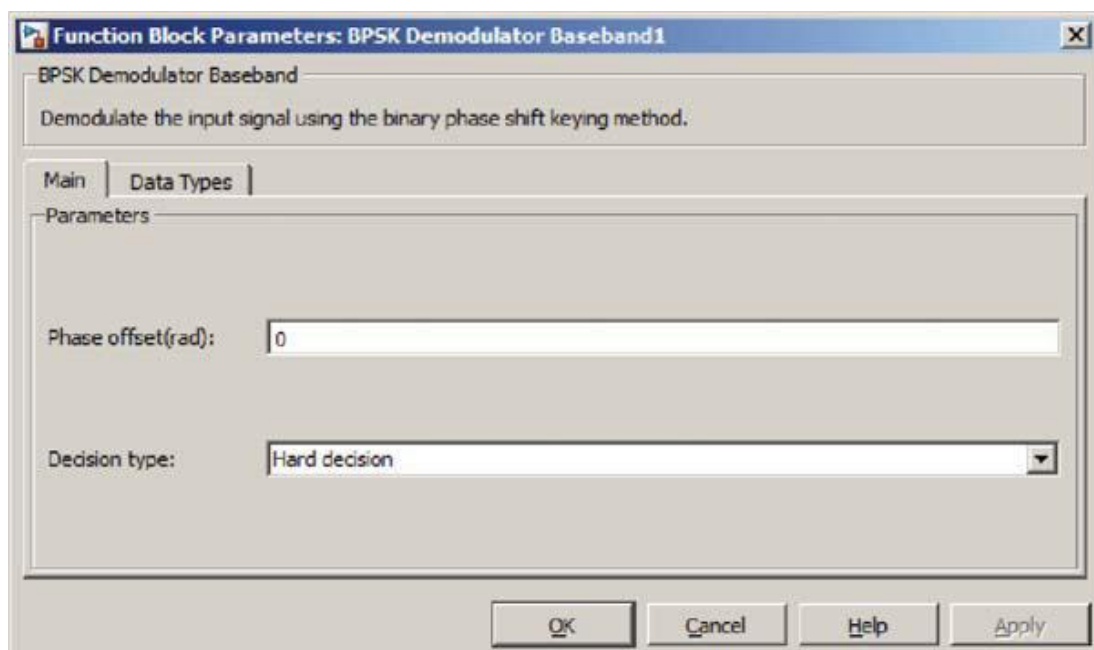


Figura 3. 6: Parámetros de entrada del demodulador BPSK.  
Elaborado por: El Autor.

La figura 3.8 muestra el modelo de simulación modificado donde se introduce el bloque AWGN entre el modulador y demodulador, e incluye un scope (osciloscopio) para comparar secuencias de datos de entrada y salida.

Los símbolos de enrutamiento etiquetados como S son conectores para los datos, utilizados para evitar que saturen el modelo, con una línea adicional.

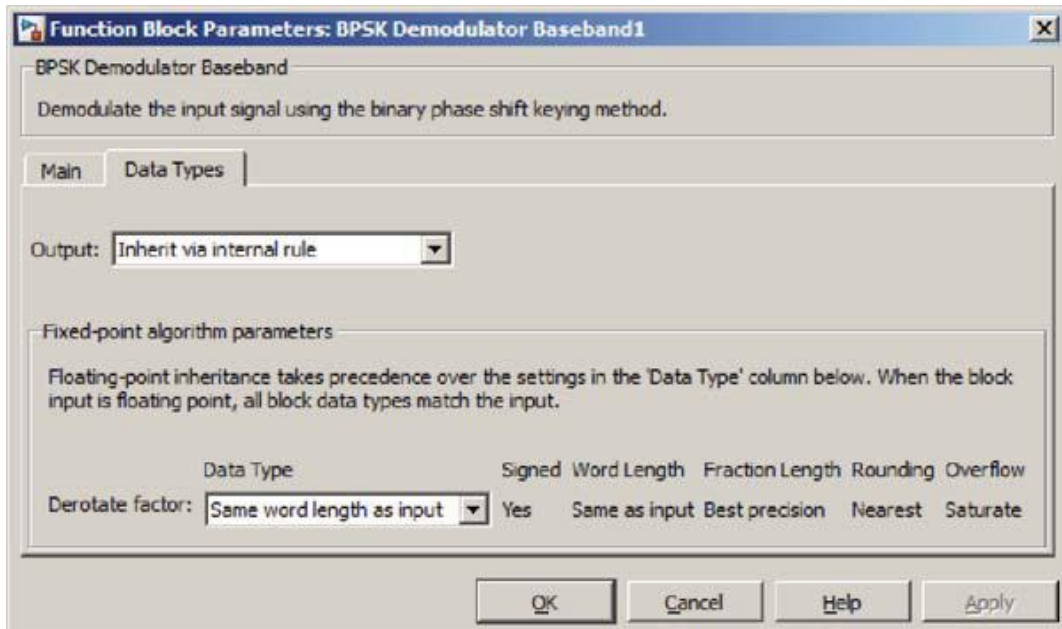


Figura 3. 7: BPSK Demodulador: Tipo de datos de salida.  
Elaborado por: El Autor.

Tabla 3. 1: Salidas del modulador y demodulador de BPSK.

Tiempo (s)	0	1	2	3	4	5
Bpsk_in	1	0	0	0	1	1
Bpsk_mod_out	-1+0i	1+0i	1+0i	1+0i	-1+0i	-1+0i
Bpsk_demod_out	1	0	0	0	1	1

Elaborado por: Autor.

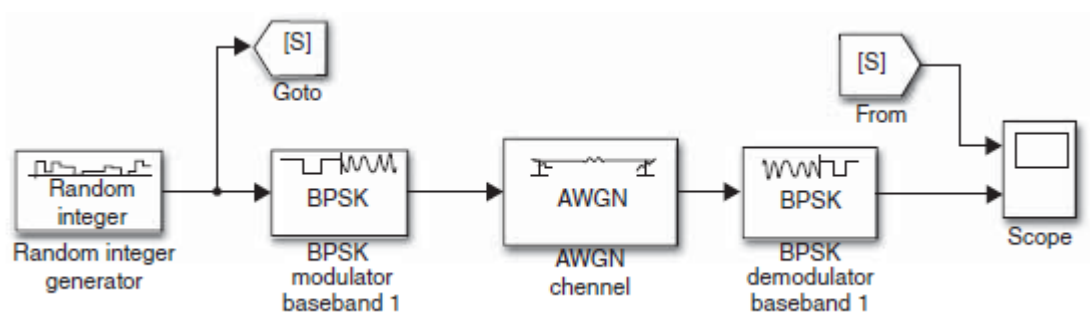


Figura 3. 8: BPSK Demodulador: Tipo de datos de salida.  
Elaborado por: El Autor.

La selección de parámetros para el bloque AWGN se muestra en la figura 3.9, donde la inicialización es 67, el número de bits/símbolo es 1, el

período de símbolo es 1 s y la potencia de señal es 1 W. La relación  $E_b/N_0$  se ha seleccionado igual a 100 dB para demostrar que el bloque AWGN introduce ningún error con este gran valor de  $E_b/N_0$ . El tiempo de simulación se extiende a 100 s permitiendo que las secuencias de entrada y salida que deben observarse en la pantalla del osciloscopio (scope) tal como se ve en la figura 3.10.

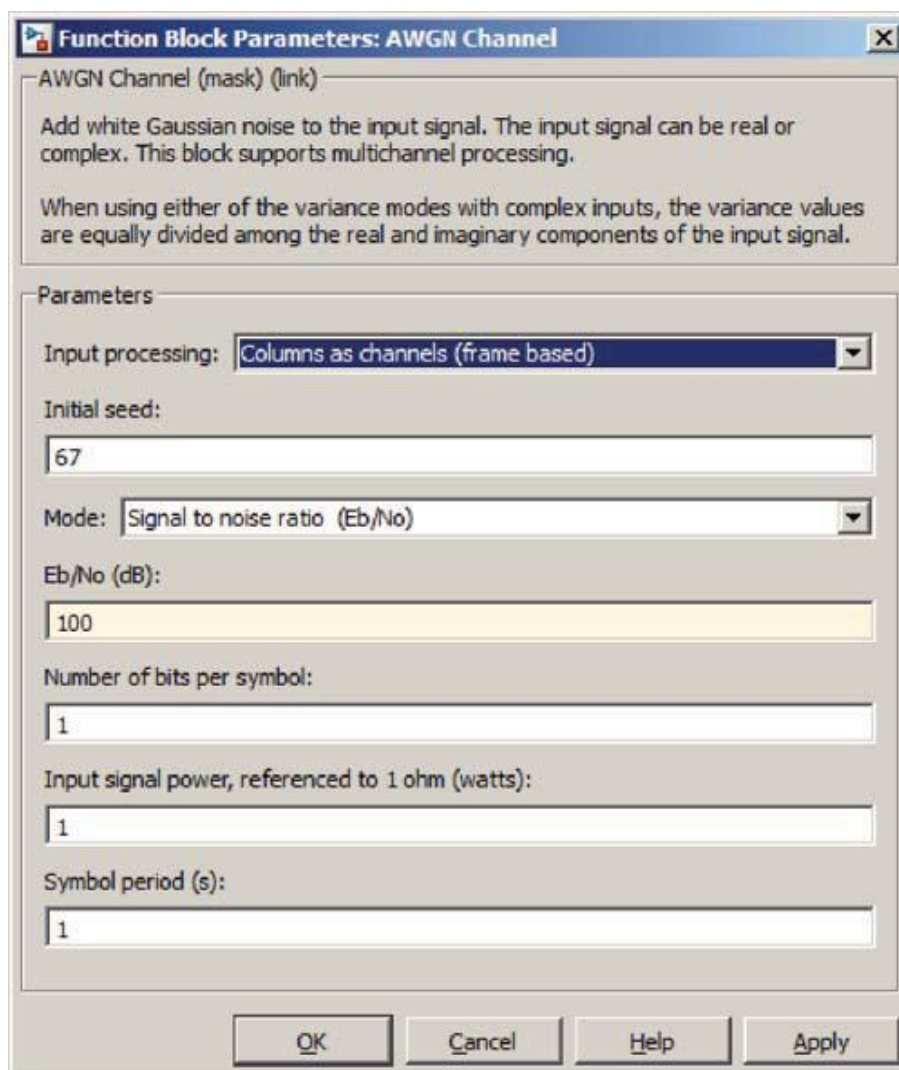


Figura 3. 9: Selección de parámetros AWGN.

