



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

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

TÍTULO:

**DESARROLLO DE SIMULACIONES DE MODULACIONES DIGITALES
MPSK Y QAM A TRAVÉS DE CANALES CON RUIDO BLANCO
GAUSSIANO ADITIVO UTILIZANDO EL SOFTWARE MATLAB/SIMULINK**

AUTOR:

FREDDY JONAN GOMEZ MERO

Previa la obtención del Título
INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

TUTOR:

M. Sc. 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.
Freddy Jonan Gómez Mero como requerimiento parcial para la obtención
del título de INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES.

TUTOR

M. Sc. Fernando Palacios Meléndez

DIRECTOR DE CARRERA

M. Sc. Miguel A. Heras Sánchez.

Guayaquil, a los 14 días del mes de Marzo 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, Freddy Jonan Gómez Mero

DECLARÓ QUE:

El trabajo de titulación “DESARROLLO DE SIMULACIONES DE MODULACIONES DIGITALES MPSK Y QAM A TRAVÉS DE CANALES CON RUIDO BLANCO GAUSSIANO ADITIVO UTILIZANDO EL SOFTWARE MATLAB/SIMULINK” 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 mi autoría.

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

Guayaquil, a los 14 días del mes de Marzo del año 2016

EL AUTOR

FREDDY JONAN GOMEZ MERO



**UNIVERSIDAD CATÓLICA
DE SANTIAGO DE GUAYAQUIL**

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

AUTORIZACIÓN

Yo, Freddy Jonan Gómez Mero

Autorizamos a la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, la publicación, en la biblioteca de la institución del Trabajo de Titulación: "DESARROLLO DE SIMULACIONES DE MODULACIONES DIGITALES MPSK Y QAM A TRAVÉS DE CANALES CON RUIDO BLANCO GAUSSIANO ADITIVO UTILIZANDO EL SOFTWARE MATLAB/SIMULINK", cuyo contenido, ideas y criterios es de mi exclusiva responsabilidad y autoría.

Guayaquil, a los 14 días del mes de Marzo del año 2016

EL AUTOR

FREDDY JONAN GOMEZ MERO

DEDICATORIA

Dedico de manera especial a mi familia a mi madre **Alba Esmeralda Mero Chancay** y a mi padre **Freddy Ildefonso Gómez Vallejo** pues ellos fueron el principal cimiento para la formación de mi vida profesional, sentaron en mi las bases de responsabilidad y deseos de superación, pues en ellos tengo el espejo en la cual me quiero reflejar todas las virtudes infinitas que tiene mi familia y que me llevan a admirarlos todos los días.

Gracias a dios por concederme la mejor familia.

EL AUTOR

FREDDY JONAN GOMEZ MERO

AGRADECIMIENTO

El presente trabajo de titulación me gustaría agradecerle primeramente a ti Dios por bendecirme para llegar hasta donde he llegado. Agradezco a mis padres y hermana, mi madre **Alba Esmeralda Mero Chancay**, mi padre **Freddy Ildelfonso Gómez Vallejo** y mi hermana **Yenica Yuleixi Gómez Mero** ya que también sin apoyo de ellos no hubiese logrado esta meta de cumplir un sueño anhelado. Agradezco también a familiares y amigos más cercanos que con su motivación, entusiasmo sembraron en mí las ganas de luchar por mis sueños, les quedo muy eternamente agradecido.

Además un fraterno agradecimiento a mi tutor el **MsC Edwin Fernando Palacios Meléndez** por su ayuda en el trabajo de titulación.

Muchas gracias a todos mis seres queridos.

EL AUTOR

FREDDY JONAN GOMEZ MERO

Índice General

Índice de Figuras	IX
Índice de Tablas	XII
Resumen	XIII
CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN	14
1.1. Introducción.....	14
1.2. Antecedentes.....	14
1.3. Justificación del Problema.....	16
1.4. Definición del Problema.....	17
1.5. Objetivos del Problema de Investigación.....	17
1.4.1. Objetivo General.....	17
1.4.2. Objetivos Específicos.....	17
1.6. Hipótesis.....	18
1.7. Metodología de Investigación.....	18
CAPÍTULO 2: FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA.....	19
2.1. Representación de señales	19
2.1.1. Señal analítica	20
2.1.2. Envolvente Compleja.....	22
2.2. Modulación analógica.....	26
2.2.1. Modulación de amplitud.....	28
2.2.2. Modulación de Doble Banda Lateral	32
2.2.3. Modulación en Simple Banda Lateral.....	36
2.2.4. Modulación de Frecuencia.....	40
2.2.5. Modulación de Fase	44
2.3. Modulación Digital.....	47

2.3.1.	Modulación Digital de Amplitud	48
2.3.2.	Modulación Digital de Fase.....	51
2.3.3.	Modulación de Amplitud en Cuadratura	52
2.3.4.	Modulación Digital de Frecuencia	57
CAPÍTULO 3: SIMULACION Y RESULTADOS OBTENIDOS.....		61
3.1.	Desempeño de la tasa de error de la Modulación por Desplazamiento de Fase Múltiple (MPSK) y de la Modulación de Amplitud en Cuadratura (QAM) en un canal con ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN).....	61
3.2.	Modelo Simulink para la modulación MPSK	61
3.3.	Tasa de error de bits para diferentes M-PSK.....	66
3.4.	Tasa de error de bits de punto fijo para diferentes M-PSK.	67
3.5.	Modelo Simulink para la modulación QAM.	69
3.6.	Tasa de error de bits de la modulación M-aria QAM utilizando potencia promedio.	74
3.7.	Tasa de error de bits de la modulación QAM utilizando potencia máxima.	74
3.8.	Limitación del amplificador de potencia mediante la selección de potencia máxima con QAM	76
CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....		85
4.1.	Conclusiones.....	85
4.2.	Recomendaciones.....	85
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		86

Índice de Figuras

Capítulo 2

Figura 2. 1: Espectro de una señal pasa-banda real.....	19
Figura 2. 2: Espectro de la señal pasa-banda.....	21
Figura 2. 3: Espectros de $r(t)$ y $z(t)$ muestreados	22
Figura 2. 4: Espectro de la envolvente compleja de la señal real muestreada	23
Figura 2. 5: Señal modulad de voz.	27
Figura 2. 6: Espectro de la señal de voz.	28
Figura 2. 7: Espectro de la señal de AM	29
Figura 2. 8: Espectro de la señal de AM	30
Figura 2. 9: Señal instantánea de amplitud.	31
Figura 2. 10: Señal instantánea de fase.....	31
Figura 2. 11: Señal instantánea de frecuencia.	32
Figura 2. 12: Espectro de la señal de DSB	33
Figura 2. 13: Señal modulada DSB.....	34
Figura 2. 14: Señal instantánea en amplitud para DSB.....	35
Figura 2. 15: Señal instantánea en fase para DSB.	35
Figura 2. 16: Señal instantánea en fase para DSB.	36
Figura 2. 17: Espectro de la señal LSB.....	37
Figura 2. 18: Señal modulada LSB.	38
Figura 2. 19: Señal instantánea en amplitud para LSB.	38
Figura 2. 20: Señal instantánea en fase para LSB.	39
Figura 2. 21: Señal instantánea en frecuencia para LSB.	39
Figura 2. 22: Espectro de la señal de FM	40
Figura 2. 23: Señal de modulada FM.	42
Figura 2. 24: Señal instantánea en amplitud para FM.	42
Figura 2. 25: Señal instantánea en fase para FM.	43
Figura 2. 26: Señal instantánea en frecuencia para FM.	43

Figura 2. 27: Espectro de la señal de PM	44
Figura 2. 28: Señal de modulación de fase.....	45
Figura 2. 29: Señal instantánea en amplitud para modulación de fase.	46
Figura 2. 30: Señal instantánea en fase para modulación de fase.	46
Figura 2. 31: Señal instantánea en frecuencia para modulación de fase.	47
Figura 2. 32: Señal de la modulación 2ASK/2PSK.....	49
Figura 2. 33: Señal instantánea en amplitud para 2ASK/2PSK.....	50
Figura 2. 34: Señal instantánea en fase para 2ASK/2PSK.....	50
Figura 2. 35: Señal instantánea en frecuencias para 2ASK/2PSK.	51
Figura 2. 36: Constelación de 16-QAM.....	53
Figura 2. 37: Señal de la modulación 16-QAM.....	55
Figura 2. 38: Señal instantánea en amplitud para 16-QAM.....	55
Figura 2. 39: Señal instantánea en fase para 16-QAM.	56
Figura 2. 40: Señal instantánea en frecuencia para 16-QAM.....	56
Figura 2. 41: Señal de la modulación 2-FSK.....	59
Figura 2. 42: Señal instantánea en amplitud para 2-FSK.....	59
Figura 2. 43: Señal instantánea en fase para 2-FSK.....	60
Figura 2. 44: Señal instantánea en frecuencia para 2-FSK.....	60

Capítulo 3

Figura 3. 1: Diseño en Simulink de la modulación MPSK con $M = 64$	62
Figura 3. 2: Parámetros de entrada MPSK	63
Figura 3. 3: Parámetros de AWGN para la simulación MPSK.....	64
Figura 3. 4: Tasa de error de Bits para 64 PSK con AWGN.....	65
Figura 3. 5: Constelación para 8-PSK.....	66
Figura 3. 6: Tasa de error de Bits para diferentes M-PSK.....	67
Figura 3. 7: Modelo para la simulación de la BER de 8 PSK con longitudes de fracción de punto fijo seleccionadas	68
Figura 3. 8: BER para 8 PSK en AWGN con longitud de palabra de 8.....	69
Figura 3. 9: Constelación QAM para $M = 64$	70
Figura 3. 10: Parámetros de la modulación QAM con potencia promedio....	71

Figura 3. 11: Modelo Simulink para calcular la BER en QAM	73
Figura 3. 12: Tasa de error de bits de la modulación QAM con γ_b promedio	74
Figura 3. 13: Parámetros de entrada del modulador QAM con potencia máxima fijada a 1 W	75
Figura 3. 14: BER de QAM usando potencia máxima y potencia promedio .	76
Figura 3. 15: Modelo no lineal de Saleh para conversión AM/AM y AM/PM.	78
Figura 3. 16: Comparación de la BER con un amplificador de potencia no lineal y 64-QAM	80
Figura 3. 17: Gráficos de dispersión con (a) entrada y (b) salida de Saleh ..	81
Figura 3. 18: Función de Saleh.....	81
Figura 3. 19: Uso de compensación de predistorsión para no linealidad.....	83
Figura 3. 20: Gráficos de dispersión: (a) entrada de predistorsión, (b) entrada, y (c) salida de Saleh	84

Índice de Tablas

Capítulo 2

Tabla 2. 1: Propiedades de las modulaciones lineal y exponencial.....	26
---	----

Resumen

El presente trabajo de titulación consiste en desarrollar la simulación de la M-aria Modulación por Desplazamiento de Fase (conocido como MPSK) y de la Modulación de Amplitud en Cuadratura (conocido como QAM) mediante canales AWGN (ruido blanco gaussiano aditivo) utilizando el software MatLab/Simulink. Para cumplir con el propósito del trabajo de titulación, se revisó información relevante de publicaciones en revistas internacionales observando varias investigaciones que modelan sistemas de comunicaciones digitales utilizando diferentes plataformas de simulación. Estos programas de simulación son herramientas robustas, pero la escogida para este trabajo de titulación fue Simulink de MatLab. Posteriormente, se realizó una descripción de los fundamentos teóricos, tales como, la representación de señales, modulación analógica y digital. Finalmente, se desarrollaron modelos de simulación de la modulación MPSK y QAM sobre la plataforma Simulink, para evaluar el comportamiento del desempeño de la tasa de error de bits (BER) modificando determinados parámetros en la modulación y demodulación, así como introduciendo canales AWGN.

CAPÍTULO 1: INTRODUCCIÓN

1.1. Introducción.

Todos los sistemas de comunicación, las señales transmitidas pasan a través de un canal. El canal de comunicación, es un entorno físico no ideal que tiene un ancho de banda finito; por ejemplo, un sistema pasa banda. El ancho de banda está limitado por canales adyacentes separados por su contenido de frecuencia. La naturaleza pasa banda de los canales de comunicación implica restricciones en el ancho de banda de la señal transmitida.

Una comunicación efectiva requiere una portadora sinusoidal de alta frecuencia en dependencia de las características del canal. La amplitud, fase, o frecuencia de esta portadora se altera de forma proporcional a la señal de información transmitida. Esta operación se conoce como modulación.

Los tipos de modulación pueden dividirse en dos grupos diferentes dependiendo de la señal transmitida. Si la señal transmitida es continua, la modulación es analógica. Si la señal transmitida está compuesta por un alfabeto finito de símbolos discretos, la modulación es digital.

1.2. Antecedentes.

Las diferentes técnicas de modulación digital, tales como, Modulación por desplazamiento de amplitud (ASK), Modulación por desplazamiento de

frecuencia (FSK) y Modulación por desplazamiento de fase (PSK), entre otras, son utilizadas en todos los sistemas de telecomunicaciones, en su mayoría digitales y en otros analógicos. Por ejemplo, las comunicaciones inalámbricas (WLAN, WiMAX, LTE) y ópticas emplean los tipos de modulaciones digitales, tales como modulaciones BPSK, DPSK, MPSK, QPSK y sus variantes.

Mientras que en el ámbito académico e investigación, se encontraron varias investigaciones publicadas en revistas (papers), proyectos de fin de carrera, trabajos de titulación e investigaciones aplicadas (a través del SINDE). En la biblioteca y repositorio digital de la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil, existen trabajos de titulación, en las que utilizan modulaciones digitales. En pregrado, se encontraron los siguientes trabajos de titulación:

- a. En el proyecto de (Carrión R., 2015), se utilizó MatLab para desarrollar los algoritmos de programación y Simulink para modelar mediante bloques disponibles en la librería. Se pudo observar, que tanto en MatLab como Simulink, al ser ejecutados, estos cumplían con los parámetros teóricos vistos en la modulación digital.
- b. En el proyecto de (Sig-Tú T., 2014), se observó el desarrollo de tres aplicaciones de simulación en 1 canal mediante las modulaciones digitales BPSK, MPSK y FSK sobre el programa Simulink.
- c. En el proyecto de (Veloz , 2015), consistía en evaluar el desempeño de la BER en las modulaciones BPSK y QPSK utilizando canales AWGN.

Mientras, que en la Maestría en Telecomunicaciones se encontró los siguientes trabajos:

- a. (Navarro V., 2015) modelo señales distribuidas en RoF para combinar con una red WiMAX utilizando OFDM y 64-QAM sobre la plataforma Simulink, y se observó si las señales se degradaban.
- b. (Coello B., 2015) modeló una red WiMAX variando parámetros de comunicación en las subportadoras para una y varias antenas en Simulink, y se observó que la velocidad de codificación variaba según el esquema de modulación elegido.

1.3. Justificación del Problema.

Los modelos de simulación de sistemas de comunicaciones son de gran utilidad, pero que requieren de licencia profesional. Los trabajos descritos en la sección 1.2 permitieron entender el funcionamiento de Simulink. Por ejemplo, se consideró fuertemente los trabajos de (Veloz , 2015) en pregrado y (Navarro V., 2015) en posgrado, para poder diseñar las simulaciones en Simulink.

En base a los trabajos mencionados y de acuerdo a lo indicado por el tutor, se decidió diseñar el modelo de simulación de la modulación por desplazamiento de M fases (MPSK) y modulación de amplitud en cuadratura (QAM) a través de canales AWGN.

Las herramientas de simulación que existen en la enseñanza universitaria son varias, entre las utilizadas se encuentran, Opnet Modeler, MatLab/Simulink, OMNeT ++, OptiSystem, entre otros. Se escoge a Simulink, por disponer de la mayoría de librerías de los sistemas de comunicaciones, e introducir elementos que puedan degradar las comunicaciones.

1.4. Definición del Problema.

Necesidad de desarrollar modelos de simulación de la modulación por desplazamiento de M fases y de amplitud en cuadratura (QAM) a través de canales con ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN) utilizando el software de MatLab/Simulink.

1.5. Objetivos del Problema de Investigación.

1.4.1. Objetivo General.

Desarrollar simulaciones de las modulaciones MPSK y QAM mediante canales con ruido blanco gaussiano aditivo utilizando el software MatLab/Simulink.

1.4.2. Objetivos Específicos.

- Caracterizar los fundamentos teóricos de la representación de señales y de las modulaciones analógicas y digitales.
- Diseñar en Simulink la simulación de modulación por desplazamiento de M fases y de amplitud en cuadratura a través de canales con ruido blanco gaussiano aditivo.

- Evaluar el comportamiento de la BER de las simulaciones de MPSK y QAM mediante canales AWGN.

1.6. Hipótesis.

Las simulaciones desarrolladas en Simulink utilizando las modulaciones MPSK y QAM mediante canales AWGN permitirán comprobar y evaluar el rendimiento de la tasa de error de bits.

1.7. Metodología de Investigación.

Para el desarrollo del trabajo de titulación, se empleará el método empírico-analítico cuyo enfoque es cuantitativo. El diseño de investigación es descriptivo y explicativo.

CAPÍTULO 2: FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

2.1. Representación de señales

La naturaleza de las señales moduladas conlleva a altas velocidades de muestreo y se requiere una cantidad excesiva de memoria para almacenar la señal recibida. Afortunadamente, hay formas de reducir la tasa de muestreo y la cantidad de memoria necesaria. Esto se puede lograr mediante el uso de representaciones de señal diferentes de la muestreada directamente. Estas representaciones tienen un valor teórico y también práctico debido a que la información de fase de la señal puede extraerse por medio de estos métodos. Si la señal denotada por $r(t)$ es real, la simetría hermitiana es:

$$\begin{aligned} R(-\omega) &= R^*(\omega), \\ |R(-\omega)| &= |R(\omega)|, \arg R(-\omega) = -\arg R(\omega), \end{aligned} \quad (2.1)$$

Donde ω denota la frecuencia angular $\omega = 2\pi f$. De la ecuación (2.1) se deduce que el espectro de la señal real contiene información redundante. En la figura 2.1 se muestra el espectro de una señal pasa-banda real $r(t)$.