Elaborado por: El Autor.

Las secuencias en la figura 3.10 son aleatorias y coinciden en símbolo a símbolo debido a la alta relación  $E_b/N_0$  y se representan como doble

precisión, los valores reales son cualquiera de los dos, 0 o 1. El valor de  $E_b/N_o$  ha sido cambiado a  $-10$  dB en la Figura 3.11 donde se observan que ocurren numerosos errores.

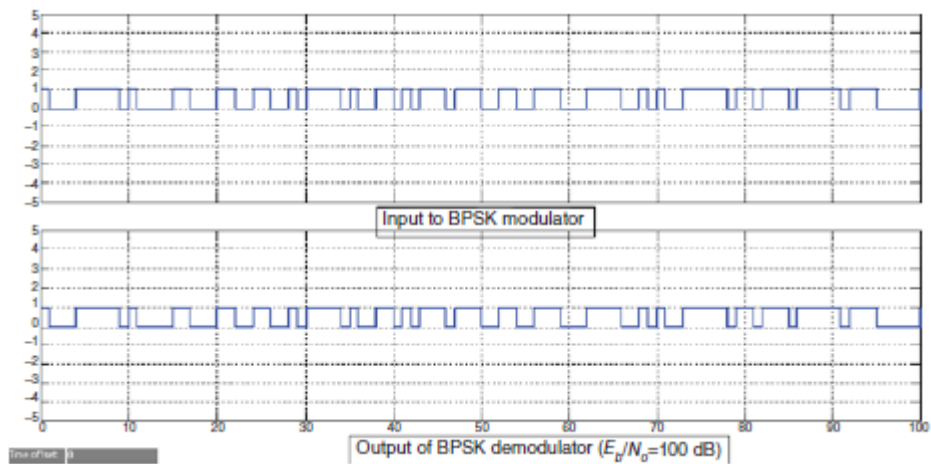


Figura 3. 10: Entrada del modulador BPSK y salida del demodulador BPSK ( $E_b/N_o = 100$  dB).  
Elaborado por: El Autor.

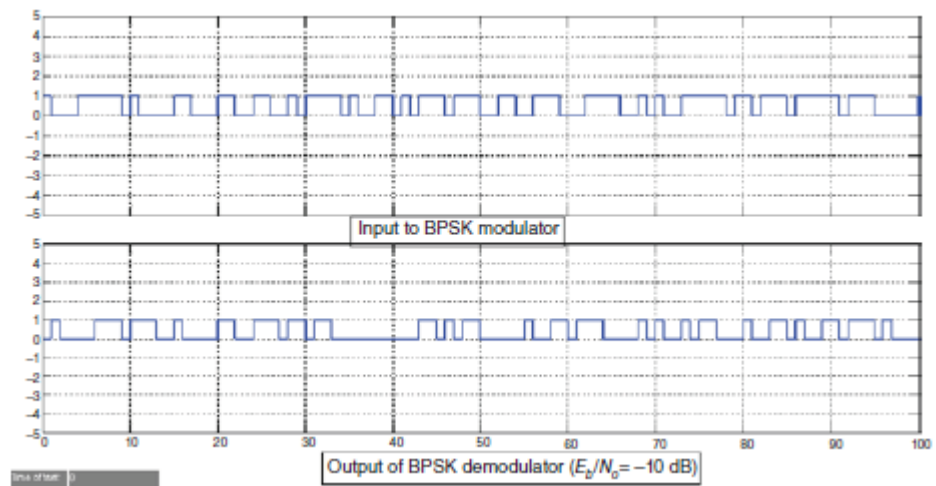


Figura 3. 11: Entrada del modulador BPSK y salida del demodulador BPSK ( $E_b/N_o = -10$  dB).  
Elaborado por: El Autor.

En la Figura 3.12, las partes real e imaginaria de la entrada y la salida del bloque AWGN son mostradas en osciloscopios adicionales. En la figura 3.13 se muestra la parte real e imaginaria de la salida del modulador BPSK

utilizando scope 2, donde se observa que el modulador BPSK produce señales antipodales reales que son  $\pm 1$  correspondiente a las salidas aleatorias de la fuente 0 y 1. Utilizando scope 3, la figura 3.14 muestra las partes real e imaginaria de la de la salida del bloque AWGN para  $E_b/N_o = 4$  dB. En la figura 3.15 se muestra la entrada al modulador BPSK y la salida del demodulador BPSK en scope 1. Se observa que con  $E_b/N_o = 4$  dB se obtienen pocos errores en la modulación de forma que las secuencias de entrada y salida son las mismas; si el tiempo de simulación fuera extendido los errores serían evidentes.

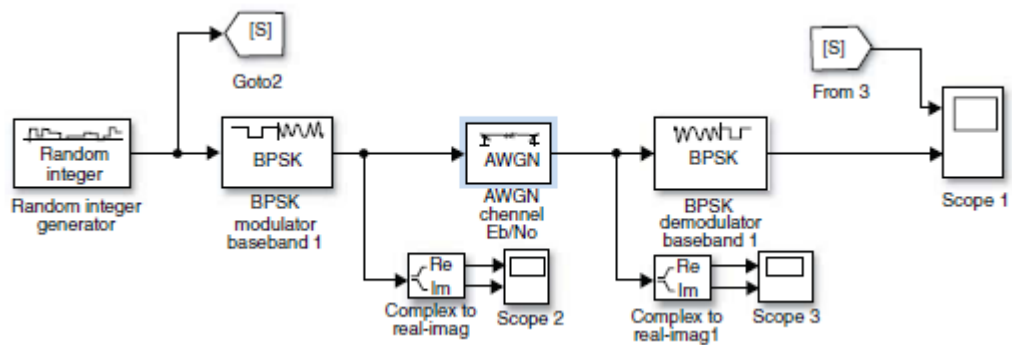


Figura 3. 12: Modelo Simulink para BPSK (Paso 3).  
Elaborado por: El Autor.

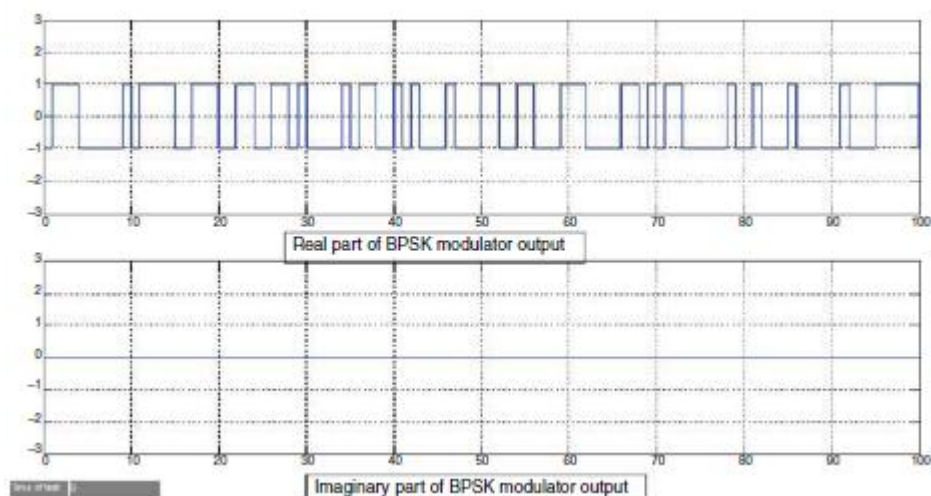


Figura 3. 13: Partes real e imaginaria de la salida del modulador BPSK.  
Elaborado por: El Autor.

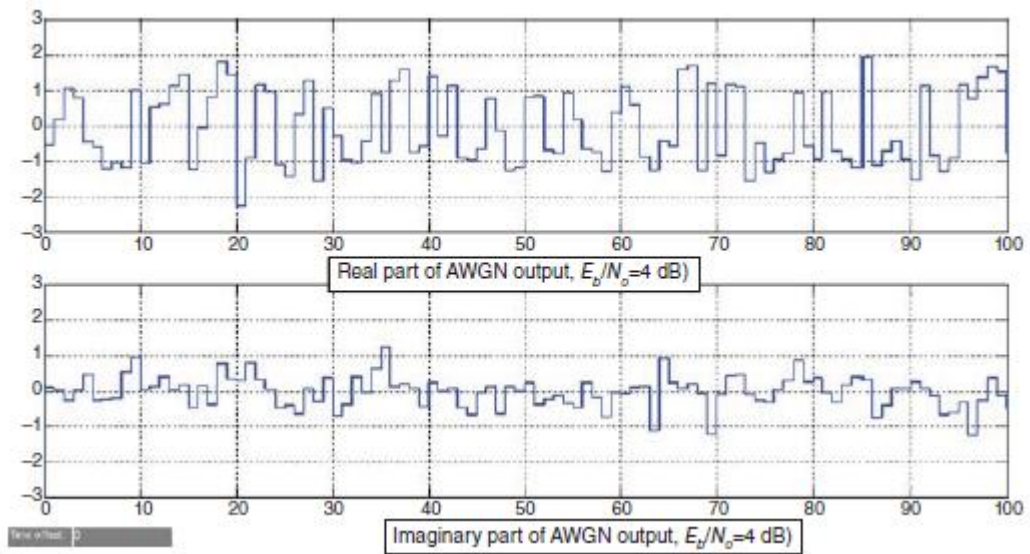


Figura 3. 14: Partes real e imaginaria de la salida del AWGN ( $E_b/N_o = 4$  dB).  
Elaborado por: El Autor.

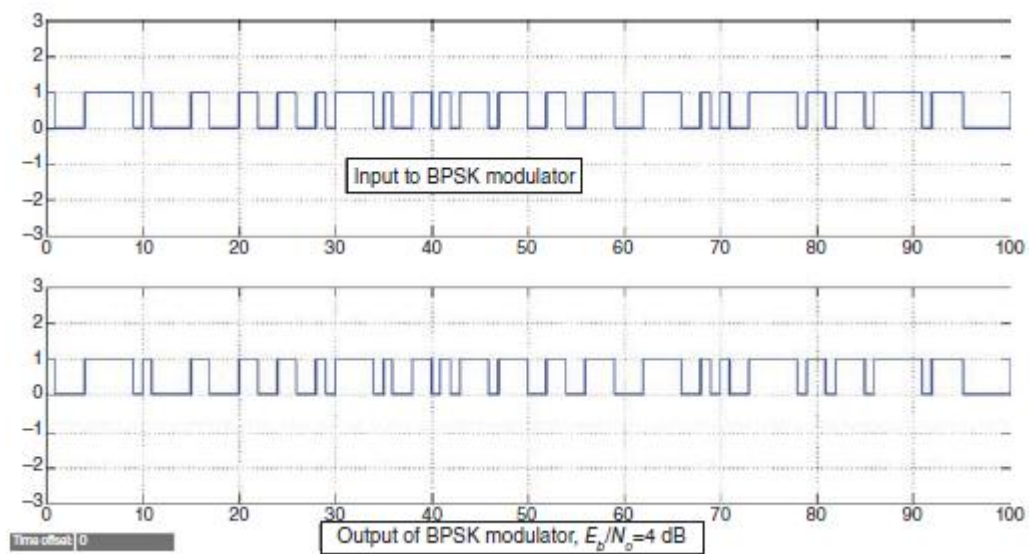


Figura 3. 15: Partes real e imaginaria de la salida del AWGN ( $E_b/N_o = 4$  dB).  
Elaborado por: El Autor.

El siguiente paso en esta simulación se muestra en la figura 3.16, donde se incluye el bloque para calcular de tasa de error y su pantalla asociada. Las selecciones de parámetros en el bloque de cálculo de la tasa de error se muestran en la figura 3.17. La demora de recepción y la demora de cálculo son ambas fijadas a cero en este ejemplo. El bloque de

visualización indica la tasa de error estimada, el número de errores, y el número total de símbolos usados en la simulación. El número superior en el bloque de visualización muestra una BER = 0.0127 para el  $E_b/N_o = 4$  dB especificado; 1270 errores son producidos en la simulación usando 100000 símbolos enviados y recibidos.

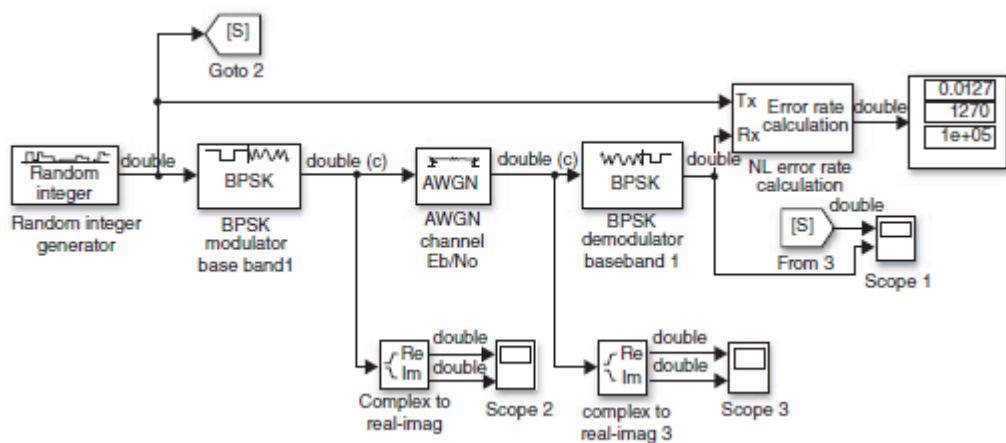


Figura 3. 16: Modelo Simulink BPSK (Paso 4).  
Elaborado por: El Autor.

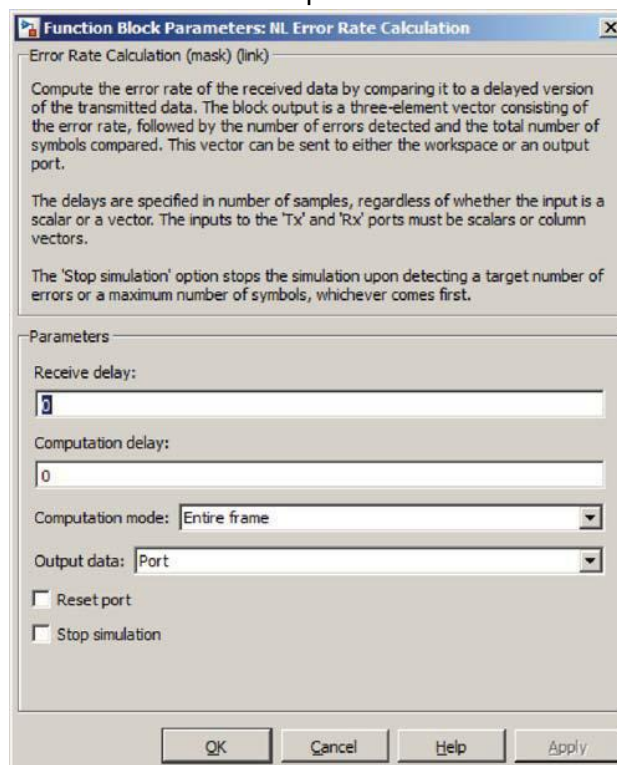


Figura 3. 17: Selección de los parámetros del cálculo de la tasa de error.  
Elaborado por: El Autor.



El último paso en la construcción de este modelo es mostrar los tipos de datos de señal y de puerto tal como se muestra en la figura 3.18. Esta selección está disponible en el menú de la ventana modelo de Simulink en Display. También se introduce un bloque de información para registrar los parámetros principales tales como el tiempo de simulación de 100,000 s, el tiempo de símbolo de 1 s, la potencia de la señal de 1 W y  $E_b/N_o = 4$  dB.

El último paso en la construcción de este modelo es mostrar los tipos de datos de señal y de puerto como se muestra en la Figura 3.18. Esta selección está disponible en el menú de la ventana modelo de Simulink en Display. También se introduce un bloque de información para registrar los parámetros principales tales como el tiempo de simulación de 100,000 s, el tiempo de símbolo de 1 s, la potencia de la señal de 1 W y  $E_b/N_o = 4$  dB.

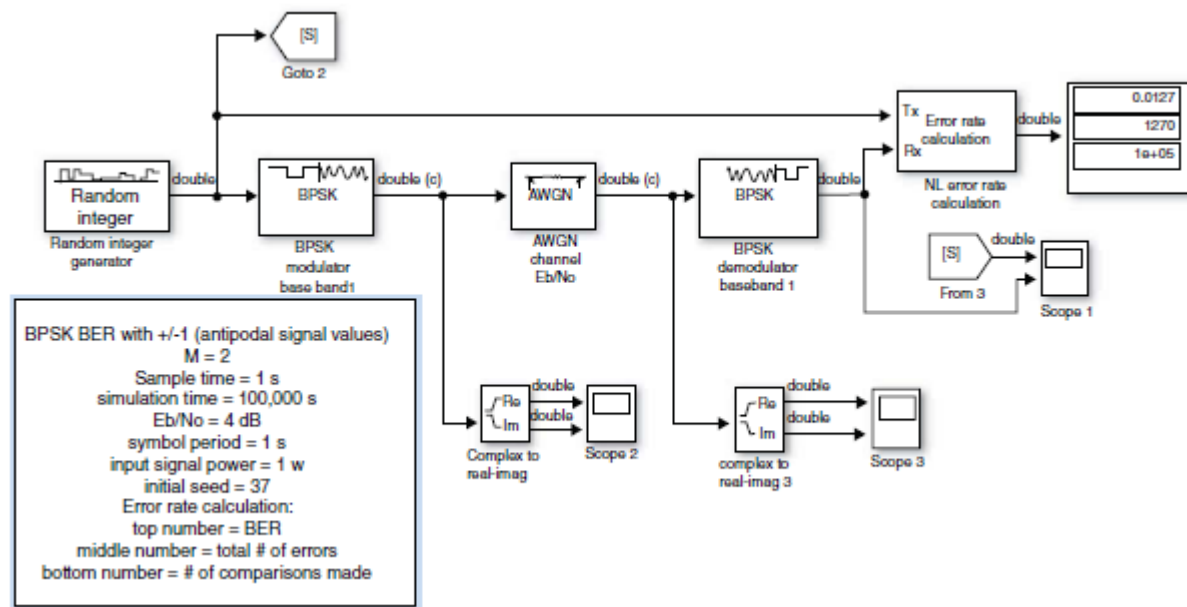


Figura 3. 18: Modelo Simulink final para BPSK con los tipos de datos de señal y de puerto (Paso 5).  
Elaborado por: El Autor.

### 3.3. Comparación de la Tasa de Bits Erróneos (BER) simulada y teórica.

Los parámetros usados en el modelo Simulink para la simulación BER BPSK mostrados en las figuras 3.16 y 3.17, son especificados de la siguiente forma:

- Señales antipodales BPSK = + 1 y - 1 (M=2)
- Período del símbolo = 1 s
- Tiempo de muestreo = 1 s
- Tiempo de simulación = 100000 s
- Número entero aleatorio preseleccionado = 37
- Potencia de la señal de entrada = 1 W
- Ruido AWGN aleatorio preseleccionado = 67
- Demora de cálculo y recepción = 0
- AWGN con  $\gamma_b = 4 \text{ dB}$  con
  - 1270 errores en 100000 s
  - BER simulada = 0.0127

Este modelo utiliza señales complejas, basadas en muestras donde se selecciona el tiempo de la muestra a ser de 1 s con una muestra por cada símbolo y se generan símbolos antipodales BPSK. En general, el tiempo de muestreo puede cambiarse para explorar las variaciones del canal, que puede cambiar a intervalos de tiempo mucho más pequeños. A menudo se desea un aumento en el número de muestras por símbolo como el caso que ocurre cuando se están investigando técnicas de sincronización.