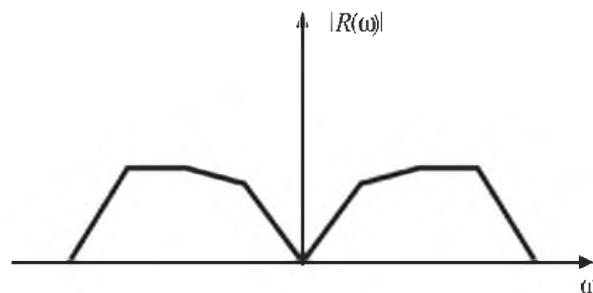


Figura 2. 1: Espectro de la señal pasa - banda real.
Fuente: (Proakis & Manolakis, 2007)

2.1.1. Señal analítica

La redundancia espectral de la señal pasa-banda real recibida puede reducirse mediante una representación analítica también llamada pre-envolvente. Una señal analítica puede obtenerse utilizando la transformada de Hilbert o un filtro de cuadratura. Sin embargo, la transformación no reduce la cantidad requerida de memoria. Afortunadamente la frecuencia de muestreo se puede reducir a exactamente el ancho de banda de la señal recibida con la conversión descendente de la señal analítica. Esta representación se denomina envolvente compleja y se discutirá en la próxima subsección.

En primer lugar se quiere reducir las redundancias espectrales en la señal pasa-banda real dada anteriormente. La transformada de Fourier de la nueva señal $z(t)$ es:

$$Z(\omega) = 2 R(\omega)u(\omega) = R(\omega)[1 + \text{sgn}(\omega)] \quad (2.2)$$

Donde $u(\omega)$ y $\text{sgn}(\omega)$ se definen como:

$$u(\omega) = \begin{cases} 1, & \omega > 0 \\ \frac{1}{2}, & \omega = 0 \\ 0, & \omega < 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

Y

$$\text{sgn}(\omega) = 2u(\omega) - 1 = \begin{cases} 1, & \omega > 0 \\ \frac{1}{2}, & \omega = 0 \\ 0, & \omega < 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

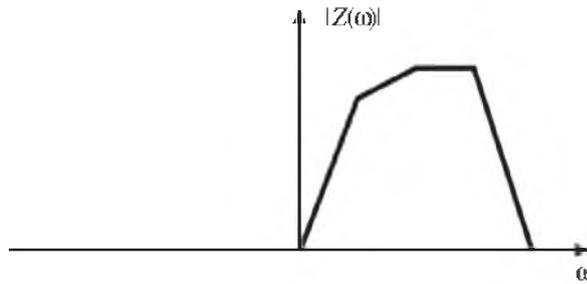


Figura 2. 2: Espectro de la señal pasa-banda real.
Fuente: (Chaparro, 2011)

En la figura 2.2 se muestra el espectro de $z(t)$. En la ecuación (2.2) el espectro $Z(\omega)$ está compuesto de la transformada de Fourier de la señal pasa-banda $r(t)$ y de la transformada de Fourier a su transformada de Hilbert, lo cual se expresa como:

$$R(\omega)sgn(\omega) \leftrightarrow jr(t) * \frac{1}{\pi t} = j \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{r(\tau)}{t - \tau} d\tau = j\tilde{r}(t) \quad (2.5)$$

Donde el asterisco denota la convolución; es decir: $\tilde{r}(t)$ se obtiene aplicando la señal pasa-banda original $r(t)$ a un filtro de cuadratura $h(t) = \frac{1}{\pi t}$.

Los dos pares transformados de Hilbert más importantes son:

$$\sin x \leftrightarrow -\cos x \quad \text{y} \quad \cos x \leftrightarrow \sin x$$

Las ecuaciones (2.2) y (2.5) conducen a la señal analítica de la señal pasa banda $z(t) = r(t) + j\tilde{r}(t)$. El procesamiento digital de la señal analítica requiere la mitad de la frecuencia de muestreo necesaria para la señal real debido a que la señal analítica tiene información sólo en la mitad derecha del espectro. Sin embargo, se requiere la misma cantidad de memoria debido a

que la señal analítica es compleja. En la figura 2.3 se muestran los espectros de $r(t)$ y $z(t)$ muestreados. Mientras, que F_s denota la frecuencia de muestreo y la línea sólida representa la región debajo de la mitad de la frecuencia de muestreo.

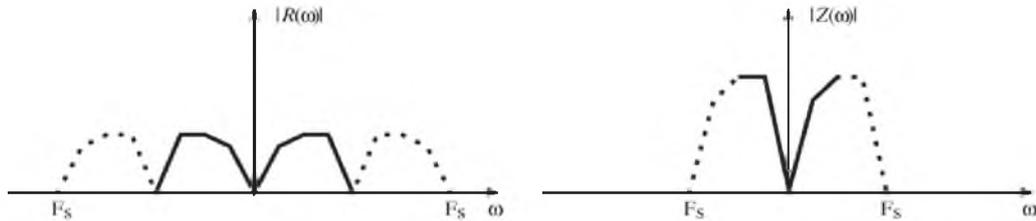


Figura 2. 3: Espectros de $r(t)$ y $z(t)$ muestreados
Fuente: (Proakis & Manolakis, 2007)

2.1.2. Envoltente Compleja

La frecuencia de muestreo se puede disminuir exactamente al ancho de banda de la señal pasa banda mediante el uso de la representación de envoltente compleja. La envoltente compleja $c(t)$ se obtiene a partir de la señal analítica $z(t)$ como se muestra a continuación:

$$c(t) = z(t)e^{-j\omega_0 t} = m(t) + jn(t) \quad (2.6)$$

Donde,

$$\begin{aligned} m(t) &= r(t) \cos(\omega_c t) + \tilde{r}(t) \sin(\omega_c t) \\ n(t) &= \tilde{r}(t) \sin(\omega_c t) \cos(\omega_c t) - r(t) \sin(\omega_c t) \end{aligned} \quad (2.7)$$

En la ecuación (2.6) puede observarse que la envoltente compleja es la versión desplazada en la frecuencia de la señal analítica $z(t)$ como se muestra en la figura 2.4.

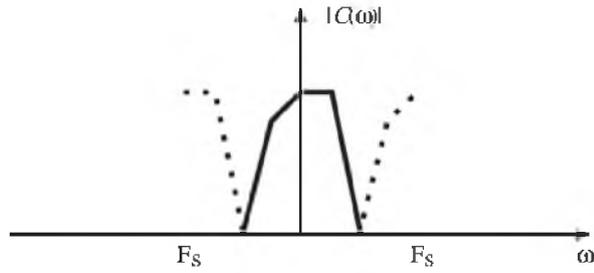


Figura 2. 4: Espectro de la envolvente compleja de la señal real muestreada
Fuente: (Couch, 2008)

Las partes real e imaginaria de $c(t)$ se denominan las componentes en fase (I) y en cuadratura (Q), respectivamente. La amplitud instantánea $a(t)$, la fase instantánea $\varphi(t)$, y la frecuencia instantánea $f(t)$ se pueden obtener fácilmente a partir de las representaciones analíticas y de la envolvente compleja. La amplitud instantánea puede expresarse como:

$$a(t) = |z(t)| = \sqrt{r^2(t) + \tilde{r}^2(t)}$$

$$a(t) = |c(t)| = \sqrt{m^2(t) + n^2(t)}$$

La amplitud instantánea puede extraerse similarmente de la señal muestreada $r[k]$, donde k es el índice de tiempo. La secuencia de la amplitud instantánea centrada normalizada $a_{cn}[k]$ puede obtenerse de la secuencia de amplitud instantánea $a[k]$ como se muestra a continuación:

$$a_{cn}[k] = \frac{a[k]}{m_a} - 1$$

Donde,

$$m_a = \frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} a[k]$$

Y N_s es el número de muestras en un segmento. La normalización por m_a se usa para compensar la ganancia del canal. La fase instantánea de la señal se expresa como:

$$\varphi(t) \begin{cases} |z(t)| \\ |c(t)| + \omega_c t \end{cases}$$

La fase instantánea de la señal modulada consta de la componente lineal aportada por la frecuencia de la portadora y de la componente no lineal aportada por la señal de modulación. La componente de fase lineal no está presente en la representación de la envolvente compleja debido a la conversión descendente. De lo contrario la componente lineal de la fase instantánea se debe eliminar con el fin de obtener las características importantes de la señal modulada. Si se conoce con exactitud la frecuencia portadora f_c entonces se puede estimar la componente de fase no lineal de la señal muestreada $r[k]$ como se muestra a continuación:

$$\hat{\varphi}_{NL}[k] = \varphi_{uw}[k] - \frac{2\pi f_c k}{f_s}$$

Donde $\varphi_{uw}[k]$ es la secuencia de la fase sin envolvente. Si no se conoce la frecuencia portadora se puede obtener eliminando la tendencia lineal utilizando la estimación de mínimos cuadrados (LS, del inglés *least square*) donde se minimiza la suma de los cuadrados,

$$\varepsilon = \sum_{k=1}^{N_s} [\varphi_{uw}[k] - C_1 k - C_2]^2$$

Donde, C_1 y C_2 son los parámetros de un modelo lineal. El modelo lineal puede representarse como $\varphi_{uw} = Hc + v$, donde v se asume como el ruido aportado por la componente no lineal y otros parámetros, tales como:

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ (N_s - 1) & 1 \end{bmatrix}, \quad \varphi_{uw} = \begin{bmatrix} \phi_{uw}(1) \\ \phi_{uw}(2) \\ \vdots \\ \phi_{uw}(N_s) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c} = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix}$$

Las columnas de la matriz H son independientes y H tienen rango completo. Los mínimos cuadrados estimados pueden expresarse en forma matricial como:

$$c = [H^T H]^{-1} H^T \varphi_{uw}$$

La estimación de mínimos cuadrados permite obtener la estimación de máxima verosimilitud (ML, del inglés maximum likelihood) si la componente no lineal es gaussiana, que no siempre es el caso. La derivada de la fase instantánea es la frecuencia angular $\omega(t)$. La frecuencia instantánea de la señal moduladora puede expresarse como:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \omega(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi(t)}{dt}$$

Donde $\omega(t) = 2\pi f(t)$. La derivada numérica se puede obtener de la secuencia de fase sin envolvente como se muestra a continuación:

$$\hat{f}[k] = F_s \frac{\varphi_{uw}[k+1] - \varphi_{uw}[k]}{2\pi}$$

Donde F_s es la frecuencia de muestreo. La frecuencia instantánea centrada normalizada para una señal modulada digital puede expresarse como:

$$f_N[k] = \frac{\hat{f}[k] - m_f}{r_s}$$

Donde,

$$m_f = \frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} \hat{f}[k]$$

Y r_s es la tasa de símbolo.

2.2. Modulación analógica.

Los tipos de modulación analógica se pueden dividir en dos grupos: modulación lineal y modulación exponencial o de ángulo. En la Tabla 2.1 se muestran las propiedades de esos grupos, donde W se refiere al ancho de banda y $X(\omega)$ se refiere al espectro de la señal moduladora.

Tabla 2. 1: Propiedades de las modulaciones lineal y exponencial

	Lineal	Exponencial
Métodos	AM, DSB, SSB, VSB	FM, PM
Envolvente	Depende de la señal moduladora	Constante
Espectro	Frecuencia desplazada $X(\omega)$	Relación compleja para $X(\omega)$
Ancho de banda	$\leq 2W$	$> 2W$
SNR	Depende de la potencia de transmisión	Depende del ancho de banda

Fuente: (Oppenheim & Schaffer, 2011)

La relación señal a ruido (SNR, del inglés *Signal to Noise Ratio*) se puede incrementar en la modulación lineal solamente mediante el incremento de la potencia de transmisión; en la modulación exponencial se puede encontrar un compromiso adecuado entre el ancho de banda y la relación señal a ruido. La modulación exponencial se usa con mayor frecuencia debido a estas propiedades. En las secciones siguientes, se deducen las señales analíticas de los tipos de modulaciones analógicas y se presentan ejemplos utilizando la señal moduladora de la trama de voz que se muestra en la figura 2.5.

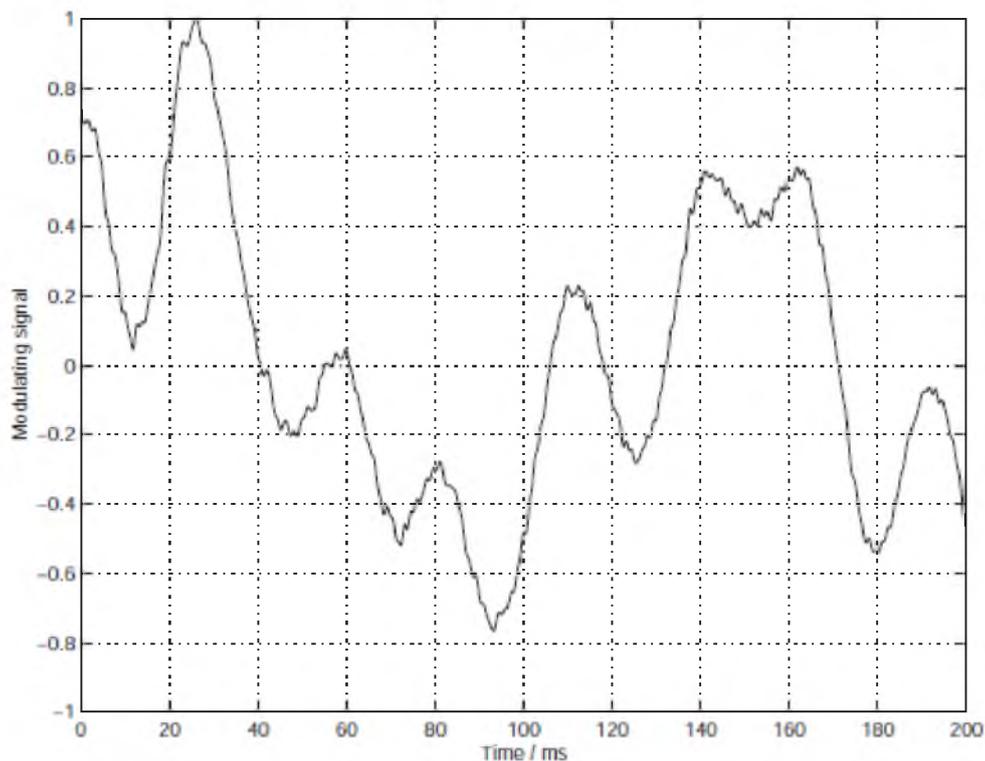


Figura 2. 5: Señal modulad de voz.

Fuente: (Chaparro, 2011)

En las siguientes figuras se obtienen las propiedades instantáneas a partir de la envolvente compleja, de forma tal que no está presente la contribución de la portadora. La frecuencia de la portadora es ω_c , la amplitud

de la portadora es A_c y el índice de modulación, donde se aplica, es μ . La señal moduladora $x(t)$ se asume que sea normalizada tal que $|x(t)| \leq 1$, tal como se muestra en la figura 2.6.

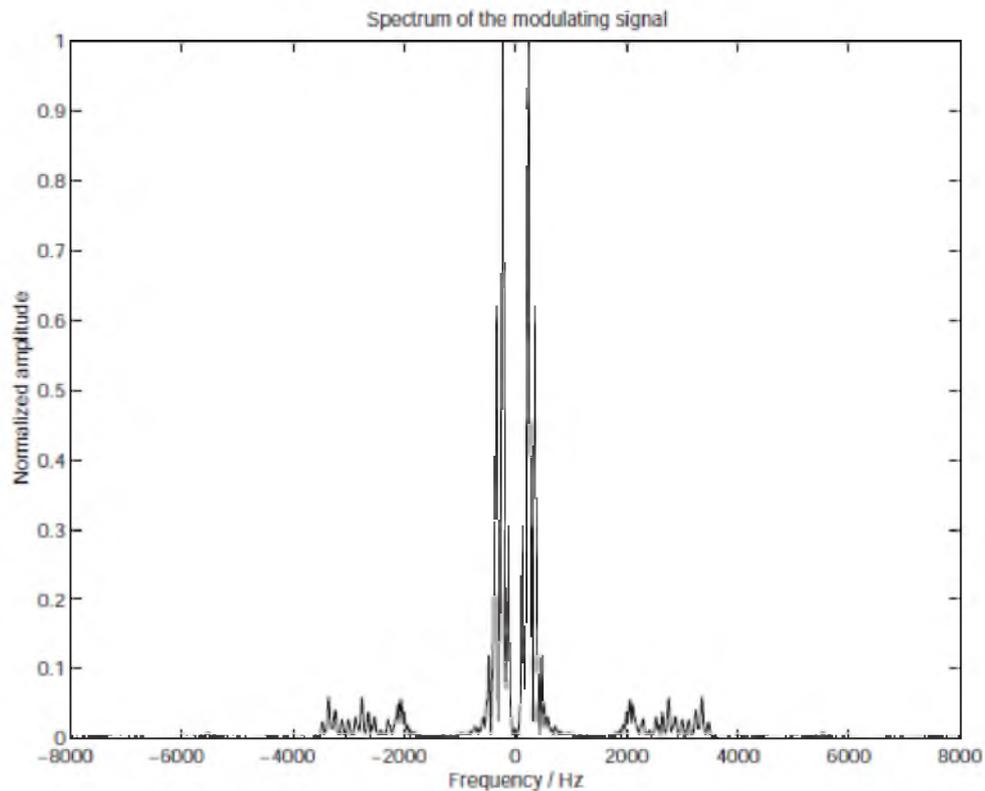


Figura 2. 6: Espectro de la señal de voz.
Fuente: (Couch, 2008)