En esta simulación, el bloque AWGN utiliza  $E_b/N_0$  como el modo especificado. En la figura 3.19 se muestran la selección de los modos alternativos que están disponibles tales como el basado en símbolos  $E_s/N_0$ . Para este caso binario,  $E_s/N_0 = E_b/N_0 = \text{SNR}$  donde el tiempo del símbolo es igual al tiempo de la muestra y el producto de ancho de banda de tiempo es igual a 1.

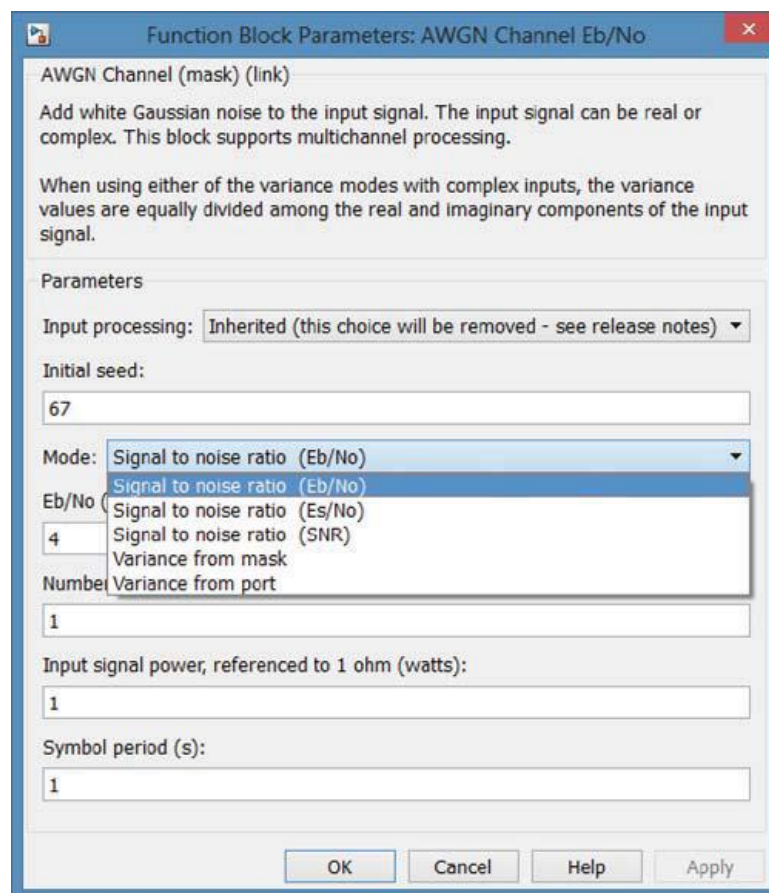


Figura 3. 19: Selección del modo de AWGN.  
Elaborado por: El Autor.

La BER teórica de BPSK es bien conocida y se puede comparar con los resultados simulados para relaciones de contraste de energía específicos indicados como  $\gamma_b = E_b/N_0$ .

El rendimiento teórico de la BER de BPSK, se da para  $P_b$  como la probabilidad de error de bit para BPSK en canales de ruido AWGN y está dada por la relación:

$$P_b = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_b})$$

Donde  $\gamma_b = E_b/N_o$

En el archivo de ayuda de MathWorks el tiempo de muestreo y la frecuencia de muestreo se definen de la siguiente manera: “Una señal de tiempo discreto es una secuencia de valores que corresponden a instantes concretos en el tiempo. Los instantes de tiempo en los que se define la señal son los tiempos de muestreo de la señal, y los valores de la señal asociados son las muestras de la señal. Para una señal muestreada periódicamente, el intervalo igual entre cualquier par de muestras consecutivas es el período de la muestra de la señal  $T_s$ . La frecuencia de muestreo  $F_s$ , es el recíproco del período de muestreo, esta representa el número de muestras en la señal por segundo”.

A modo de ejemplo, con  $\gamma_b = 4 \text{ dB}$ ,  $P_b = 0.0125$ , un número que coincide bastante con la BER=0.0127 simulada. Obsérvese que la exactitud del resultado simulado mejora con un número creciente de símbolos demodulados. Una comparación de la BER teórica y simulada para varios valores de  $\gamma_b$  se muestra en la figura 3.20 para un tiempo de simulación de 100000 s. El gráfico se logra más fácilmente mediante la herramienta

BERTool de Mathworks, donde se introduce un rango de valores de  $E_b/N_0$  y tanto el resultado teórico como el simulado pueden ser trazados.

En la tabla 3.2 se listan los valores de BER teóricas y simuladas para valores específicos de  $\gamma_b$ . En el caso simulado, se obtiene una mejor estimación de la BER con bajo BER mediante el uso de mayor número de símbolos transmitidos. Típicamente, el número de símbolos debe ser seleccionado para ser una magnitud más grande que la inversa de la BER, por ejemplo,  $10^6$  símbolos deben ser enviados para una  $BER=10^{-5}$ .

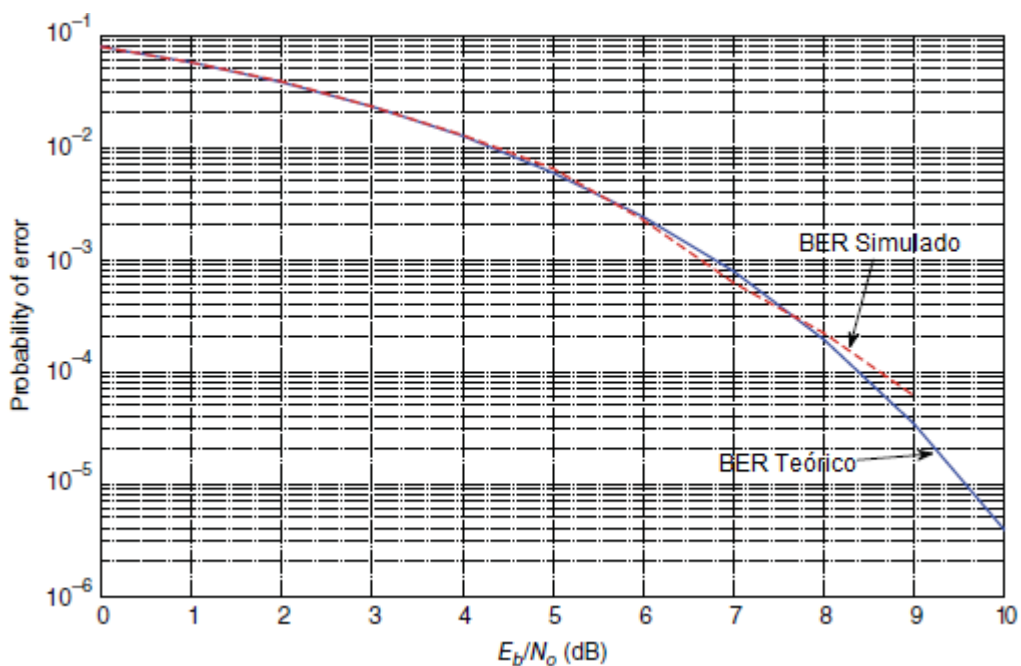


Figura 3. 20: Comparación de la BER BPSK teórica y simulada.  
Elaborado por: El Autor.

Tabla 3. 2: BER teórica y simulada usando 100000 símbolos transmitidos.

$\gamma_b$	$P_b$ Teórico	$P_b$ Simulado
0	0.0786	0.0777
1	0.0563	0.0566
2	0.0375	0.0381
3	0.0229	0.0229
4	0.0125	0.0127
5	$5.95 \times 10^{-3}$	$6.4 \times 10^{-3}$
6	$2.39 \times 10^{-3}$	$2.26 \times 10^{-3}$
7	$7.73 \times 10^{-4}$	$6.2 \times 10^{-4}$
8	$1.91 \times 10^{-4}$	$2.2 \times 10^{-4}$
9	$3.36 \times 10^{-5}$	$6.0 \times 10^{-5}$

Elaborado por: Autor.

### 3.4. Modelo de Simulink alternativo para BPSK.

Es muy conveniente utilizar el bloque de ruido AWGN cuando la curva BER se va a calcular utilizando BERTool y cuando  $E_b/N_0$  es un parámetro. Hay situaciones en las que no es posible simplemente introducir el bloque de ruido AWGN en la simulación y el ruido debe ser añadido directamente. Otro ejemplo en el que se debe utilizar el bloque de ruido gaussiano, es el caso en el que el ruido gaussiano es realmente la fuente. Sin embargo, es importante comprender que bajo las condiciones de simulación apropiadas tanto el bloque de ruido AWGN como el bloque de ruido gaussiano usado con un sumador producen el mismo resultado.

Hay que tener en cuenta que el bloque de ruido gaussiano debe tener media cero y una varianza del ruido que corresponda con el valor deseado de  $E_b/N_0$ . La documentación de Mathworks proporciona la relación de la

varianza del ruido para las partes real e imaginaria de ruido gaussiano complejo como:

$$\text{Varianza de ruido compleja} = \frac{1}{2} \frac{\text{Potencia de la señal} * \text{Período del símbolo}}{\text{Tiempo de muestreo} * 10^{0.1E_s/N_0}}$$

Donde  $E_s/N_0$  es la relación entre la energía del símbolo y la densidad espectral del ruido en dB. Por ejemplo, en un caso binario, si la potencia de la señal es 1 W, el tiempo del símbolo y el tiempo de muestreo son cada uno de 1 s,  $E_b/N_0 = E_s/N_0 = 3$  dB resulta en una varianza de ruido compleja de 0.25 para las partes real e imaginaria.

En la figura 3.21 se muestra un modelo alternativo que utiliza bloques de ruido gaussiano en lugar del bloque AWGN. Este modelo realiza la misma simulación BER BPSK como en el caso AWGN donde los parámetros del modelo de simulación son los siguientes.