2.2.1. Modulación de amplitud

La modulación de amplitud (AM, del inglés *Amplitude Modulation*), es el esquema de modulación más simple. Está formada por la variación de amplitud de la onda portadora de acuerdo a la señal moduladora. La representación analítica de la señal modulada en amplitud se expresa:

$$z(t) = A_c[1 + \mu x(t)]e^{j\omega_c t}$$

Es decir, la suma de la señal portadora y la señal moduladora multiplicada por $A_c\mu$ y desplazada en frecuencia por ω_c . En la figura 2.7 se muestra el ancho de banda de la señal modulada $B=2W$ por la simetría hermitiana de la señal moduladora. La envolvente de la señal de AM se puede expresar como:

$$a(t) = A_c[1 + \mu x(t)]$$

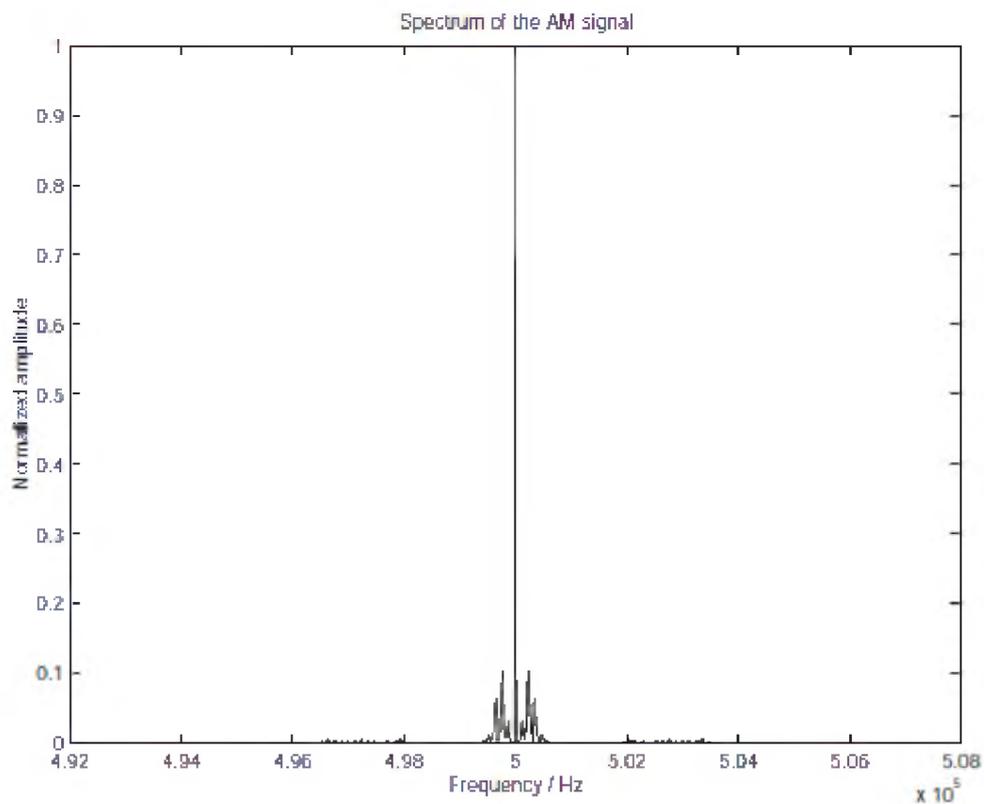


Figura 2. 7: Espectro de la señal de AM
Fuente: (Chaparro, 2011)

La señal moduladora está polarizada para valores positivos. Se puede ver fácilmente que la demodulación de la señal de AM requiere solamente la detección de la envolvente. Si el índice de modulación $\mu \leq 1$, no ocurrirá desplazamiento de fase. La fase instantánea se puede expresar como:

$$\varphi(t) = \tan^{-1} \left[\frac{A_c [1 + \mu x(t)] \sin(\omega_c t)}{A_c [1 + \mu x(t)] \cos(\omega_c t)} \right] = \omega_c t$$

Donde los términos comunes $A_c [1 + \mu x(t)]$ se pueden eliminar porque siempre son no negativos. El término lineal aportado por la onda portadora permanece, lo cual implica que la frecuencia instantánea es simplemente:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d(\omega_c t)}{dt} = f_c$$

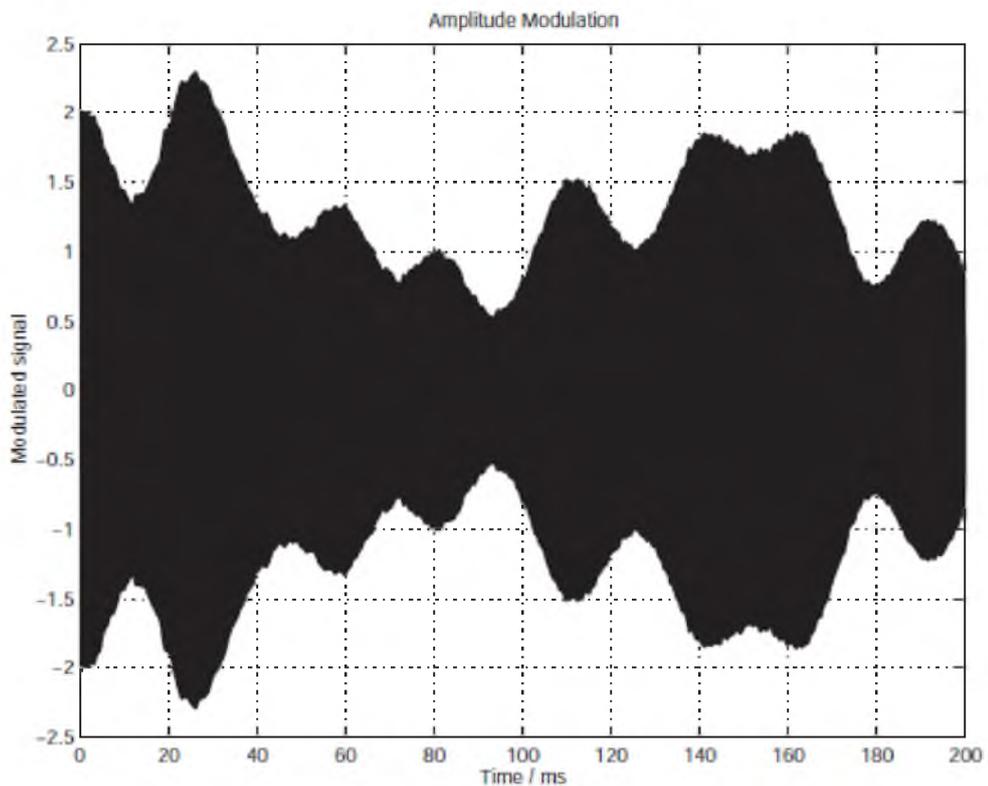


Figura 2. 8: Espectro de la señal de AM
Fuente: (Coello B., 2015)

En la figura 2.8 se muestra la señal modulada en amplitud, mientras que en las figuras 2.9 a 2.11 se muestran las gráficas instantáneas de amplitud, fase y frecuencia, respectivamente.

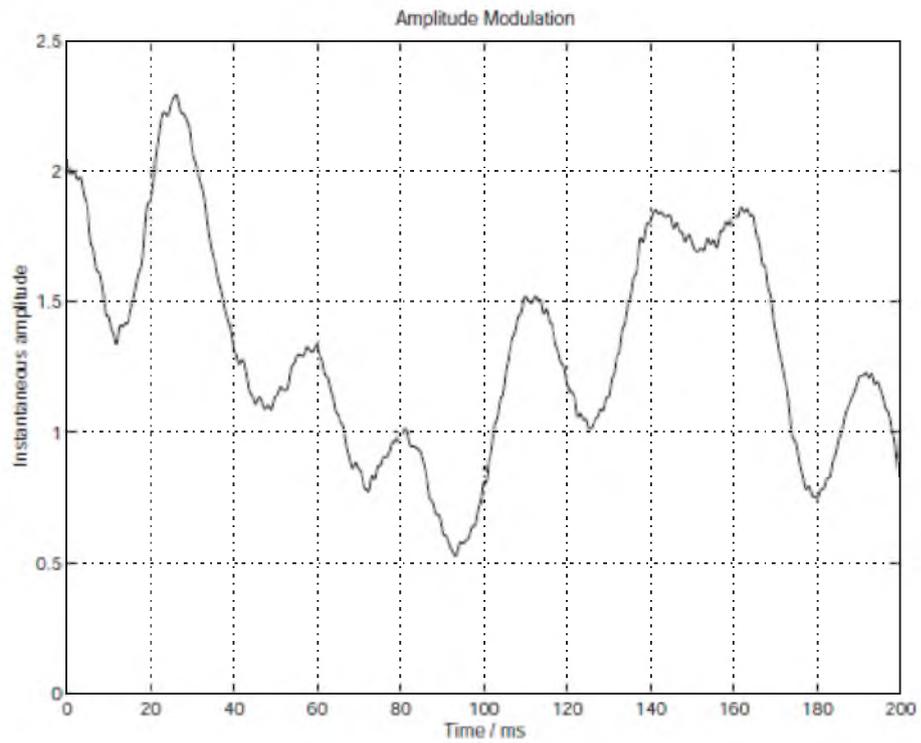


Figura 2. 9: Señal instantánea de amplitud.
Fuente: (Couch, 2008)

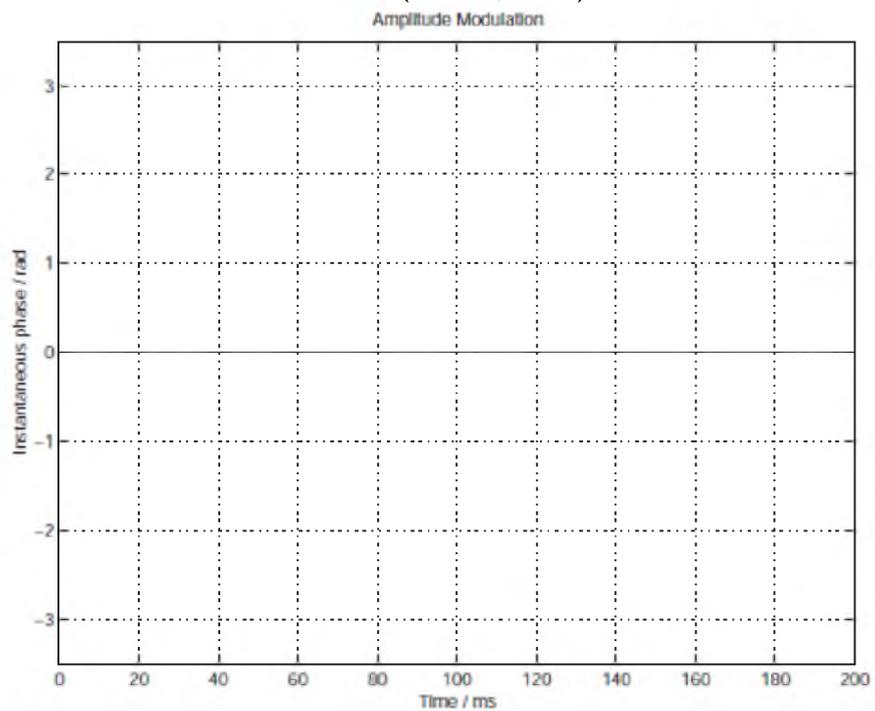


Figura 2. 10: Señal instantánea de fase.
Fuente: (Couch, 2008)

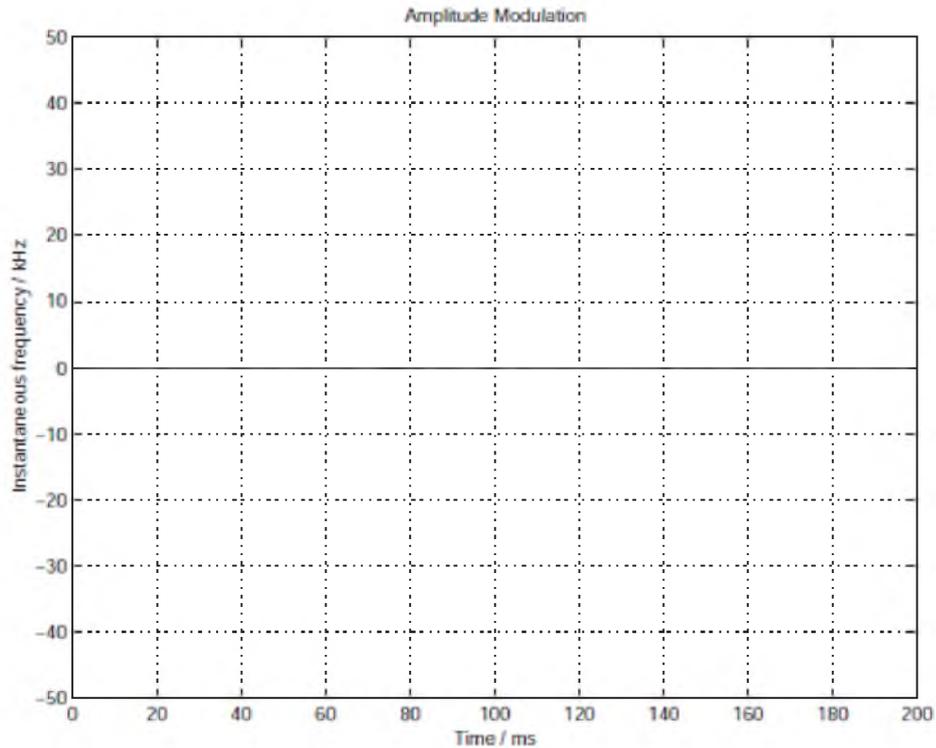


Figura 2. 11: Señal instantánea de frecuencia.
Fuente: (Couch, 2008)

2.2.2. Modulación de Doble Banda Lateral

La modulación de doble banda lateral (DSB, del inglés *Double-SideBand*) es un caso especial de la modulación de amplitud donde se suprime la portadora. La señal modulada DSB analítica se expresa como:

$$z(t) = A_c x(t) e^{j\omega_c t}$$

Es decir, la señal moduladora multiplicada por A_c y desplazada en frecuencia por ω_c . El ancho de banda permanece igual que en la modulación de amplitud como se muestra en la figura 2.12. La envolvente será el valor absoluto de la señal moduladora y se expresa como:

$$a(t) = A_c |x(t)|$$

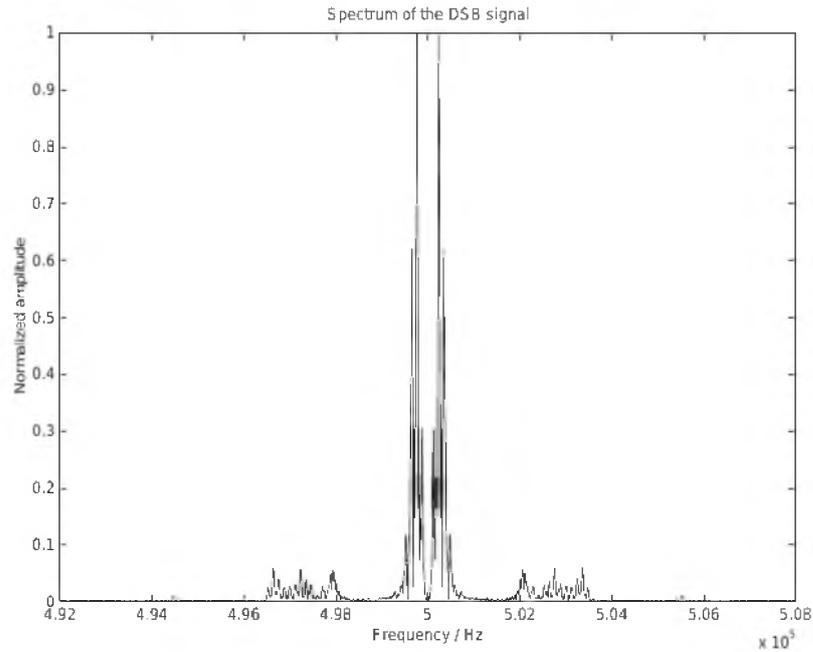


Figura 2. 12: Espectro de la señal de DSB
Fuente: (Coello B., 2015)

La demodulación de la señal modulada en DSB no puede realizarse utilizando un detector de envolvente. Por tanto se necesita un conversor descendente. Además existen discontinuidades en la fase instantánea causadas por el cruce por ceros de la señal moduladora. En consecuencia, la fase instantánea se obtiene por:

$$\varphi(t) = \tan^{-1} \left[\frac{A_c x(t) \sin(\omega_c t)}{A_c x(t) \cos(\omega_c t)} \right] = \begin{cases} \omega_c t & , x(t) \geq 0 \\ \pi + \omega_c t & , x(t) < 0 \end{cases}$$

$$= u(-x(t))\pi + \omega_c t$$

Donde $u(t)$ es la función escalón unitario. En otras palabras, cuando la señal moduladora cruza por cero existirá un desplazamiento de fase de π . El término común $A_c x(t)$ no se puede eliminar, porque se perdería la información

de fase. Esto se puede deducir con identidades trigonométricas, $\sin(x) = -\sin(-x)$ y $\cos(x) = \cos(-x)$ como se muestra a continuación:

$$\frac{-|x(t)| \sin(\omega_c t)}{-|x(t)| \cos(\omega_c t)} = \frac{\sin(-\omega_c t)}{-\cos(-\omega_c t)} = -\tan(-\omega_c t) = \tan(\pi + \omega_c t)$$

Donde $\hat{x}(t)$ denota la derivada de $x(t)$ con respecto al tiempo. La frecuencia instantánea, sin embargo, contiene impulsos hacia la derivada negativa de la señal moduladora cuando ocurre un cruce por cero y en el caso contrario es una constante. En la figura 2.13 se muestra la señal modulada en DSB. Mientras que en las figuras 2.14 a 2.16 se muestran sus propiedades instantáneas asociadas a la señal modulada DSB.

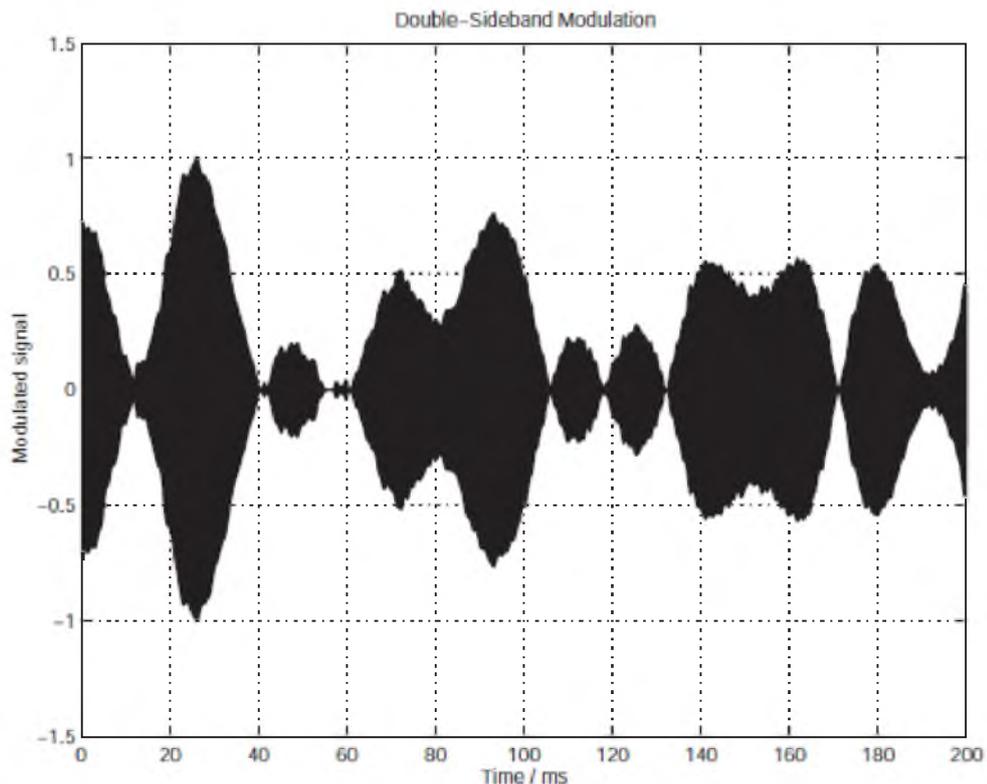


Figura 2. 13: Señal modulada DSB
Fuente: (Mathworks, 2016)

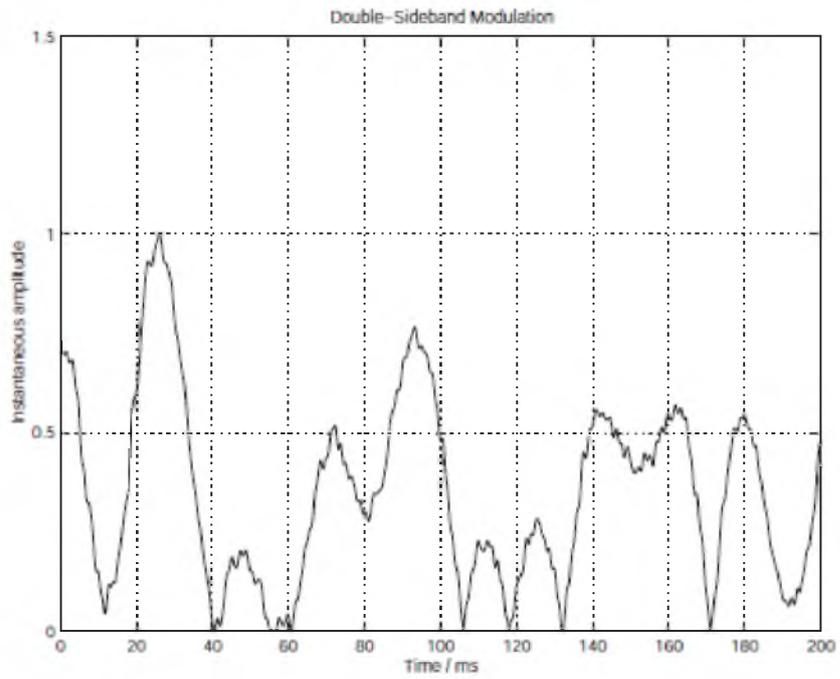


Figura 2. 14: Señal instantánea en amplitud para DSB.
Fuente: (Coello B., 2015)

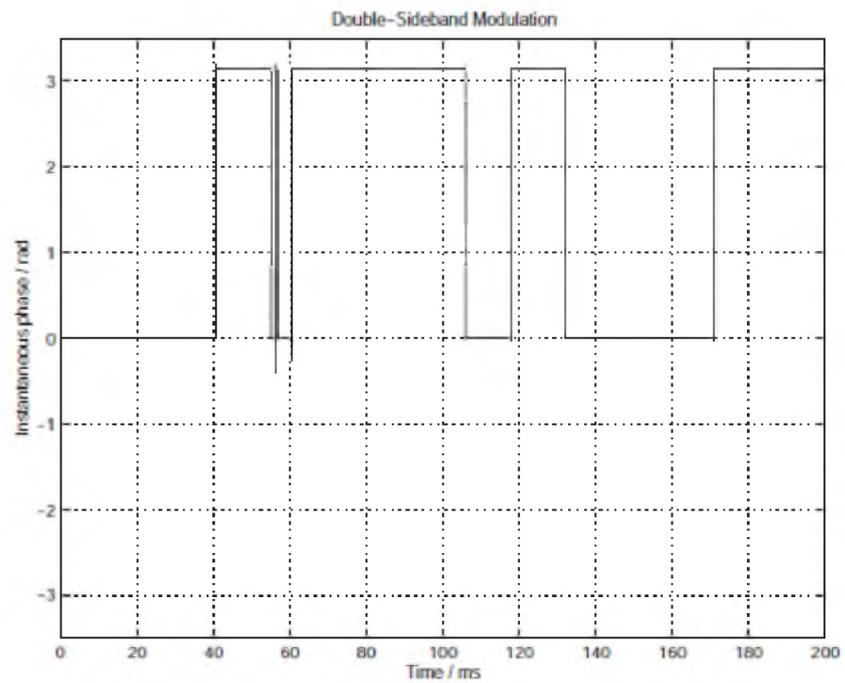


Figura 2. 15: Señal instantánea en fase para DSB.
Fuente: (Sig-Tú T., 2014)

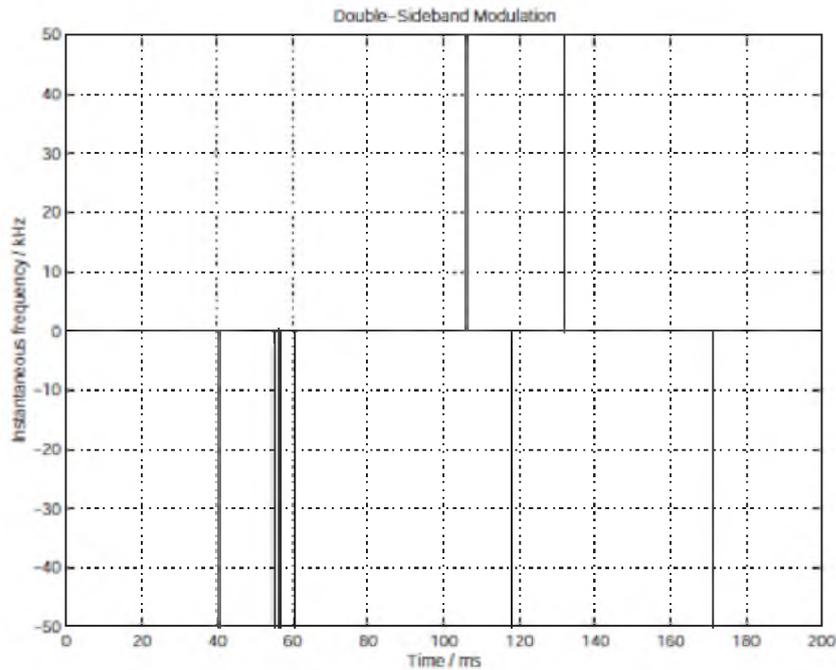


Figura 2. 16: Señal instantánea en fase para DSB.
Fuente: (Couch, 2008)

2.2.3. Modulación en Simple Banda Lateral

La modulación en simple banda lateral (SSB, del inglés *Single-SideBand*) requiere el mismo ancho de banda que la señal moduladora, por tanto, ocupa solamente la mitad del ancho de banda comparado con las señales de AM y DSB (véase la figura 2.17). La señal modulada en simple banda lateral puede obtenerse a través del mismo razonamiento que para la señal analítica en la sección 2.1.1 y su representación analítica está dada por:

$$z(t) = A_c \{x(t) \cos(\omega_c t) \mp \hat{x}(t) \sin(\omega_c t) + j[x(t) \sin(\omega_c t) \pm \hat{x}(t) \cos(\omega_c t)]\}$$

Donde el signo superior se usa para la modulación de banda lateral superior (USB, del inglés *Upper-Sideband Modulation*) y el signo inferior se usa para la modulación de banda lateral inferior (LSB, del inglés *Lower-*

Sideband Modulation). Por la identidad trigonométrica $\sin(2x) + \cos(2x) = 1$, la envolvente de la señal de SSB en ambos casos está dada por:

$$a(t) = A_c \sqrt{x^2(t) + \hat{x}^2(t)}$$

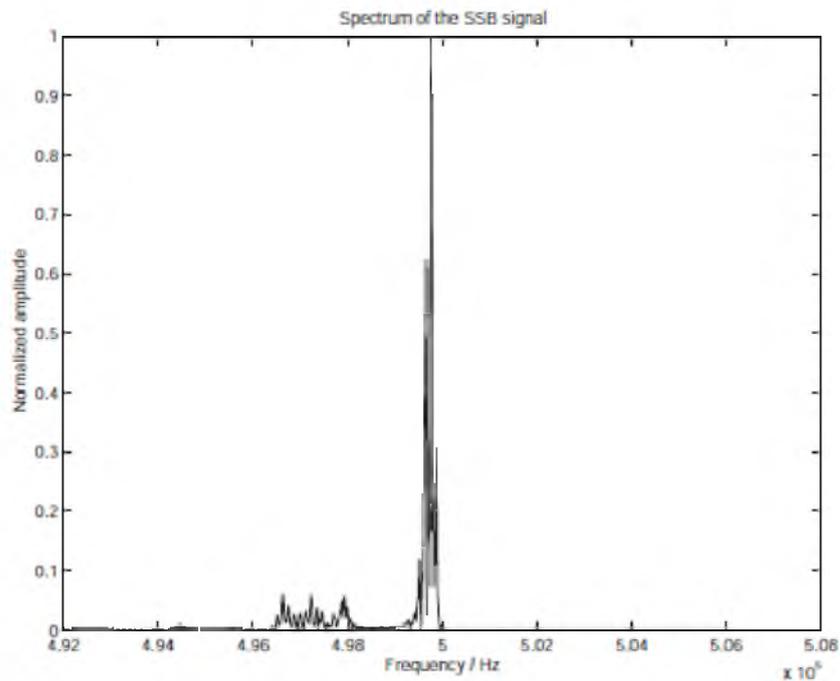


Figura 2. 17: Espectro de la señal LSB
Fuente: (Coello B., 2015)

La derivada de la fase y frecuencia instantáneas ahora es más complicada porque dependen grandemente de la señal moduladora. La fase instantánea puede expresarse como:

$$\varphi(t) = \tan^{-1} \left[\frac{x(t) \sin(\omega_c t) \pm \hat{x}(t) \cos(\omega_c t)}{x(t) \cos(\omega_c t) \mp \hat{x}(t) \sin(\omega_c t)} \right]$$

La frecuencia instantánea varía muy poco en las señales continuas reales debido a la suavidad de la fase instantánea. En la figura 2.13 se muestra la señal modulada en LSB. Mientras que en las figuras 2.14 a 2.16

se muestran sus propiedades instantáneas asociadas a la señal modulada LSB.

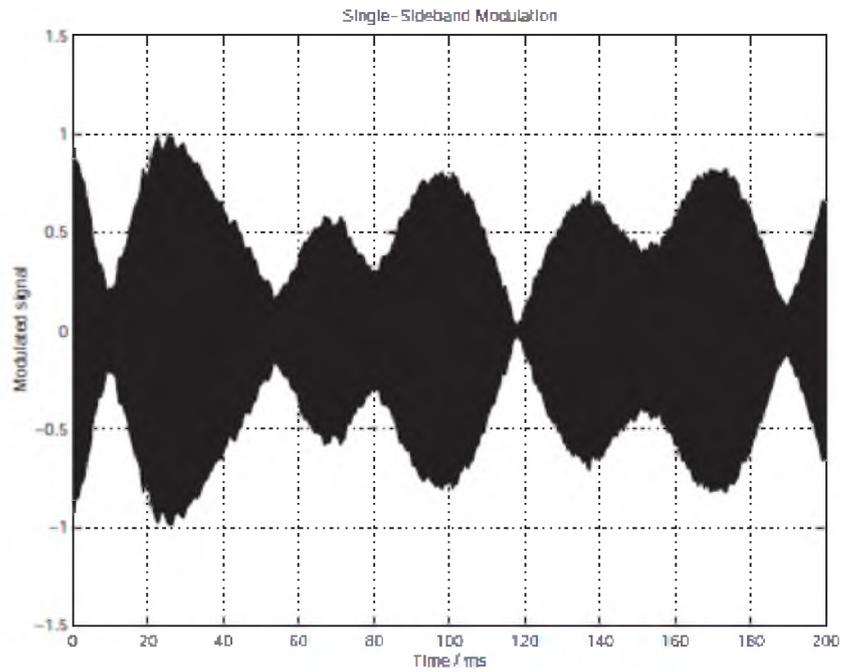


Figura 2. 18: Señal modulada LSB.
Fuente: (Coello B., 2015)

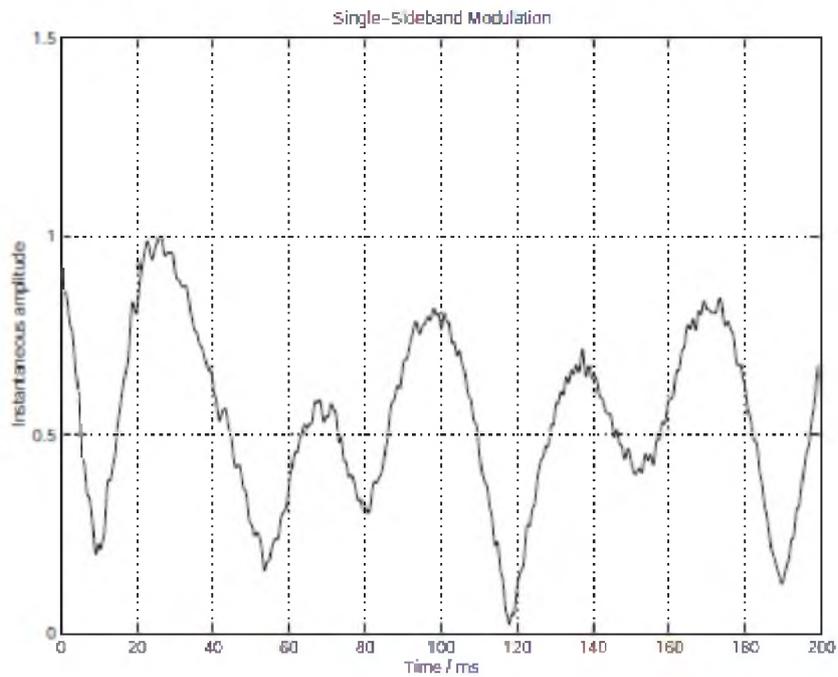


Figura 2. 19: Señal instantánea en amplitud para LSB.
Fuente: (Coello B., 2015)

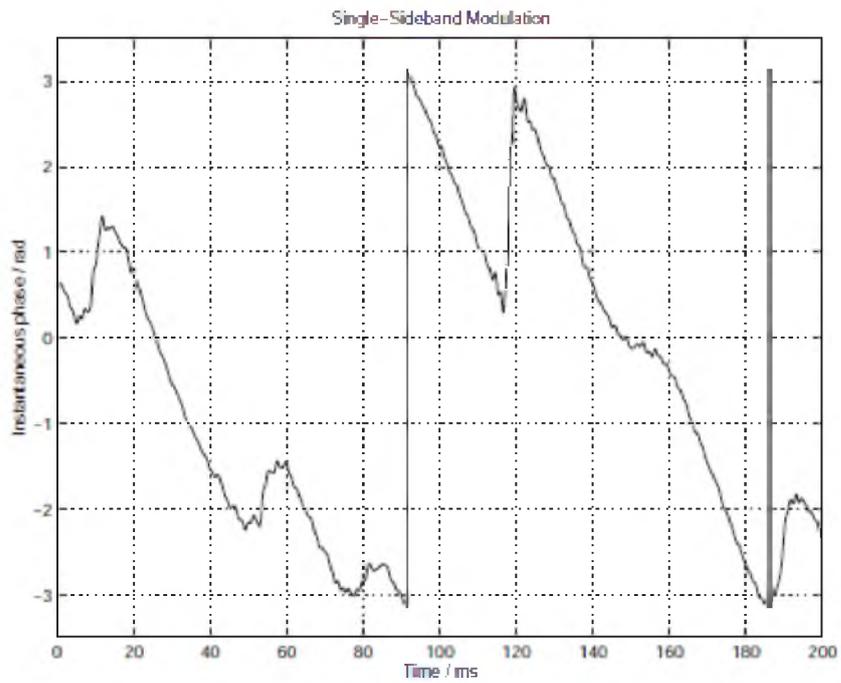


Figura 2. 20: Señal instantánea en fase para LSB.
Fuente: (Coello B., 2015)

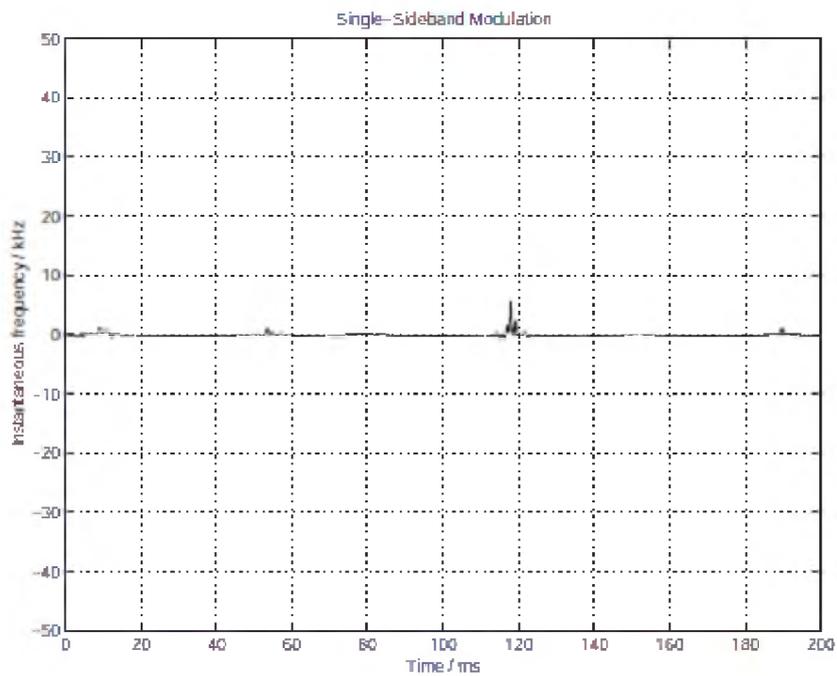


Figura 2. 21: Señal instantánea en frecuencia para LSB.
Fuente: (Oppenheim & Schaffer, 2011)

2.2.4. Modulación de Frecuencia

La modulación de frecuencia (FM, del inglés Frequency Modulation) y la modulación de fase (PM, del inglés Phase Modulation) difieren considerablemente de los esquemas de modulaciones lineales analizados anteriormente. La principal diferencia está en la amplitud instantánea, la cual, en la modulación lineal, varía en dependencia de la señal moduladora y, en la modulación exponencial, es constante. En la modulación exponencial, el ángulo de la portadora se altera según la señal moduladora. Por este motivo, la modulación exponencial frecuentemente se denomina modulación de ángulo.