- Señales antipodales BPSK = + 1 y - 1 (M=2)
- Período del símbolo = 1 s
- Tiempo de muestreo = 1 s
- Tiempo de simulación = 100000 s
- Número entero aleatorio preseleccionado = 37
- Potencia de la señal de entrada = 1 W
- Ruido AWGN aleatorio preseleccionado = 43 y 37
- Media del ruido gaussiano = 0
- Varianza del ruido gaussiano = 0.25 para las partes real e imaginaria
- Para  $\gamma_b = 3$  dB  $\Rightarrow P_b$  teórica = 0.0229



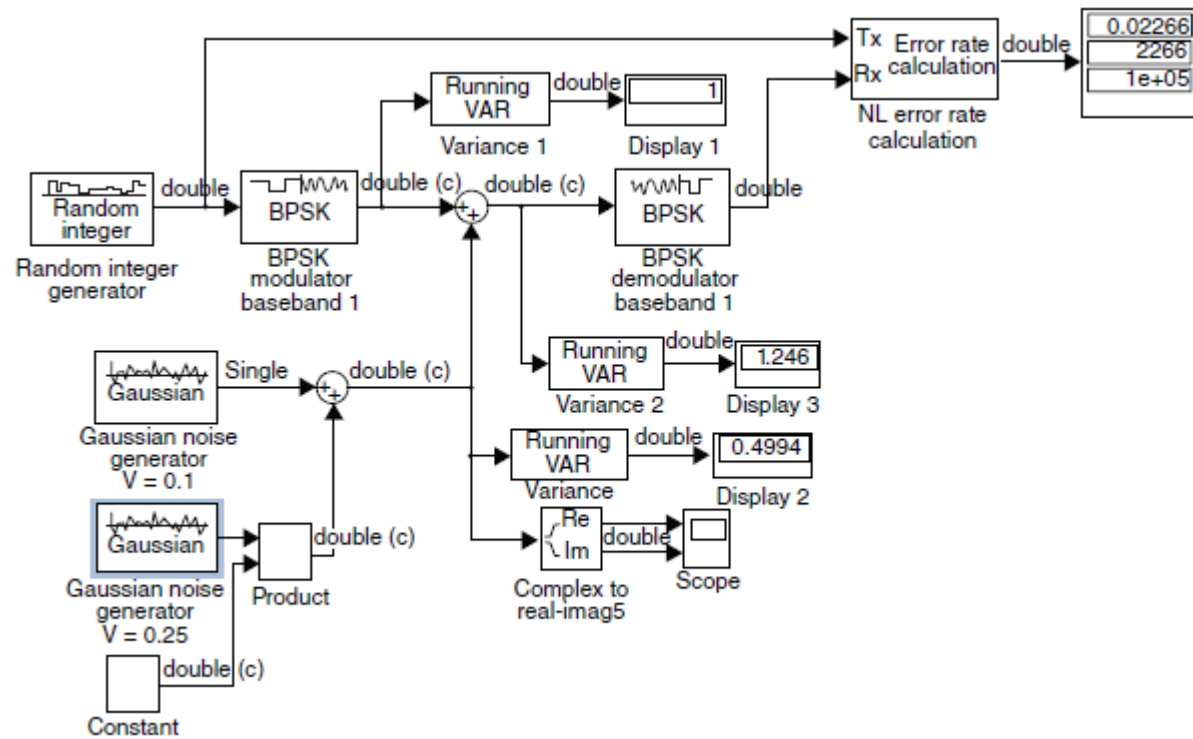


Figura 3. 21: Simulación BER BPSK usando ruido gaussiano complejo.  
Elaborado por: El Autor.

Este modelo utiliza un generador de ruido gaussiano complejo en el lugar del bloque AWGN con los parámetros indicados en la figura 3.22. Observe que los números de semillas son diferentes para las partes real e imaginaria del generador de ruido gaussiano complejo para asegurar la independencia estadística entre las componentes de ruido en cuadratura.

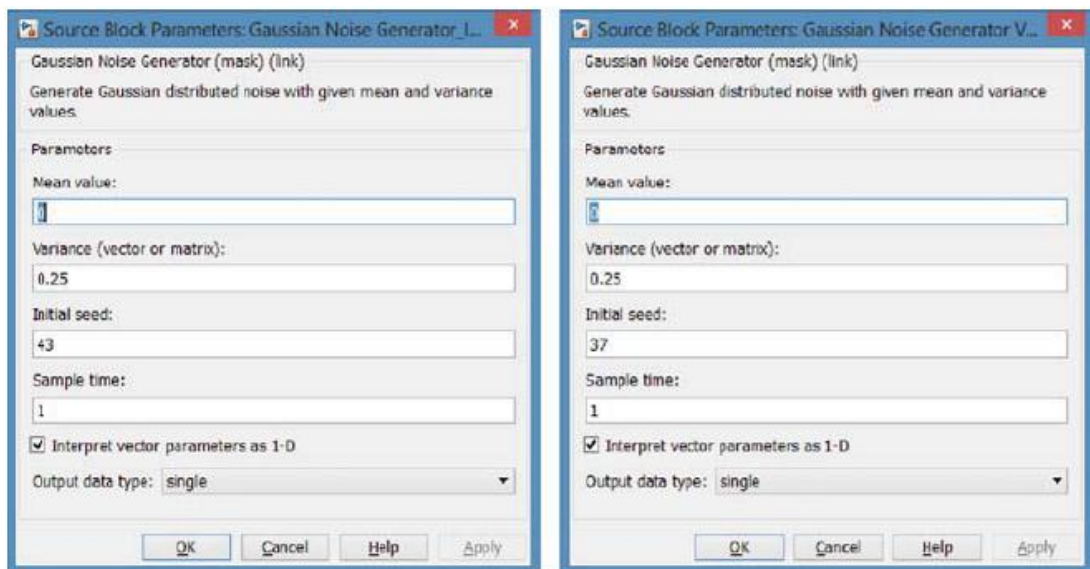


Figura 3. 22: Parámetros del bloque de ruido gaussiano para las partes real e imaginaria.

Elaborado por: El Autor.

Se utilizan bloques de corrida de varianza para calcular la potencia de la señal para varias señales, que luego son mostradas en el modelo. A partir de las pantallas de visualización, se puede observar que la potencia de ruido de la pantalla 2 es 0.4994 y la potencia de señal de la pantalla 1 es 1.0 de modo que la relación señal a ruido aproximada sea  $\gamma_b = 3 \text{ dB}$ . De la pantalla 3 tenemos que la señal total más la potencia del ruido se estima en 1.496.

La BER simulada es 0,02266 y está cerca de la BER teórica = 0,0229 para  $\gamma_b = 3 \text{ dB}$ . En la Figura 3.23 se ilustran las partes real e imaginaria del generador de ruido gaussiano para una varianza igual a 0,25 usada en los bloques de ruido gaussiano real e imaginario.

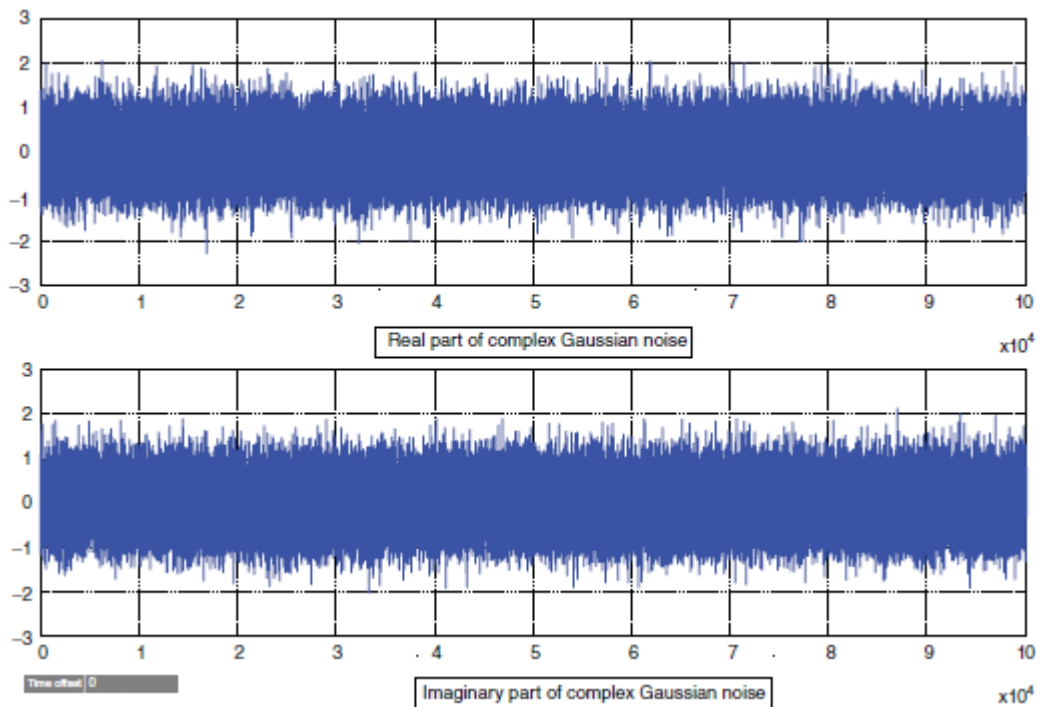


Figura 3. 23: Partes real e imaginaria del generador de ruido gaussiano (Var = 0.25 para ambas).

Elaborado por: El Autor.

El modelo que se muestra en la Figura 3.24 es más sencillo que el de la Figura 3.21 y produce la misma BER. No es evidente a partir del modelo y las potencias de señal mostradas que estos modelos deben producir el mismo resultado.

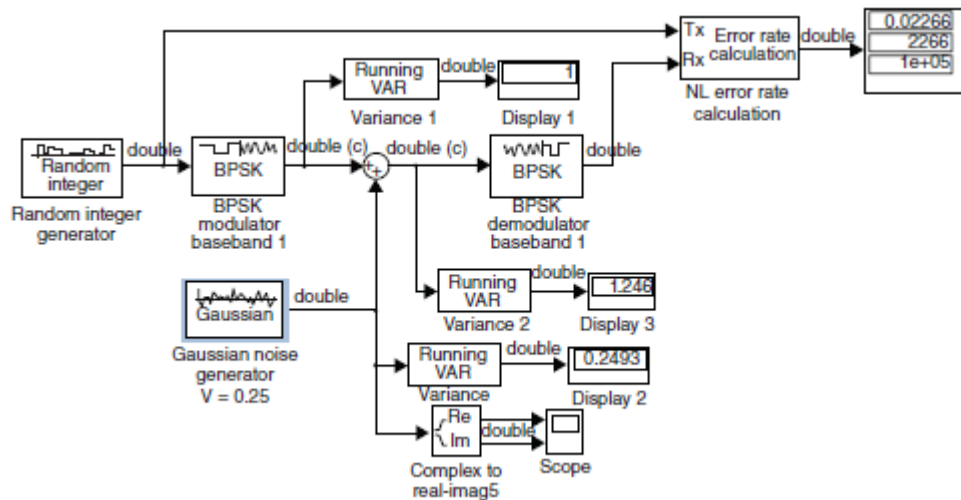


Figura 3. 24: Simulación BER BPSK usando un bloque de ruido gaussiano simple.  
Elaborado por: El Autor.