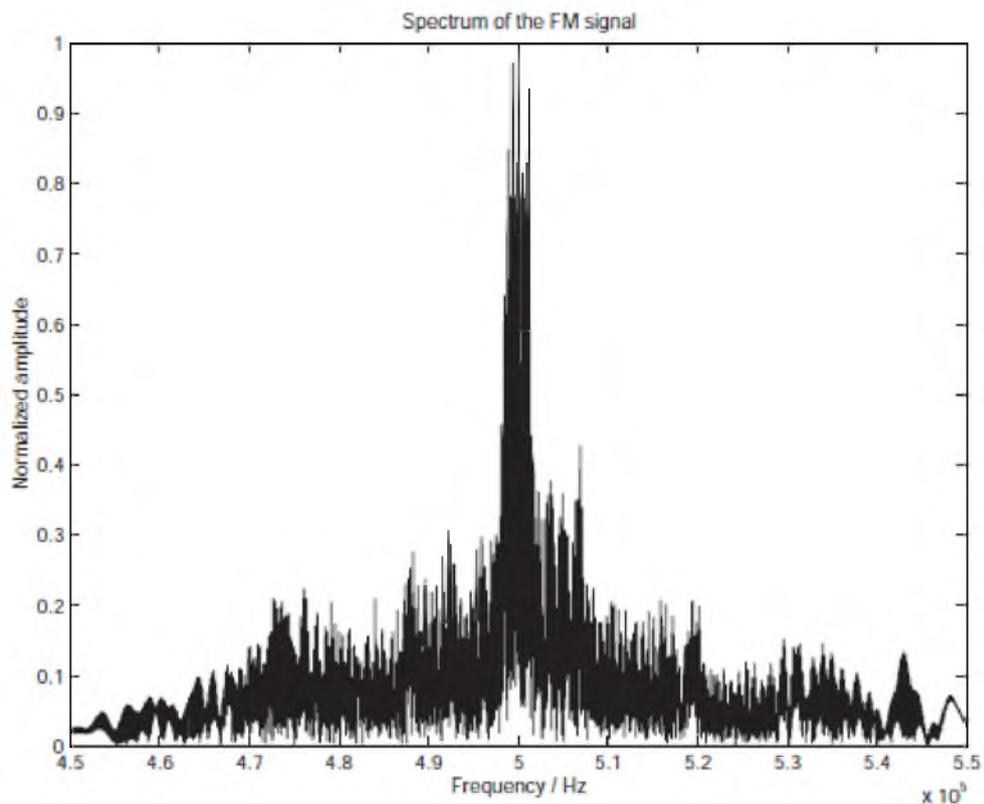


Figura 2. 22: Espectro de la señal de FM
Fuente: (Oppenheim & Schaffer, 2011)

Debido a su naturaleza exponencial, el espectro de la señal de FM es asimétrico y amplio en comparación con los esquemas de modulaciones lineales. En la figura 2.16 se muestra el espectro de una señal modulada en frecuencia. La señal de FM analítica puede expresarse como:

$$z(t) = A_c \exp \left\{ j \left[\omega_c t + 2\pi f_\Delta \int_{t_0}^t x(\lambda) d\lambda \right] \right\}$$

Donde f_Δ es la desviación de frecuencia, la cual representa el desplazamiento máximo de $f(t)$ relativo a la frecuencia de la portadora f_c . La amplitud instantánea es claramente una constante:

$$a(t) = A_c$$

Si en la penúltima ecuación, tomamos t_0 tal que $\varphi(t_0) = 0$, el límite inferior en la fase instantánea puede disminuirse y la expresión informal puede expresarse como:

$$\varphi(t) = \omega_c t + \omega_\Delta \int x(\lambda) d\lambda$$

Donde $x(t)$ debe ser la media cero, de forma que las integrales no diverjan cuando $t \rightarrow \infty$. Derivando la expresión de arriba con respecto a t se obtiene la frecuencia instantánea como se muestra a continuación:

$$f(t) = f_c + f_\Delta x(t)$$

Es evidente que la frecuencia instantánea porta el mensaje el cual puede extraerse eliminando la constante f_c . En la Figura 2.23 se muestra la señal de FM y sus propiedades instantáneas asociadas (véase las figuras 2.24 a 2.26).

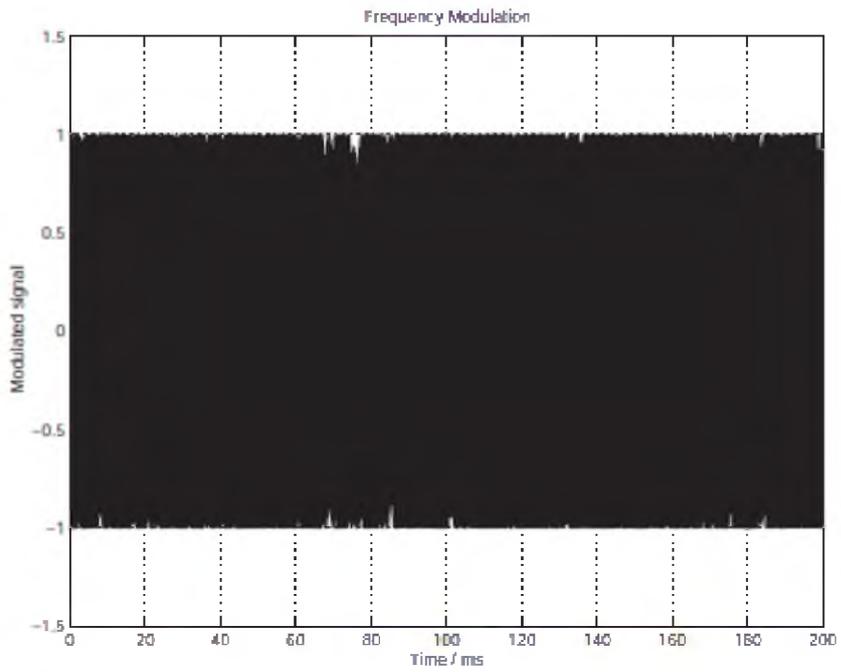


Figura 2. 23: Señal de modulada FM.
Fuente: (Chaparro, 2011)

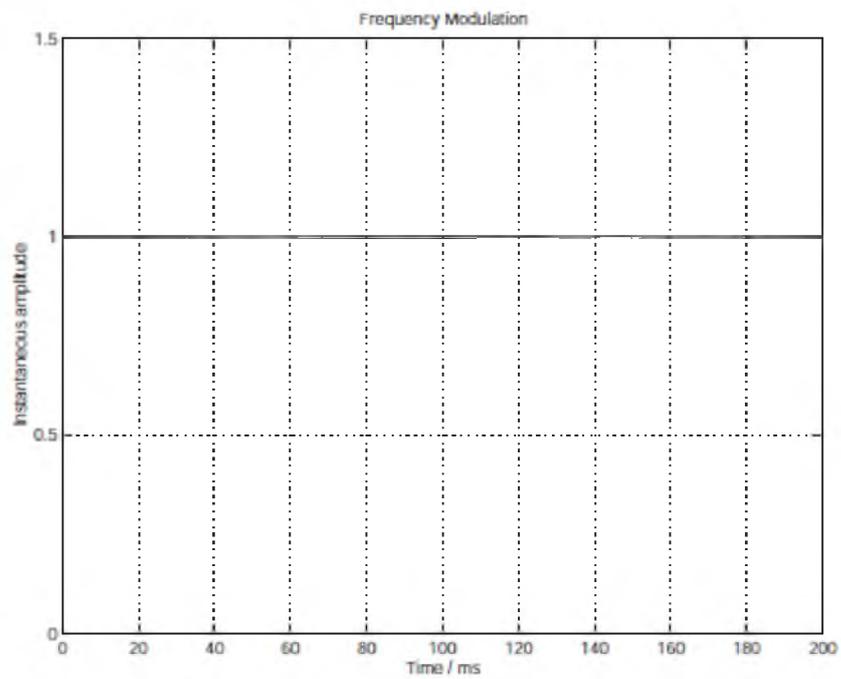


Figura 2. 24: Señal instantánea en amplitud para FM.
Fuente: (Chaparro, 2011)

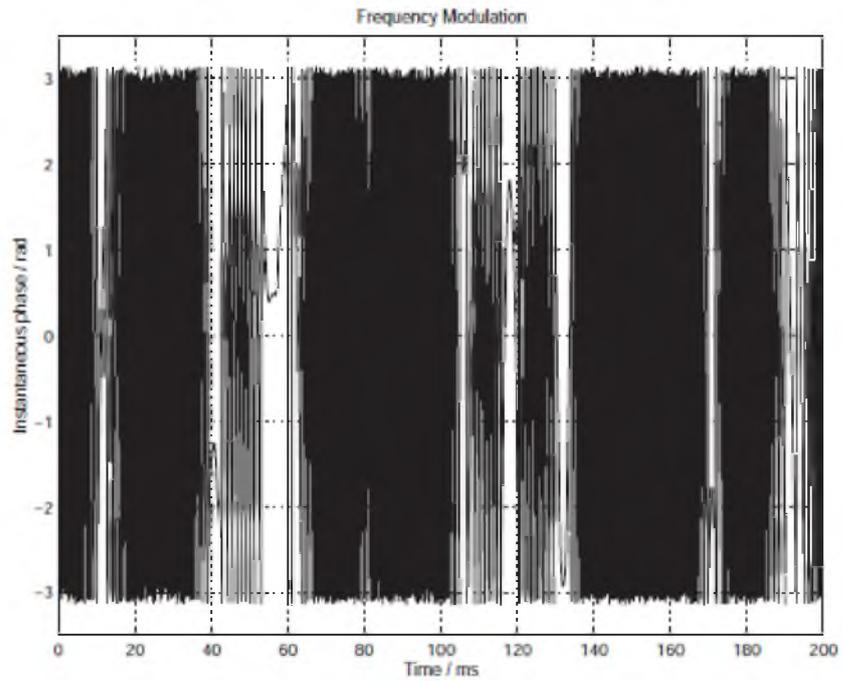


Figura 2. 25: Señal instantánea en fase para FM.
Fuente: (Proakis & Manolakis, 2007)

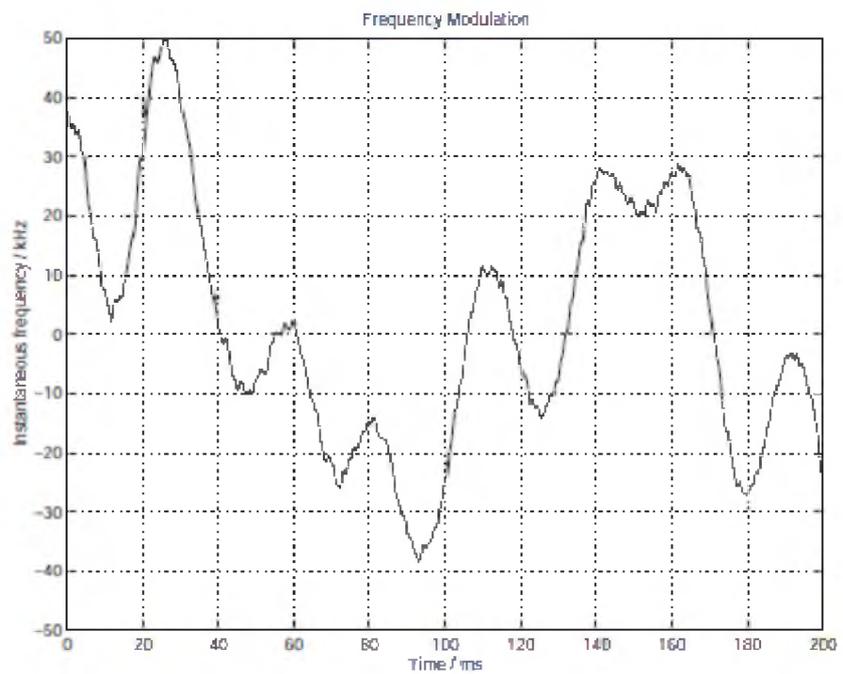


Figura 2. 26: Señal instantánea en frecuencia para FM.
Fuente: (Proakis & Manolakis, 2007)

2.2.5. Modulación de Fase

En la modulación de fase (PM, del inglés Phase Modulation), la fase instantánea varía de acuerdo a la señal moduladora. En la figura 2.27 se muestra el espectro de la señal modulada en fase. Este es más estrecho en comparación con la señal de FM debido a la suavidad de la señal moduladora.

La señal modulada en fase analítica puede expresarse como:

$$z(t) = A_c \exp\{j[\omega_c t + \varphi_\Delta x(t)]\}$$

Donde φ_Δ es la desviación de fase que representa el desplazamiento de fase máximo producido por $x(t)$. Nuevamente, la amplitud instantánea es una constante:

$$a(t) = A_c$$

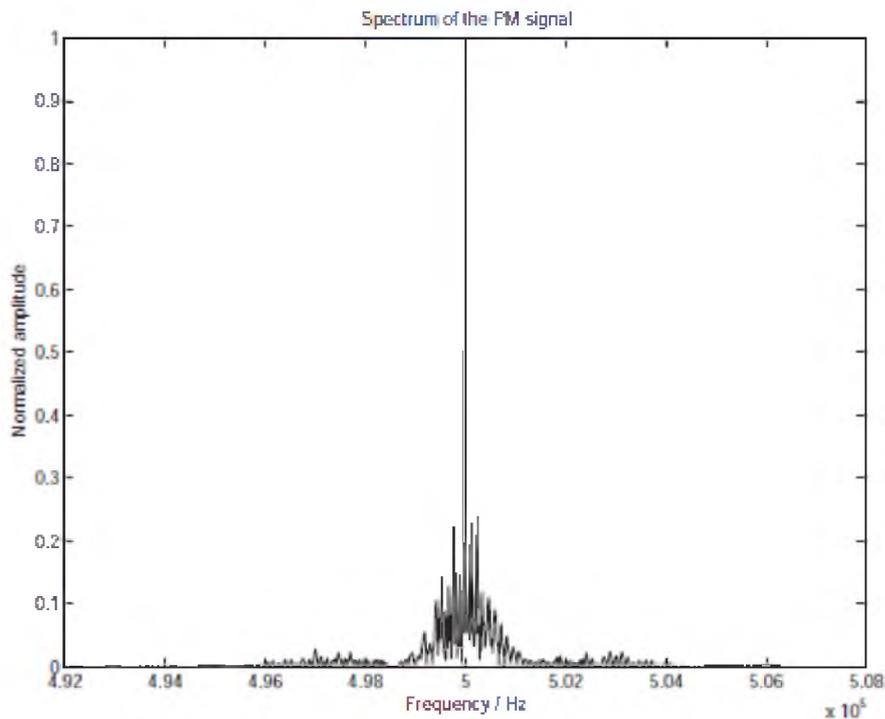


Figura 2. 27: Espectro de la señal de PM
Fuente: (Oppenheim & Schafer, 2011)

La fase instantánea está compuesta obviamente por la componente de fase lineal y la señal de información moduladora como se muestra a continuación: $\varphi(t) = \omega_c t + \varphi_\Delta x(t)$

El límite superior de la desviación de fase es $\varphi_\Delta \leq 180^\circ$ lo cual limita la fase instantánea al rango $\pm\pi$ con el objetivo de evitar ambigüedades de fase. La frecuencia instantánea puede expresarse como:

$$f(t) = f_c + \frac{1}{2\pi} \varphi_\Delta \dot{x}(t)$$

Donde $\dot{x}(t)$ denota la derivada de $x(t)$ con respecto al tiempo y provoca sólo una pequeña desviación debido a la suavidad de señal moduladora. En la figura 2.28 se muestra la señal de PM y sus propiedades instantáneas asociadas (véase las figuras 2.29 a 2.31).

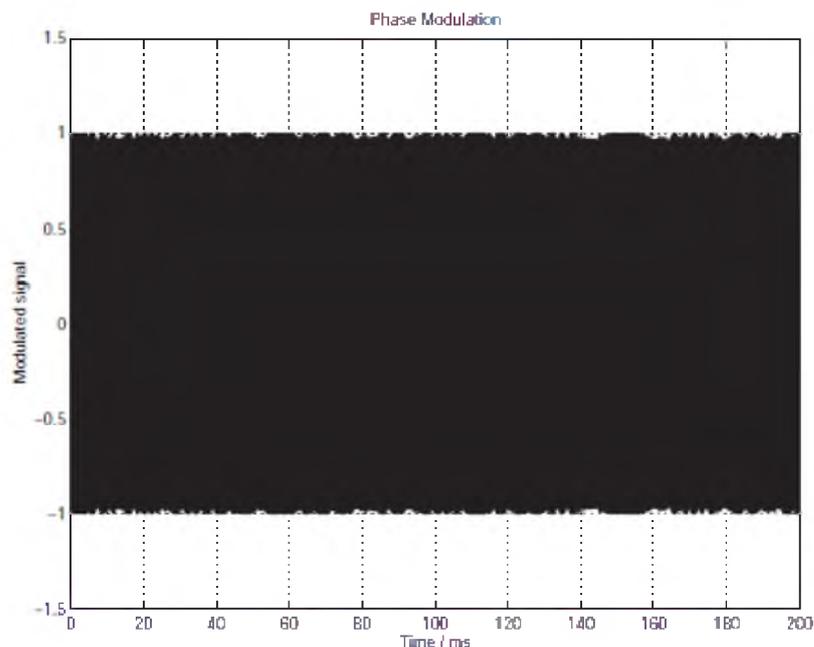


Figura 2. 28: Señal de modulación de fase.

Fuente: (Proakis & Manolakis, 2007)

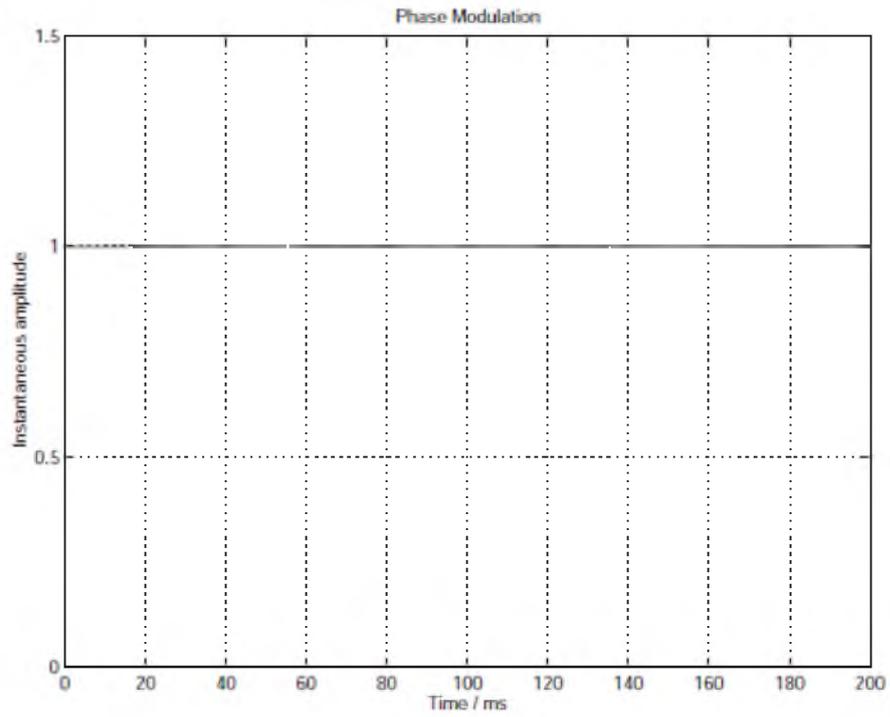


Figura 2. 29: Señal instantánea en amplitud para modulación de fase.
Fuente: (Proakis & Manolakis, 2007)

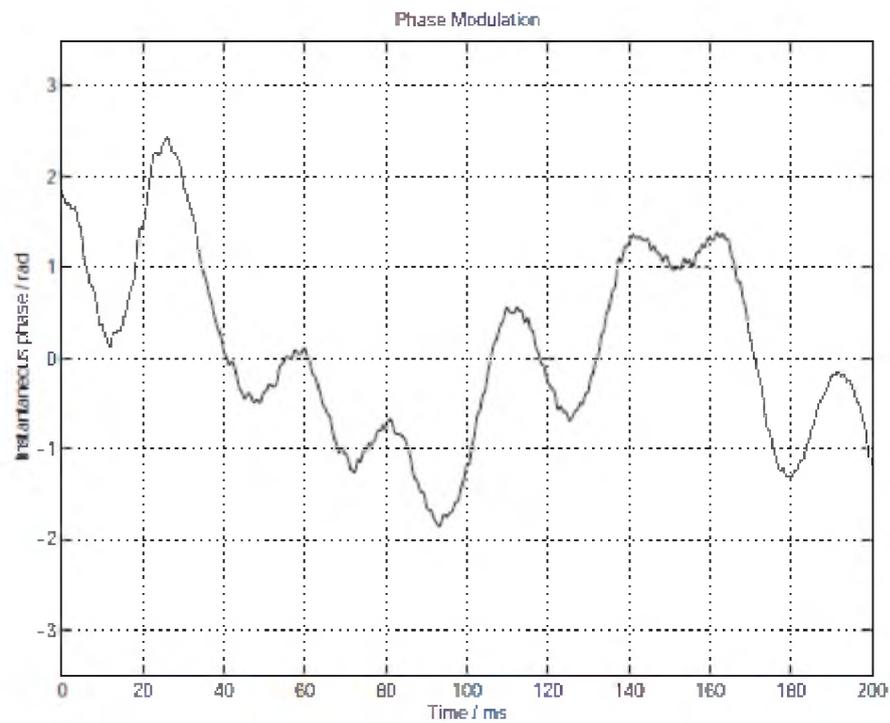


Figura 2. 30: Señal instantánea en fase para modulación de fase.
Fuente: (Proakis & Manolakis, 2007)

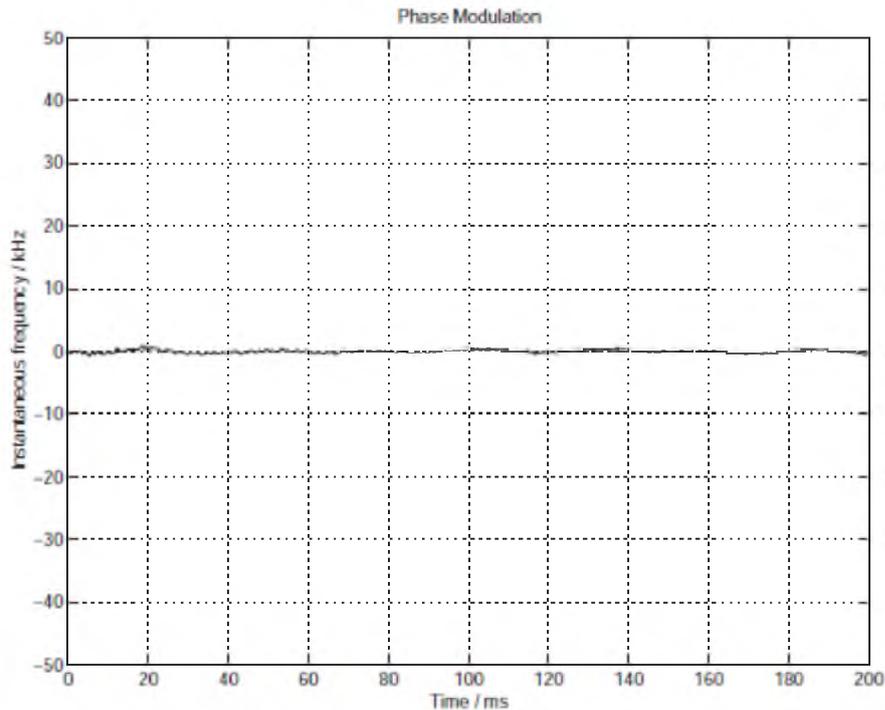


Figura 2. 31: Señal instantánea en frecuencia para modulación de fase.
Fuente: (Proakis & Manolakis, 2007)

2.3. Modulación Digital

La representación analítica general de las señales moduladas digitales se expresa a continuación:

$$z(t) = A_c e^{j\omega_c t} \sum_{m=-\infty}^{\infty} s[m]g(t - mT)$$

Donde A_c es la amplitud y ω_c es la frecuencia de la portadora. La secuencia de símbolos discreta $s[m]$ consta de un alfabeto distintivo para el tipo de modulación. Los elementos del alfabeto son puntos de valores complejos en el espacio de la señal. La forma de onda $g(t)$ es un pulso de señal de valor real cuya forma influye en el espectro de la señal modulada. La forma del pulso reduce el gran ancho de banda provocado por las

discontinuidades en la secuencia de símbolos. Muchas veces se requiere que $g(0) = 1$ y $g(nt) = 0$ para $n = \pm 1, \pm 2, \dots$, con el objetivo de evitar la interferencia inter-símbolo (ISI, del inglés *Inter-Symbol Interference*). Tales formas son, por ejemplo, los pulsos sinc y coseno elevado.

2.3.1. Modulación Digital de Amplitud.

La modulación digital de amplitud (ASK, del inglés *Amplitude Shift Keying*) también conocida como modulación de amplitud de pulso (PAM, del inglés *Pulse Amplitude Modulation*) es el esquema de modulación digital más simple. El alfabeto está compuesto de $M = 2^b$ puntos en la línea real del espacio de señal donde cada punto representa una secuencia de b bits. Por consiguiente, los símbolos son representados por diferentes niveles de amplitud de la señal modulada.

La señal modulada ASK puede expresarse como $s[n] = (2n + 1 - M)d$, donde $n \in [0, M - 1]$ es el n -ésimo símbolo y $2d$ es la distancia entre amplitudes de señal adyacentes. La amplitud instantánea de la señal modulada en ASK puede expresarse como:

$$a(t) = A_c |s(t)|$$

Donde

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s[m]g(t - mT)$$

Es decir, el valor absoluto de la función de símbolo $s(t)$ con diferentes niveles amplitud multiplicado por A_c . La fase instantánea se obtiene de forma similar a DSB en modulación analógica debido a que los valores de símbolo negativos dan lugar a desplazamientos de fase como se muestra a continuación:

$$\varphi(t) = 0u(-s(t))\pi + \omega_c t$$

Donde $u(t)$ es la función paso unitario. La frecuencia instantánea puede expresarse como:

$$f(t) = -\frac{\dot{s}(t)}{2} \delta(-s(t)) + f_c$$

Es decir, los impulsos en la frecuencia instantánea ocurren en las transiciones de símbolos. La figura 2.32 muestra la señal ASK o PAM de dos niveles y sus propiedades asociadas se muestran en las figuras 2.33 a 2.35.

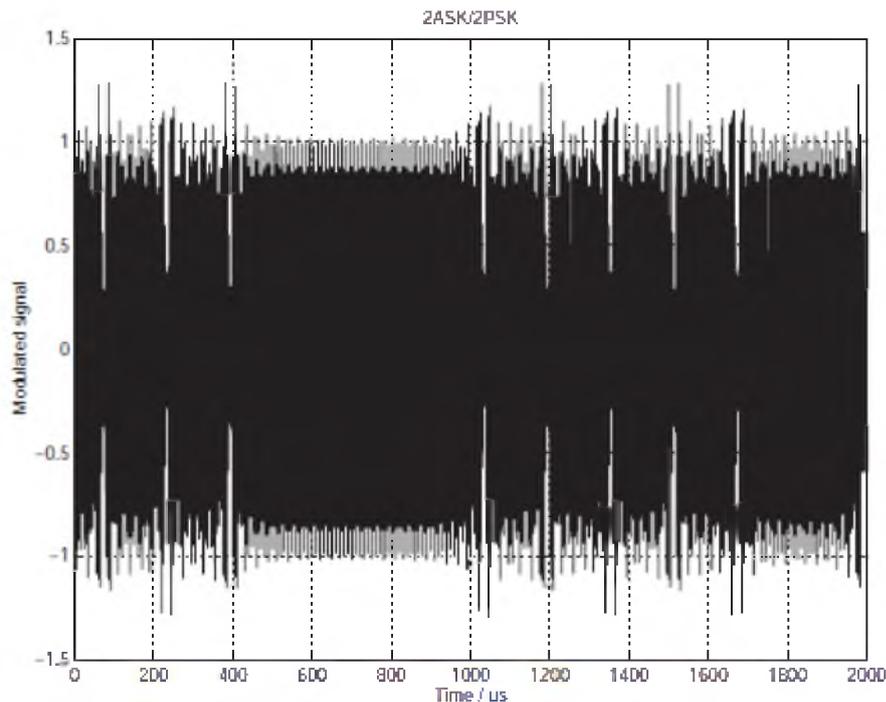


Figura 2. 32: Señal de la modulación 2ASK/2PSK.

Fuente: (Proakis & Manolakis, 2007)

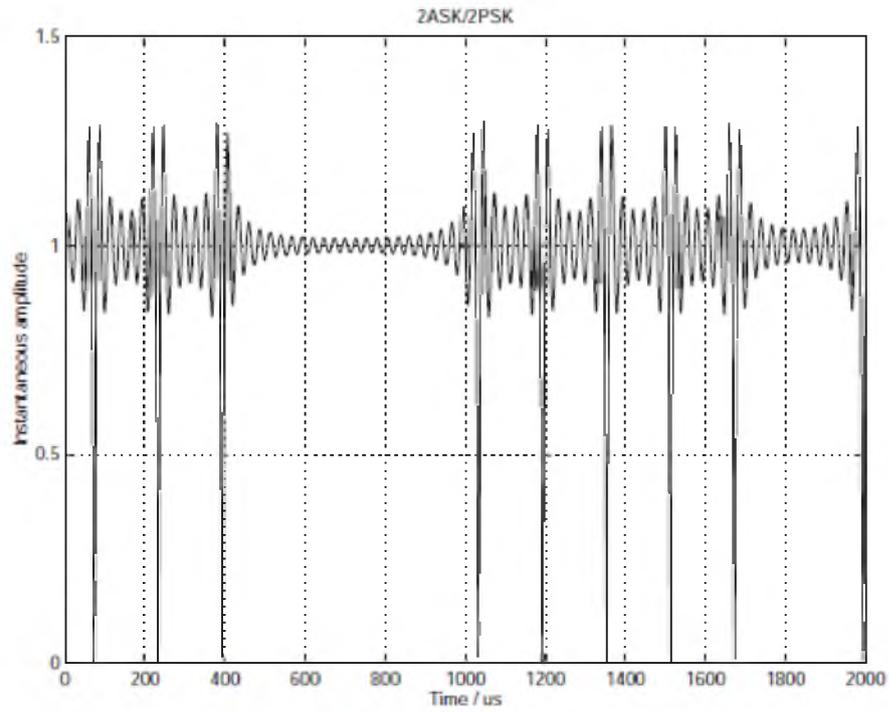


Figura 2. 33: Señal instantánea en amplitud para 2ASK/2PSK.
Fuente: (Oppenheim & Schafer, 2011)

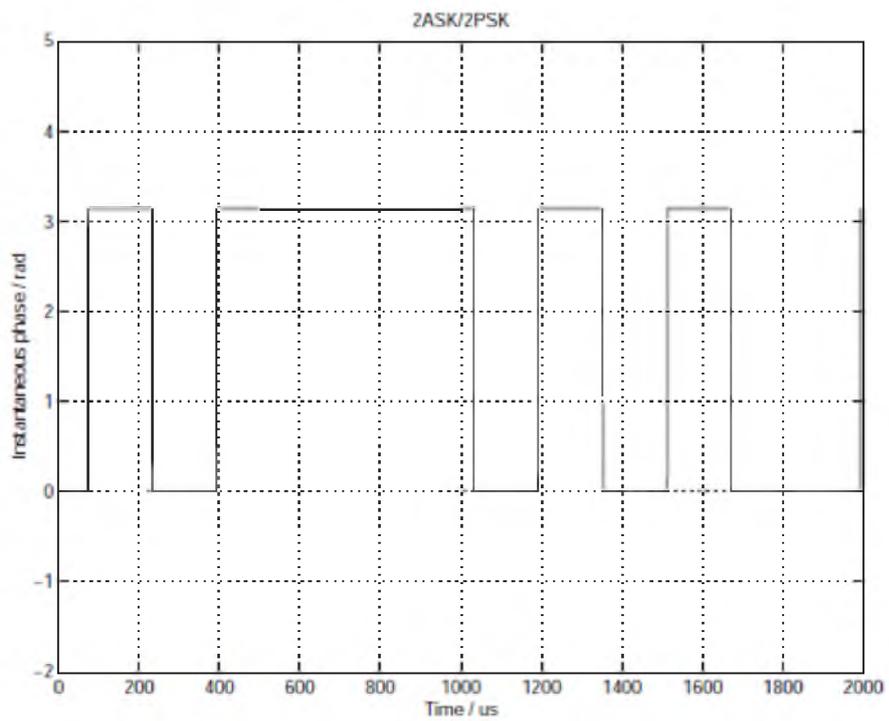


Figura 2. 34: Señal instantánea en fase para 2ASK/2PSK.
Fuente: (Oppenheim & Schafer, 2011)

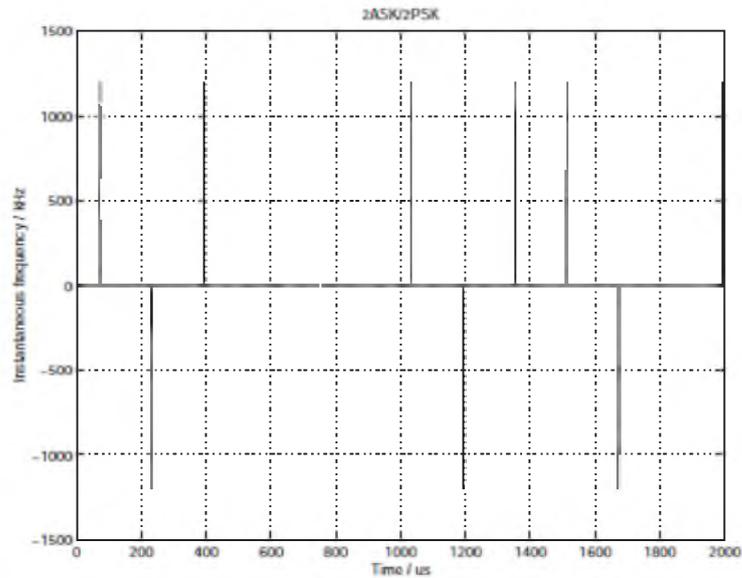


Figura 2. 35: Señal instantánea en frecuencias para 2ASK/2PSK.
Fuente: (Oppenheim & Schaffer, 2011)

2.3.2. Modulación Digital de Fase

La modulación digital de fase (PSK, del inglés *Phase Shift Keying*) se obtiene definiendo un único estado de fase de la portadora para cada símbolo como se expresa a continuación:

$$s[m] = e^{j\varphi[m]}, \quad \varphi[m] \in \left\{ 0, \frac{2\pi}{M}, \dots, \frac{(M-1)2\pi}{M} \right\}$$

Donde los símbolos no tienen ningún efecto en la amplitud instantánea.