La razón subyacente de que sea calculada la misma BER se debe al hecho de que el demodulador BPSK opera solamente en la parte real de la señal recibida. La parte imaginaria se descarta en el demodulador de manera que es innecesario incluir el bloque imaginario de ruido gaussiano.

En la figura 3.25 se muestra un modelo Simulink BER BPSK alternativo que proporciona una comparación directa del uso del AWGN y de los bloques generadores de ruido gaussiano. Para  $\gamma_b = 3$  dB ambos métodos simulan el resultado de ruido en los valores de BER estimado, es decir 0.02287 y 0.02266, cada uno muy cerca de la BER teórico = 0.0229.

Cabe señalar que el ruido gaussiano complejo no es necesario puesto que el demodulador BPSK toma la parte real de la señal de entrada para formar su decisión.

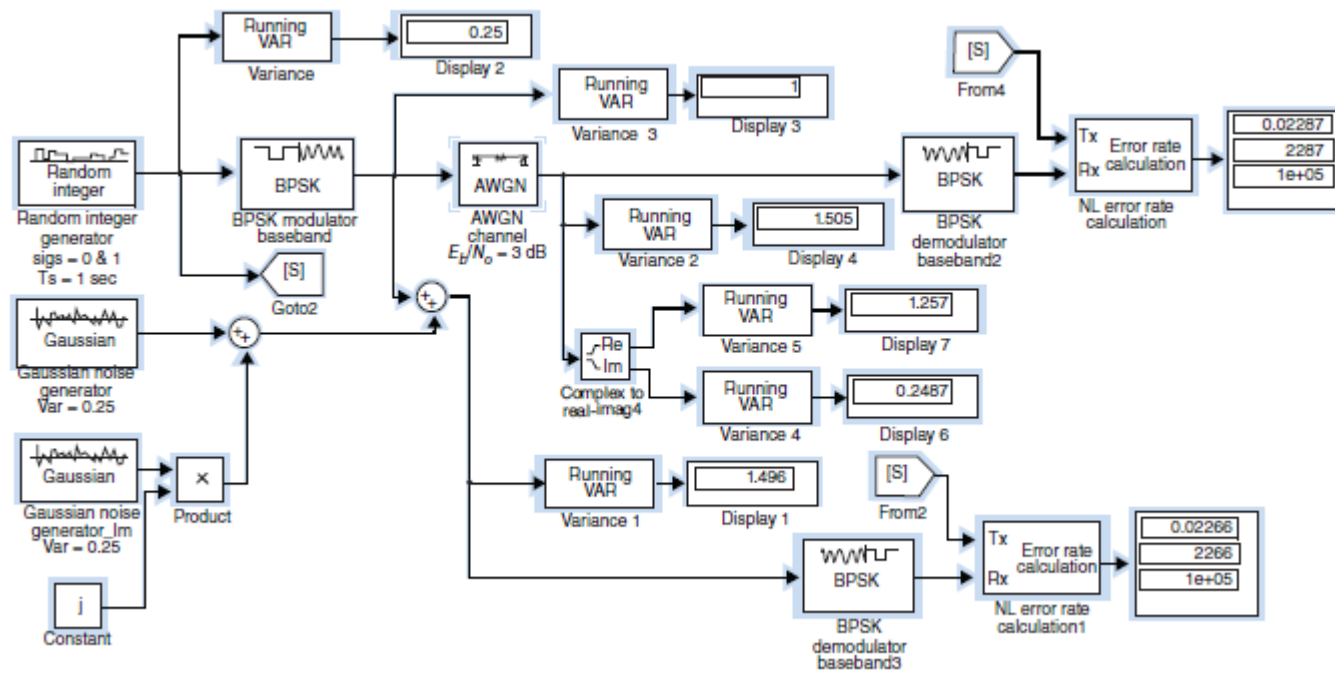


Figura 3. 25: Simulación BER BPSK con el bloque AWGN y con los bloques de ruido gaussiano.  
Elaborado por: El Autor.

### 3.5. Modelo Simulink basado en tramas.

Hay casos en los que es deseable el cálculo basado en tramas en lugar de muestras. Una trama consiste en una secuencia de muestras de un solo canal o de múltiples canales; el usuario debe especificar el tamaño de la trama como un número entero de muestras. En Simulink, el estatus de trama se simboliza por una línea simple,  $\rightarrow$ , para una señal basada en muestras y una línea doble,  $\Rightarrow$ , para una señal basada en tramas.

Las simulaciones basadas en tramas se ejecutan más rápidamente y con frecuencia son necesarias para los cálculos de la matriz, donde no es conveniente el uso de cálculo basado en muestras. En la figura 3.26 se muestra un ejemplo de una simulación basada en tramas BER BPSK con los parámetros especificados a continuación:

- Señales antipodales BPSK = + 1 y - 1
- Período del símbolo = 1 s
- Tiempo de muestreo = 1 s
- Número de muestras/tramas = 10
- Tiempo de simulación = 100000 s
- Número entero aleatorio preseleccionado = 37
- Potencia de la señal de entrada = 1 W
- Ruido AWGN aleatorio preseleccionado = 67
- AWGN con  $\gamma_b = 3 \text{ dB} \Rightarrow P_b \text{ teórica} = 0.0229$

En la figura 3.27 se muestra la selección de 10 muestras/tramas mientras que conserva un tiempo de muestreo igual a 1. La potencia de salida desde el modulador BPSK = 1 y la potencia de salida desde el bloque AWGN = 1.505 y se observan las mismas salidas correspondientes en la figura 3.25. La BER simulada es 0.02287 que es idéntica a la obtenida en el modelo basado en muestras utilizando la ruta AWGN de la figura 3.25.

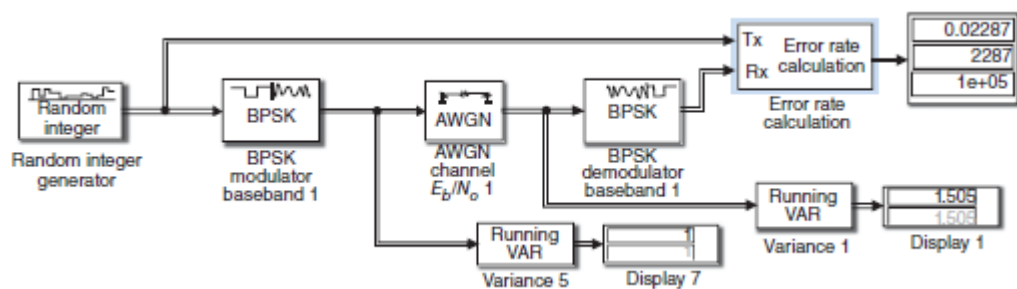


Figura 3. 26: Simulación BER BPSK basada en trama.  
Elaborado por: El Autor.

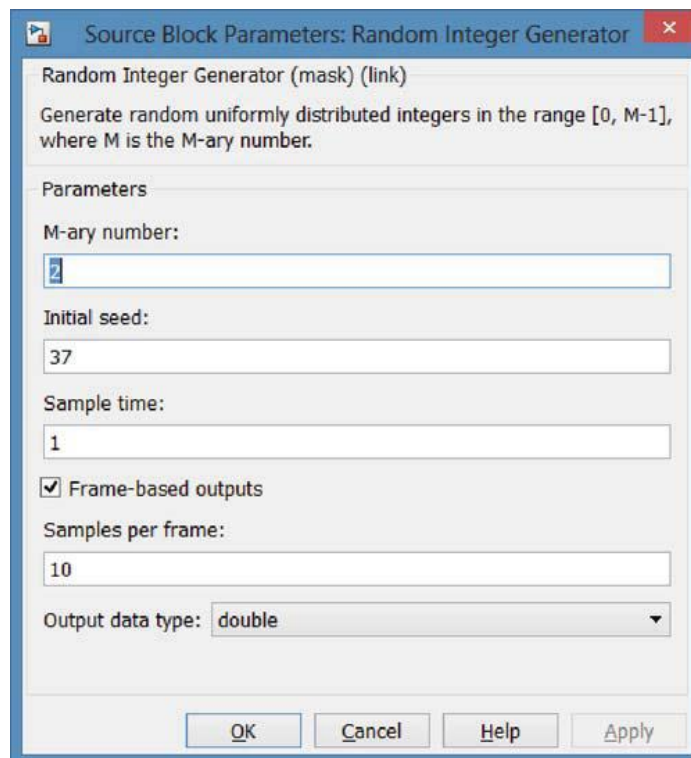


Figura 3. 27: Bloque fuente con 10 muestras por trama.  
Elaborado por: El Autor.

### 3.6. Desempeño de la tasa de error de símbolo QPSK.

En la Figura 3.28 se muestra un modelo para la estimación BER QPSK. En este modelo los bloques adicionales, identificados como bloques de dispersión (scatter blocks) visualizan la constelación del demodulador QPSK y la entrada recibida en el demodulador QPSK. La fuente entera aleatoria especifica una  $M=4$  con un tiempo de muestreo de 1 s.