La señal modulada en PSK analítica puede expresarse como:

$$z(t) = A_c \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{j(\omega_c t + \varphi[m])} g(t - mT)$$

Normalmente los valores seleccionados para M son 2, 4 y 8. Comúnmente 2-PSK y 4-PSK son denominadas PSK binaria (BPSK, del inglés *Binary Phase Shift Keying*) y PSK en cuadratura (QPSK, del inglés *Quadrature*

Phase Shift Keying), respectivamente. Las constelaciones de mayor tamaño son muy densas y por tanto no son robustas a ruido. Existe aún alguna contribución $g(t)$ a la envolvente pero, debido a propiedades de $g(t)$ su suma será aproximadamente la unidad. La amplitud instantánea está dada por:

$$a(t) = A_c \sum_{m=-\infty}^{\infty} g(t - mT)$$

La fase instantánea depende del término de la sumatoria m en la penúltima ecuación. Por tanto, su expresión es:

$$\varphi(t) = \omega_c t + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \varphi[m] \left[u\left(t - \frac{m-1}{2}T\right) - u\left(t - \frac{m+1}{2}T\right) \right]$$

Donde las funciones escalón unitario incorporan el término de fase correcto en cada instante de tiempo. La fase de la señal modulada está formada por los estados de fase causados por la secuencia de símbolos. La frecuencia instantánea se obtiene mediante:

$$f(t) = f_c + \frac{1}{2\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \varphi[m] \left[\delta\left(t - \frac{m-1}{2}T\right) - \delta\left(t - \frac{m+1}{2}T\right) \right]$$

Es decir, nuevamente los impulsos ocurren en las transiciones de símbolos. En la figura 2.32 se muestra la señal modulada en 2-PSK y sus propiedades instantáneas asociadas (véase las figura 2.33 a 2.35).

2.3.3. Modulación de Amplitud en Cuadratura

La modulación de amplitud en cuadratura (QAM, del inglés *Quadrature Amplitude Modulation*) es una combinación de ASK y PSK. Los símbolos

están separados tanto por las diferencias de amplitud como por las diferencias de fase. Generalmente se elige una constelación cuadrada tal como la constelación de 16-QAM mostrada en la figura 2.36. QAM se usa mayormente en canales cableados debido al gran número de símbolos y la baja tolerancia al ruido. Generalmente las constelaciones se seleccionan para que sean potencias de dos hasta $M = 256$ o más.

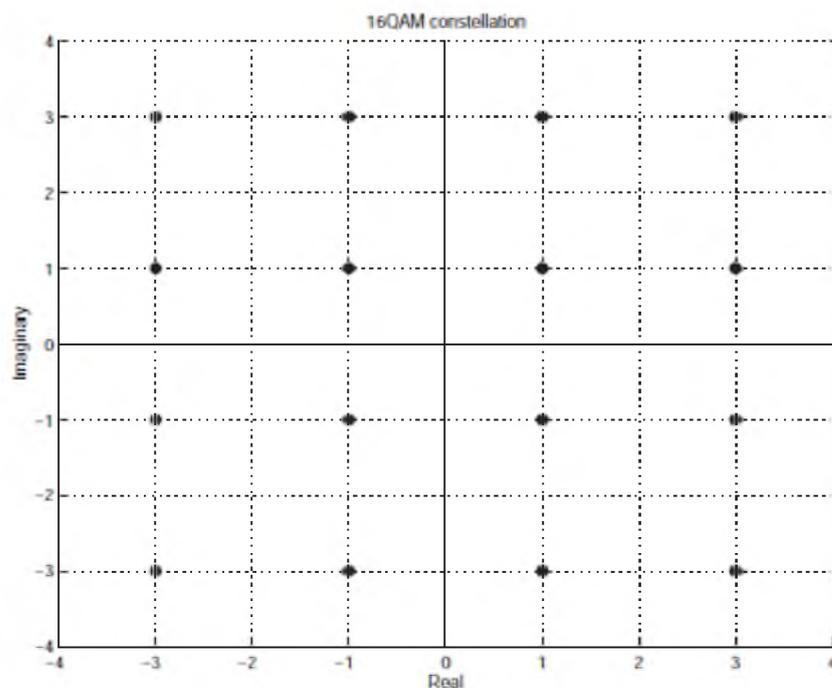


Figura 2. 36: Constelación de 16-QAM
Fuente: (Proakis & Manolakis, 2007)

Los símbolos pueden representarse como números complejos $Re\{s[m]\} + j Im\{s[m]\}$, donde $Re\{\cdot\}$ denota la componente real y $Im\{\cdot\}$ denota la componente imaginaria. Resulta más conveniente expresar los símbolos en coordenadas polares para la extracción de las propiedades instantáneas como se muestra a continuación:

$$s[m] = A[m]e^{j\phi[m]}$$

Donde,

$$A[m] = |s[m]| \quad y \quad \varphi[m] = \arg s[m]$$

La señal de QAM está dada mediante:

$$z(t) = A_c \sum_{m=-\infty}^{\infty} A[m] e^{j(\omega_c t + \varphi[m])} g(t - mT)$$

Donde $A[m]$ y $g(t)$ son los únicos términos que afectan en la envolvente y $A[m] \geq 0$, de forma que puede omitirse el valor absoluto. La amplitud instantánea puede expresarse como:

$$a(t) = A_c \sum_{m=-\infty}^{\infty} A[m] g(t - mT)$$

Una vez más, debido a que $A[m] \geq 0$ no existe ningún efecto sobre la fase instantánea. La fase instantánea se obtiene por:

$$\varphi(t) = \omega_c t + \sum_{m=-\infty}^{\infty} \varphi[m] \left[u\left(t - \frac{m-1}{2}T\right) - u\left(t - \frac{m+1}{2}T\right) \right]$$

Debido a las discontinuidades en la fase instantánea la expresión para la frecuencia instantánea puede escribirse como:

$$f(t) = f_c + \frac{1}{2\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \varphi[m] \left[\delta\left(t - \frac{m-1}{2}T\right) - \delta\left(t - \frac{m+1}{2}T\right) \right]$$

En la figura 2.37 se muestra la señal de 16-QAM y sus propiedades instantáneas asociadas en las figuras 2.38 a 2.40. Se puede observar que solamente existen tres niveles de amplitud diferentes. Debería haber doce

estados de fase diferentes, pero no hay suficientes símbolos en el ejemplo para mostrar todos ellos.

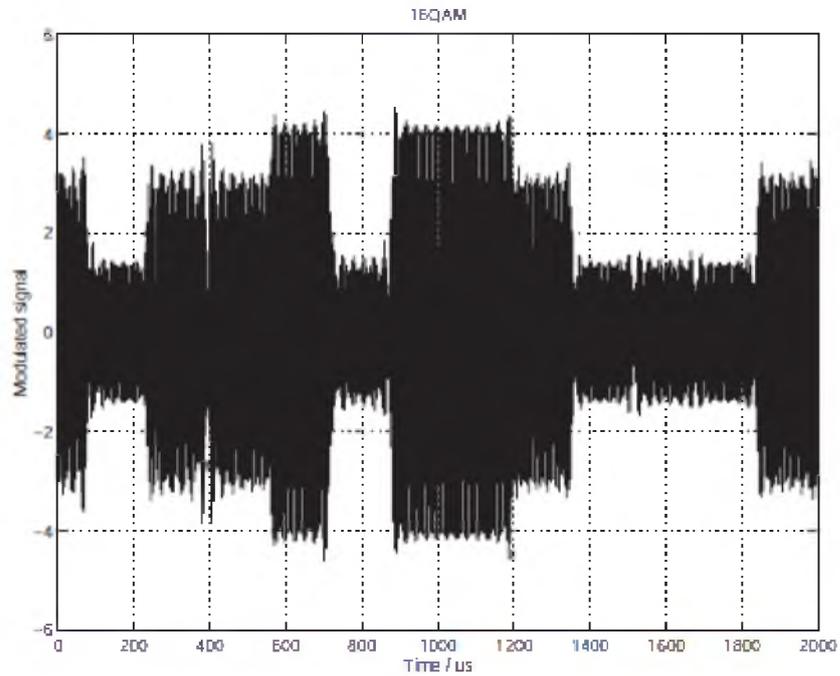


Figura 2. 37: Señal de la modulación 16-QAM.
Fuente: (Proakis & Manolakis, 2007)

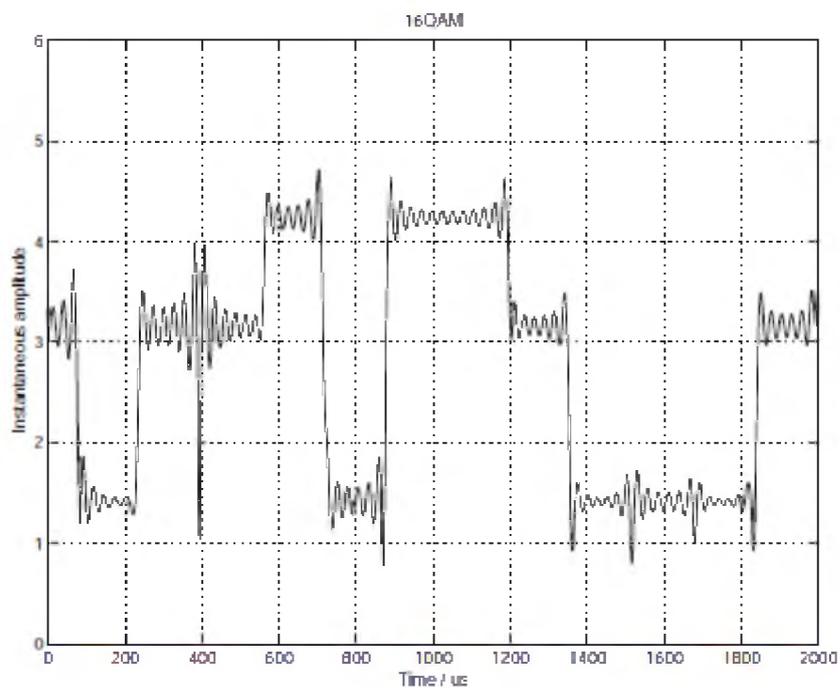


Figura 2. 38: Señal instantánea en amplitud para 16-QAM.
Fuente: (Oppenheim & Schaffer, 2011)

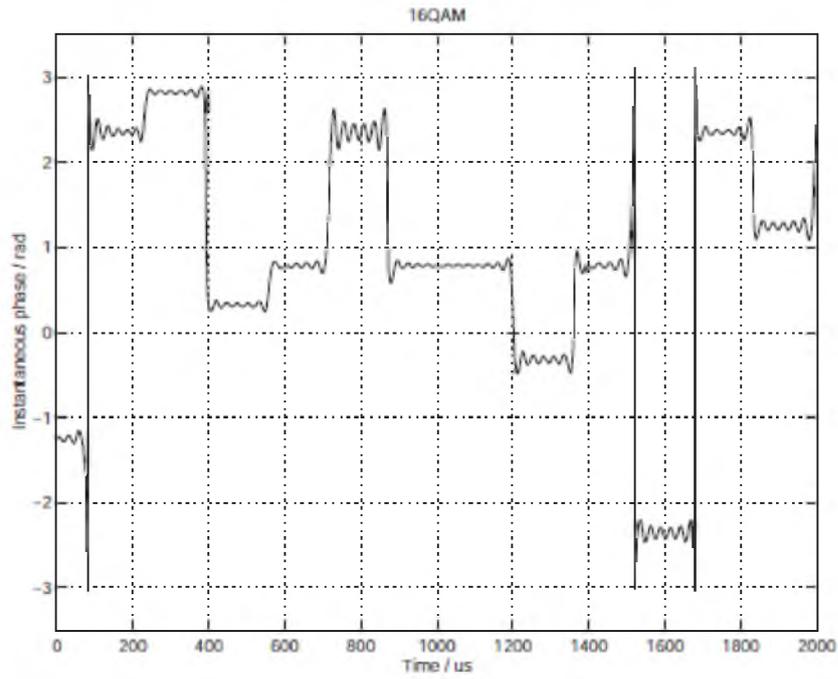


Figura 2. 39: Señal instantánea en fase para 16-QAM.
Fuente: (Couch, 2008)

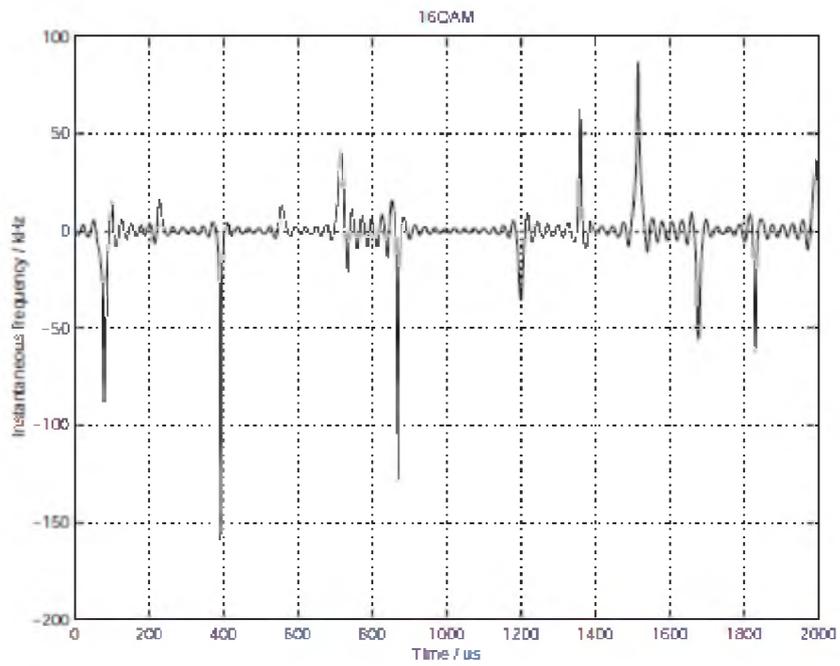


Figura 2. 40: Señal instantánea en frecuencia para 16-QAM.
Fuente: (Couch, 2008)

2.3.4. Modulación Digital de Frecuencia

La modulación digital de frecuencia (FSK, del inglés *Frequency Shift Keying*) difiere de los esquemas de modulación digital descritos hasta aquí por el hecho de que esta no puede representarse por la ecuación (2.40). El análisis de FSK será una combinación de los métodos descritos anteriormente y de aquellos usados para las señales moduladas en FM descritos en la sección 2.2.

La señal modulada en FSK está compuesta por pulsos que tienen diferentes frecuencias en dependencia del símbolo. Las selecciones usuales para los números de las diferentes frecuencias son 2, 4 y 8. La fase de la señal FSK puede ser continua o discontinua dependiendo de la duración de los pulsos. La fase de la señal será continua si existe un número entero de períodos en cada pulso. La señal modulada en FSK analítica puede expresarse como se muestra a continuación:

$$z(t) = A_c \exp \left\{ j \left[\omega_c t + \omega_\Delta \int_0^t s(\tau) d\tau \right] \right\}$$

Donde,

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s[m]g(t - mT)$$

Y ω_Δ es la diferencia de frecuencia de dos pulsos adyacentes. La señal se denomina FSK de fase continua (CPFSK) si la forma del pulso $(t - mT)$ es

cuadrada y $f_{\Delta} = \frac{1}{T}$. Obviamente la envolvente de la señal FSK será una constante.

$$a(t) = A_c$$

El ancho de banda de las señales FSK puede reducirse seleccionando $f_{\Delta} = 1/(2T)$ lo cual se denomina modulación por desplazamiento mínimo (MSK, del inglés *Minimum Shift Keying*) y seleccionando $g(t)$ como un filtro pasa-bajo con forma gaussiana obtenemos MSK gaussiana (GMSK, del inglés *Gaussian Minimum Shift Keying*), la cual se utilizaba en el sistema global para móviles (GSM, del inglés *Global System for Mobiles*). La fase instantánea está dada por:

$$\varphi(t) = \omega_c t + \omega_{\Delta} \int_0^t s(\tau) d\tau$$

Donde el valor de la integral depende solamente de la forma del pulso. La frecuencia instantánea se convierte entonces en:

$$f(t) = f_c + f_{\Delta} s(t)$$

Es decir, la frecuencia instantánea varía con respecto a los valores de los símbolos. En la figura 2.41 se muestra la señal modulada en 2-FSK y sus propiedades instantáneas asociadas en las figura 2.42 a 2.44. También existen métodos más complicados para implementar las señales CPFSK aprovechando la memoria y usando uno o más índices de modulación, $h_k, k \geq 1$. Estos forman una clase general de señales de modulación de fase continua (CPM, del inglés *Continuous-Phase Modulated*).