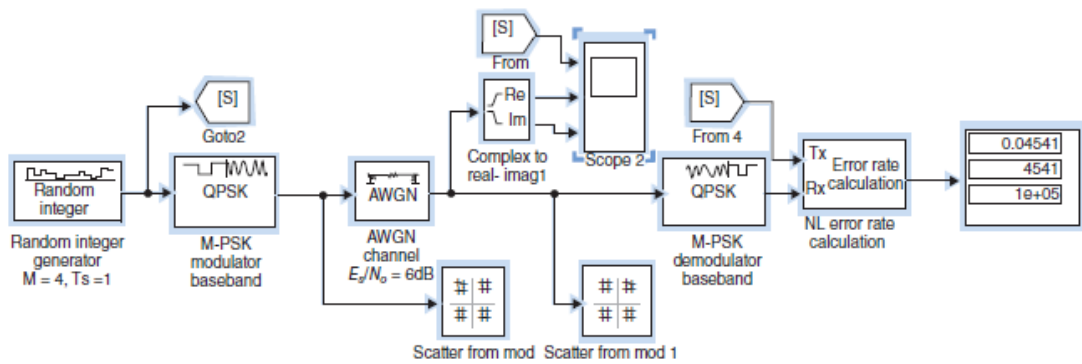


Figura 3. 28: Estimación de BER QPSK.  
Elaborado por: El Autor

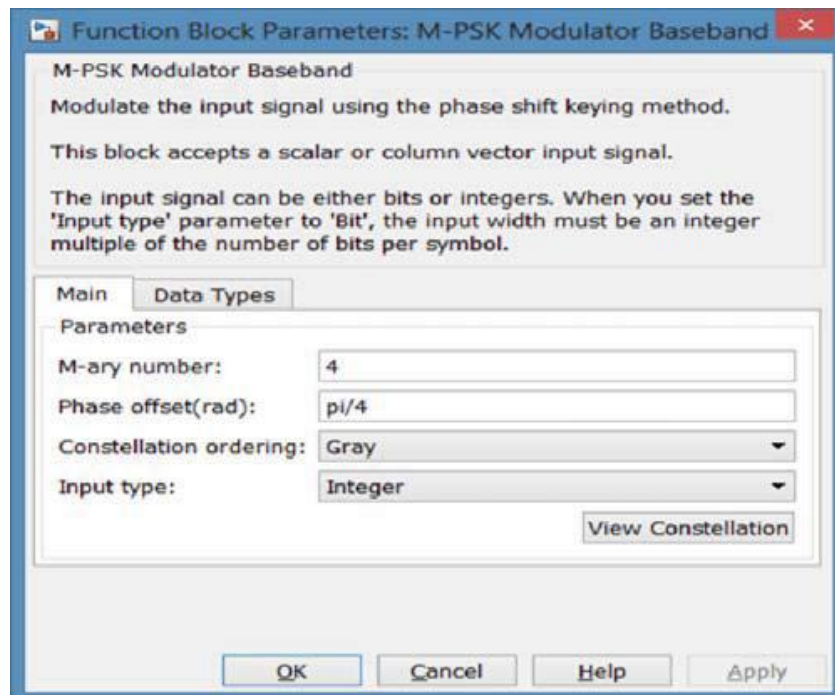


Figura 3. 29: Parámetros del modulador QPSK.  
Elaborado por: El Autor.



La figura 3.29 muestra las selecciones de los parámetros para el modulador QPSK; aquí  $M=4$  y los ángulos de fase se compensan con  $\pi/4$  usando codificación Gray. La figura 3.30 muestra la selección de parámetros del ruido AWGN, se puede observar que el período de símbolo es 1, la potencia de la señal es 1 W y la relación señal de símbolo a ruido  $E_s/N_o = 6 \text{ dB}$ .

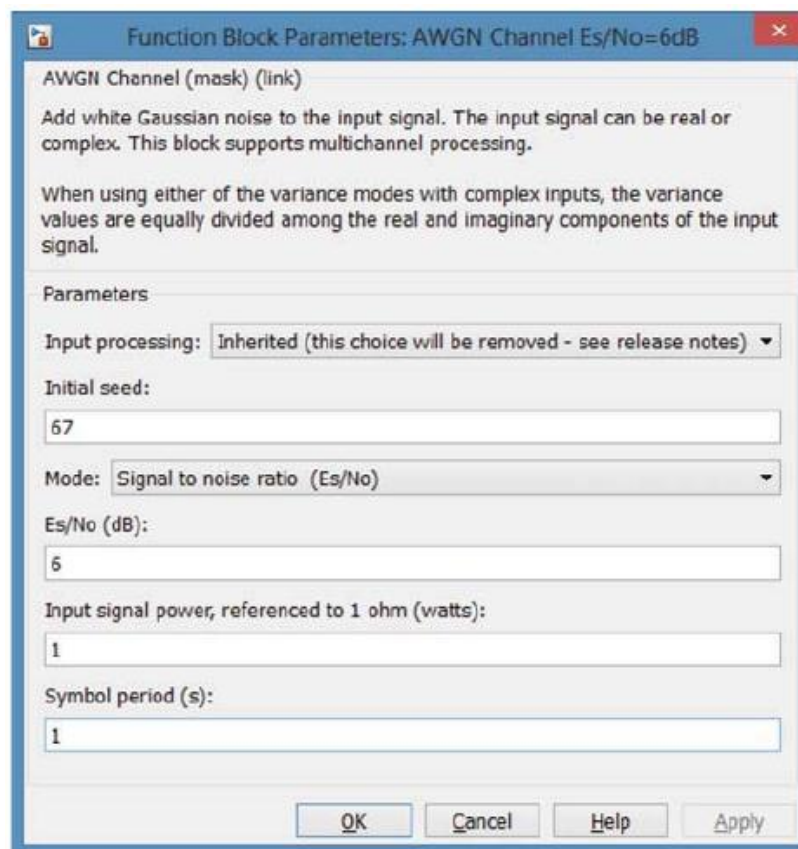


Figura 3. 30: Selección de los parámetros AWGN para QPSK.  
Elaborado por: El Autor.

La figura 3.31 muestra un segmento de Scope 2 de la salida de la fuente y las partes real e imaginaria de la salida del ruido AWGN con  $E_s/N_o = 6 \text{ dB}$ .

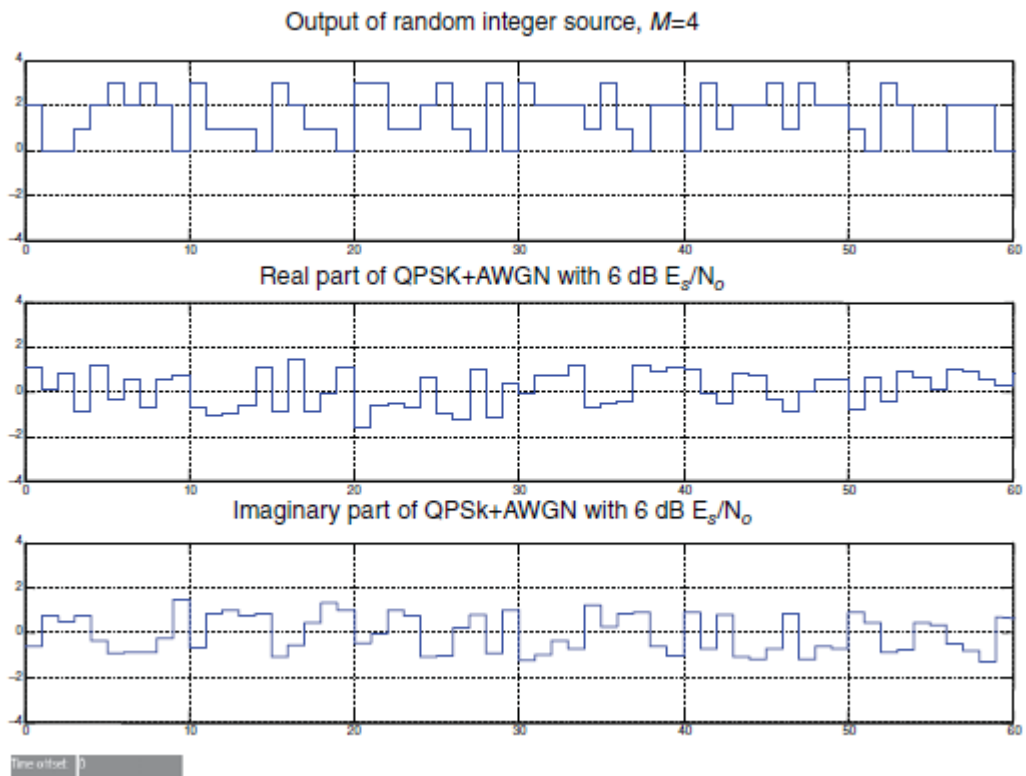


Figura 3. 31: Scope 2 Visualización de la Fuente y salidas AWGN.  
Elaborado por: El Autor.

En la figura 3.32 se muestran las constelaciones para el modulador QPSK y la salida del bloque del ruido AWGN. Los ángulos de fase QPSK se consideran en las ubicaciones  $+\pi/4, 3\pi/4, -3\pi/4, -\pi/4$ . En el lado derecho de la figura 3.32 se muestran varias muestras de señal más ruido debido al tiempo de simulación de 100000 s.

El desempeño de la tasa de error de símbolo QPSK teórica denotado por  $P_s$  es:

$$P_s = \text{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) \left[ 1 - \frac{1}{4} \text{erfc}(\sqrt{\gamma_b}) \right]$$

Donde  $\gamma_b$  es la relación señal a ruido por bit,  $E_b/N_o$ . Puesto que los símbolos QPSK tienen 2 bits por símbolo, el símbolo relación señal a ruido  $E_s/N_o = 2 E_b/N_o$  o  $\gamma_s = 2\gamma_b$ . Entonces para  $\gamma_b = 3 \text{ dB}$  o  $\gamma_s = 6 \text{ dB}$  la tasa de error de símbolo QPSK teórica en AWGN es 0,0455. La tasa de error de símbolo simulada para  $\gamma_s = 6 \text{ dB}$  es 0,04541 en base a los 100,000 s del tiempo de simulación y concuerda razonablemente con la tasa de error de símbolo teórico.

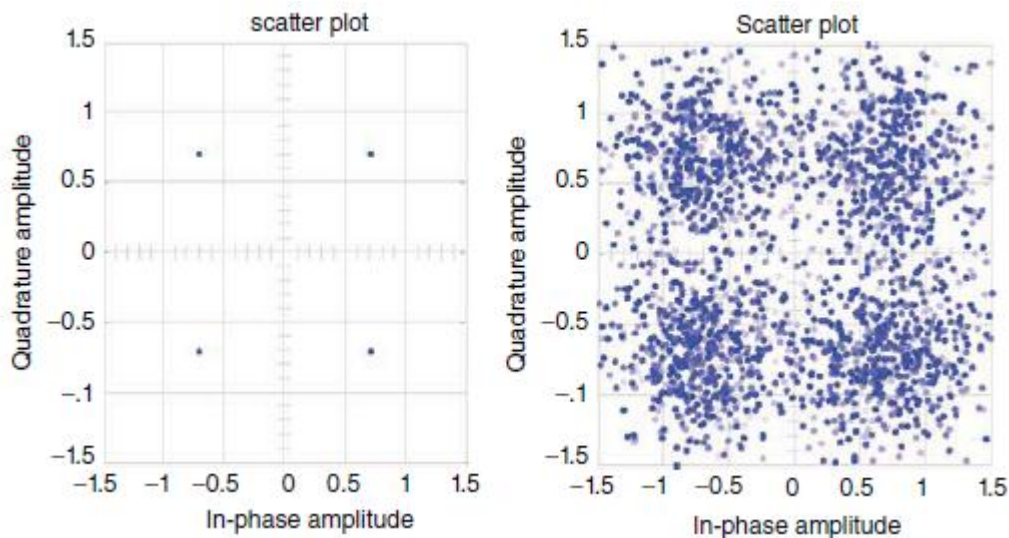


Figura 3. 32: Constelaciones para el modulador QPSK y entrada del demodulador.  
Elaborado por: El Autor.

En la figura 3.33 se muestra un modelo para determinar el desempeño de la tasa de error de símbolo QPSK utilizando tanto el ruido AWGN como los bloques de ruido gaussiano. En este modelo, cada varianza de las partes real e imaginaria del ruido gaussiano complejo es 0.125; con la potencia de señal de unidad el símbolo de relación señal a ruido es  $\gamma_s = 6 \text{ dB}$ .

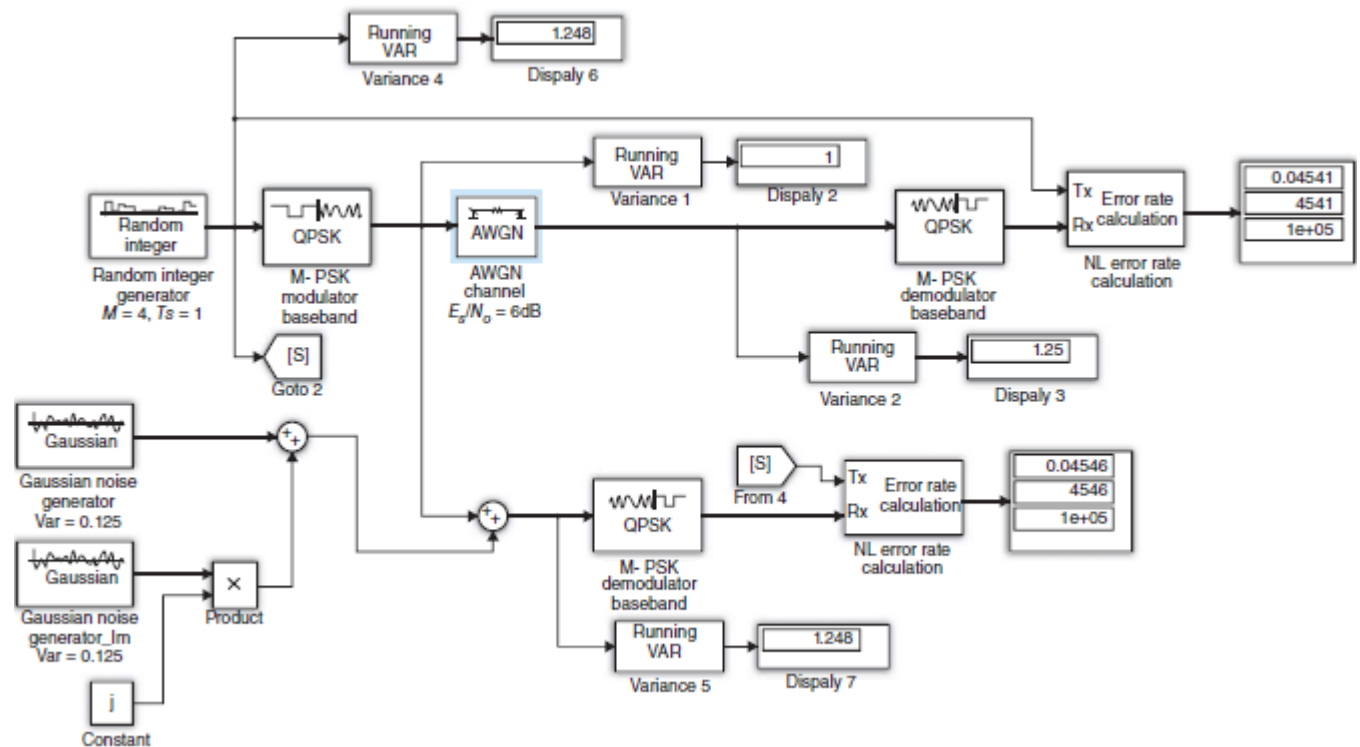


Figura 3. 33: Tasa de error de símbolo QPSK utilizando bloques de ruido AWGN y ruido gaussiano. Elaborado por: El Autor.

En resumen, la tasa de error de símbolo para QPSK con codificación Gray y  $\gamma_s = 6$  dB se presenta a continuación, donde se observa una buena concordancia entre la teoría y la simulación:

Teoría con ruido gaussiano  $\gamma_s = 6$  dB ( $\gamma_b = 3$  dB)

-  $P_s = 0.0455$

Simulado con AWGN  $\gamma_s = 6$  dB

-  $P_s = 0.04541$

Simulado con Gauss Var = 0.125, parte real = parte imaginaria

-  $P_s = 0.04546$

## **CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.**

### **4.1. Conclusiones.**

- Mediante el estudio del estado de arte de las comunicaciones digitales y de las diferentes modulaciones digitales se pudo fundamentar el trabajo de titulación en base a modelos de simulación en Simulink.
  
- Los resultados de la simulación utilizando los bloques de ruido AWGN y los bloques generadores de ruido gaussiano producen un rendimiento idéntico a parámetros adecuadamente elegidos. El uso de un gran tamaño de la muestra produce una excelente concordancia entre el rendimiento teórico y simulado de la tasa de error de bits (BER). El bloque AWGN o el bloque de ruido gaussiano pueden ser seleccionados, ya sea para la simulación basada en la muestra o basado en marcos.
  
- El diseño de modelos de simulación para diferentes sistemas de comunicación de nueva generación es fundamental para el despliegue de una red o de la factibilidad técnica de poder implementar un sistema de comunicación digital.

## 4.2. Recomendaciones.

- A través del presente trabajo de titulación se podrían desarrollar otros modelos de simulación para comunicaciones digitales utilizando otros formatos de modulación digital.
- Promover o incentivar en los docente de la Carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones el proceso de investigación a través de nuevos proyectos de titulación utilizando herramientas de simulación como por ejemplo, Simulink, OptiSystem, Opnet Modeler, Omnet ++, entre otras plataformas que modelan en forma real sistemas de comunicaciones digitales.

## REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Breskin, V., Mazur, A., & Rozenvasser, D. (2012). *Effect of optical channel bandwidth on the immunity of NRZ and RZ linear code.*

Viáfara, M., & Romero, A. (2014). *Digital modulation scheme in four dimensions based on wavelets.* *Sistemas y Telemática*, 12(31), 23-34.

Camacho García, A. (2012). *Códigos de línea en una transmisión digital.*

Carrión Romero, J. A. (2015). *Modelado y simulación de sistemas digitales de comunicaciones en Matlab/Simulink.*

Checa R., V. & Velásquez Cova, J. D., & Álvarez Rueda, R. (2012). *Implementación de códigos de línea en una tarjeta de entrenamiento basada en un FPGA.*

Cruz, R., & Angel, L. (2015). *Transmisor Digital de Datos con Modulación BPSK mediante Tecnología FPGA.*

Campanella, H., Morales, A., & Saad, R. (2011). *Modulación QPSK no ideal en UTRA-TDD: Análisis de fase y potencia.* *Revista Científica Ingeniería y Desarrollo*, 12(12), 97-107.



Fajardo B, M. (2014). *Simulación de códigos de línea destinada a transmisiones de datos en forma digital.*

Khosravi, F., Mokhtar, M., Abbas, A., Mahdi, M., & Mahdiraji, G. (2013). *Investigation of Three Level Code Division Multiplexing performance over high speed optical fiber communication system.* 4th International Conference in Photonics (ICP), pp. 132-134.

Kumar, P., Sumithra, D., & Sarumathi, M. (2013). *Performance Analysis of Rayleigh Fading Channels in MIMO-OFDM Systems using BPSK and QPSK Modulation Schemes.* SIJ Transactions on Computer Networks and Communication Engineering (CNCE), 1(1), 12-17.

Nyachionjeka, K., & Makondo, W. (2014). *Effects of Modulation Techniques (Manchester Code, NRZ or RZ) on the Operation of Hybrid WDM/TDM Passive Optical Networks.* International Scholarly Research Notices, 2014.

Raghul, G., Sudhakar, K., & Devi, M. (2015). *Design and implementation of encoding techniques for wireless applications.* International Conference in Circuit Power and Computing Technologies (ICCPCT), pp. 1-7.

Rodríguez, S., Ayala, A., Mendoza, B. R., & González, O. (2012). Experiencia de laboratorio para la transmisión digital de audio mediante modulación por codificación de pulsos.

Yong, Y., Sanmin, S., Zheng, G., & Xiangdong, P. (2013). *Design of BPSK modulation-based radio beacon machines*. Study on Optical Communications, 1, 017.

Zuo, Y. H., Yang, J., & Cheng, X. Y. (2013). *Design and Implementation of Manchester CODEC Based on FPGA*. In Applied Mechanics and Materials, Vol. 273, pp. 805-809.