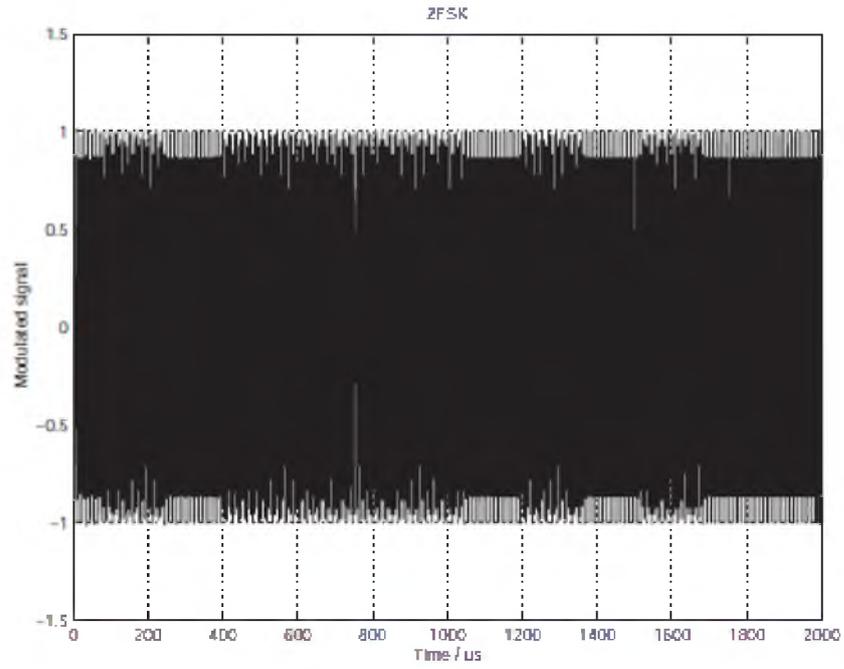


Figura 2. 41: Señal de la modulación 2-FSK.
Fuente: (Chaparro, 2011)

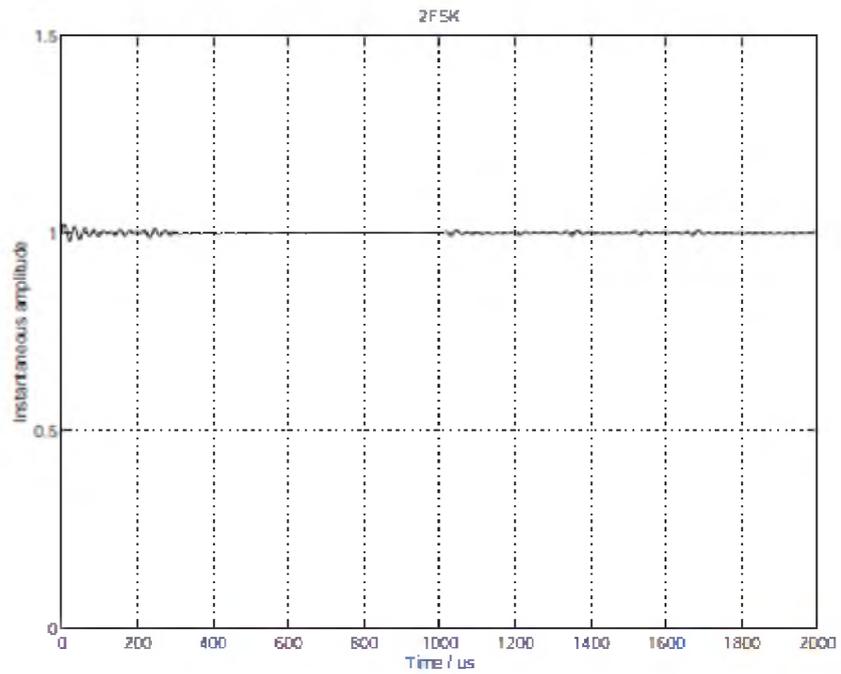


Figura 2. 42: Señal instantánea en amplitud para 2-FSK.
Fuente: (Chaparro, 2011)

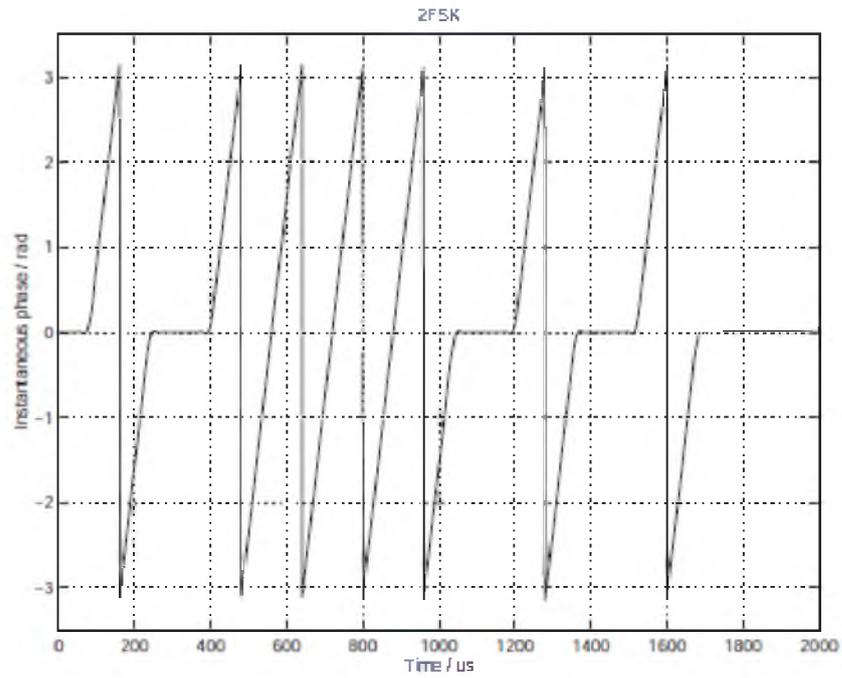


Figura 2. 43: Señal instantánea en fase para 2-FSK.
 Fuente: (Oppenheim & Schafer, 2011)

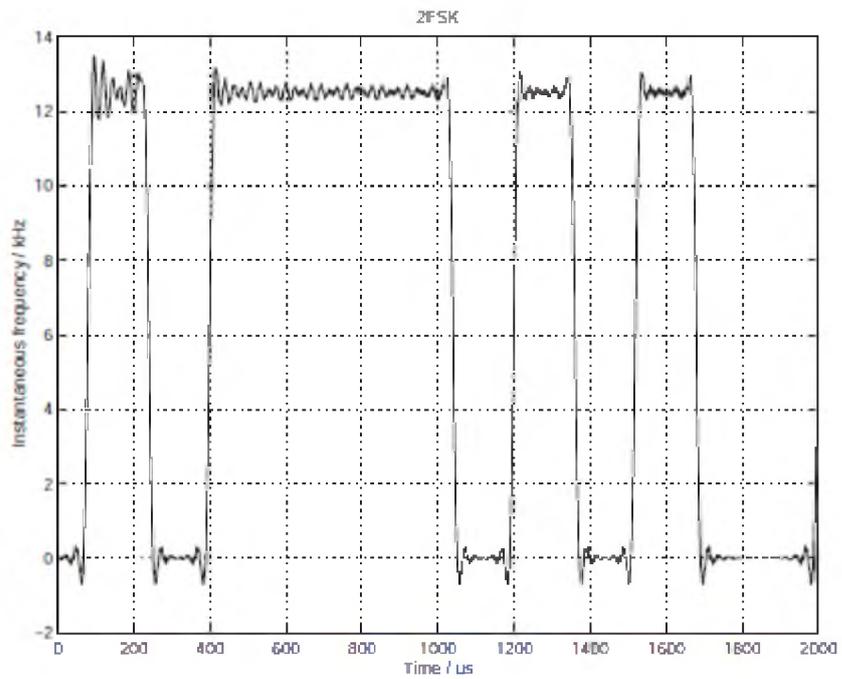


Figura 2. 44: Señal instantánea en frecuencia para 2-FSK.
 Fuente: (Oppenheim & Schafer, 2011)

CAPÍTULO 3: SIMULACION Y RESULTADOS OBTENIDOS

3.1. Desempeño de la tasa de error de la Modulación por Desplazamiento de Fase Múltiple (MPSK) y de la Modulación de Amplitud en Cuadratura (QAM) en un canal con ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN).

En el presente capítulo se continúa con el desarrollo de modelos Simulink para las modulaciones coherentes incluyendo la PSK multi fase (MPSK) y la modulación de amplitud en cuadratura (QAM). Los temas que aquí se presentan son los siguientes:

- Desempeño de la tasa de error de bits en MPSK.
- Desempeño de la tasa de error de bits en MPSK.
- Desempeño de la tasa de error de bits en QAM
 - ✓ Potencia promedio
 - ✓ Potencia máxima
 - ✓ Amplificadores no lineales

3.2. Modelo Simulink para la modulación MPSK

En MPSK, se asume que k bits de información son asignados a $M = 2^k$ señales de igual energía. Como ejemplo específico, en la figura 3.1 se muestra el modelo Simulink para la determinación del desempeño de la Tasa de Símbolos Erróneos (SER) y de la BER para la modulación MPSK con $k = 6$ y $M = 64$.

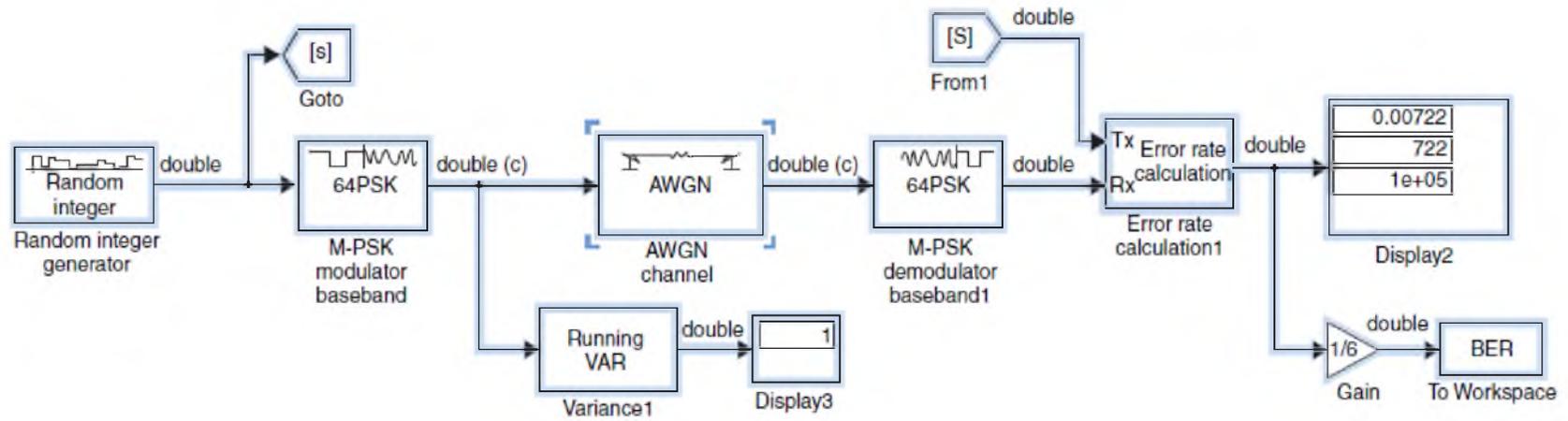


Figura 3. 1: Diseño en Simulink de la modulación MPSK con M = 64
Elaborado por: Autor.

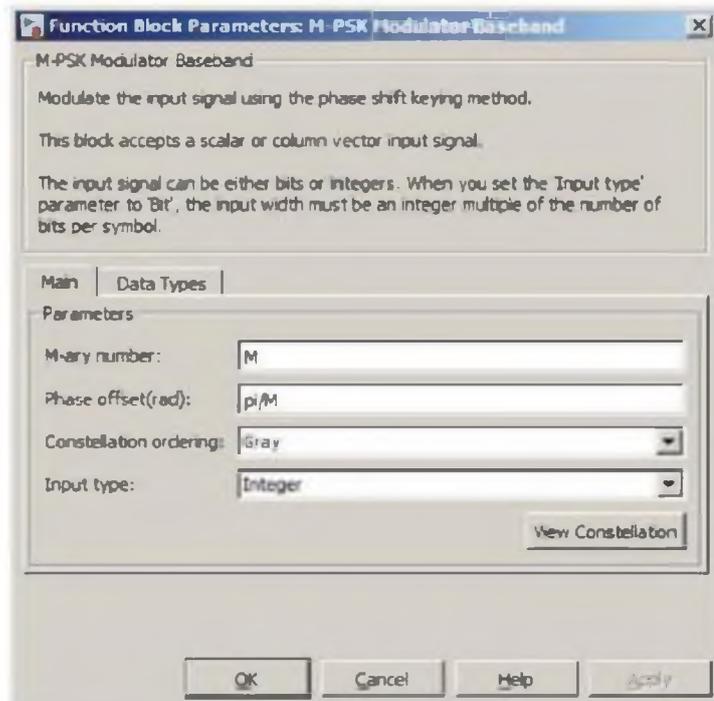


Figura 3. 2: Parámetros de entrada MPSK
Elaborado por: Autor.

En la figura 3.2 se muestran los parámetros en el bloque modulador MPSK. Note que en esta simulación, los parámetros M y k se deben introducir en la ventana de comandos de MATLAB antes de ejecutar el modelo. Además se especifica la codificación Gray. Los parámetros del bloque AWGN se muestran en la figura 3.3.

En el bloque AWGN, E_s/N_o (dB) se selecciona como $\gamma_s(\text{dB}) = \gamma_b(\text{dB}) + 10 \log(k)$. Para $k=6$ y $\gamma_b=24$, se tiene que $\gamma_s(\text{dB}) = 24 + 10 \log(6) = 31.785$ dB. Los parámetros y los resultados de desempeño usados en el modelo Simulink para la simulación MPSK, mostrada en la figura 3.1, son especificados a continuación:

- $M = 64$; $k = 6$

- Símbolos = $+ \pi/64 \dots - \pi/64$; codificación Gray
- Período de símbolo = 1 s
- Tiempo de muestreo = 1 s
- Tiempo de corrida = 100,000 s
- Semilla entera aleatoria = 37
- Potencia de la señal de entrada = 1 W
- Semilla aleatoria AWGN = 67
- Demora de cálculo y recepción = 0 s
- AWGN con $\gamma_s = 31.78$, ($\gamma_b = 24$ dB) = >
 - 722 errores en 100,000 s
 - SER simulada = 0.00722
 - BER simulada = 0.00120

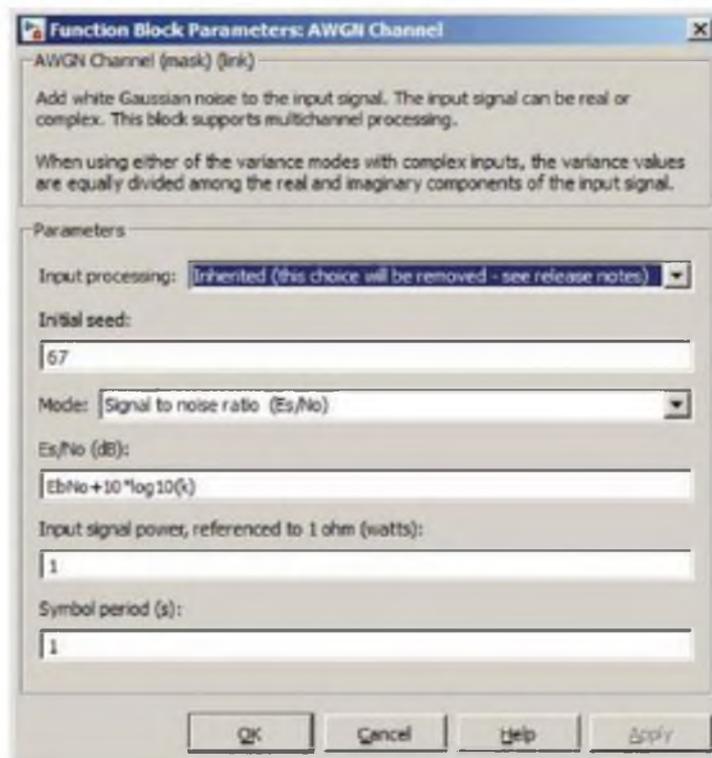


Figura 3. 3: Parámetros de AWGN para la simulación MPSK.
Elaborado por: Autor.

Para la comparación con la BER simulada, se presenta la BER teórica para MPSK en AWGN. Con $M = 2^k$ la SER teórica (denominada como P_s) para MPSK se expresa de forma aproximada como:

$$P_s = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{k\gamma_b} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) \quad \text{para } \gamma_b \gg 1$$

La BER se puede aproximar a $P_b = \frac{P_s}{k}$ para una alta Relación Señal a Ruido (SNR). Podemos, observar que el símbolo $\frac{E_b}{N_0} = \gamma_s$ está relacionado con $\frac{E_b}{N_0} = \gamma_b$ mediante $\gamma_s = k\gamma_b$. La herramienta para determinar la tasa de error de bits - BER (*bertool*) se usa seguidamente para obtener el gráfico de la BER, tal como se muestra en la figura 3.4. Vemos que la aproximación BER, $P_b = \frac{P_s}{6}$ es mucho más exacta en la medida que aumenta la relación señal a ruido.

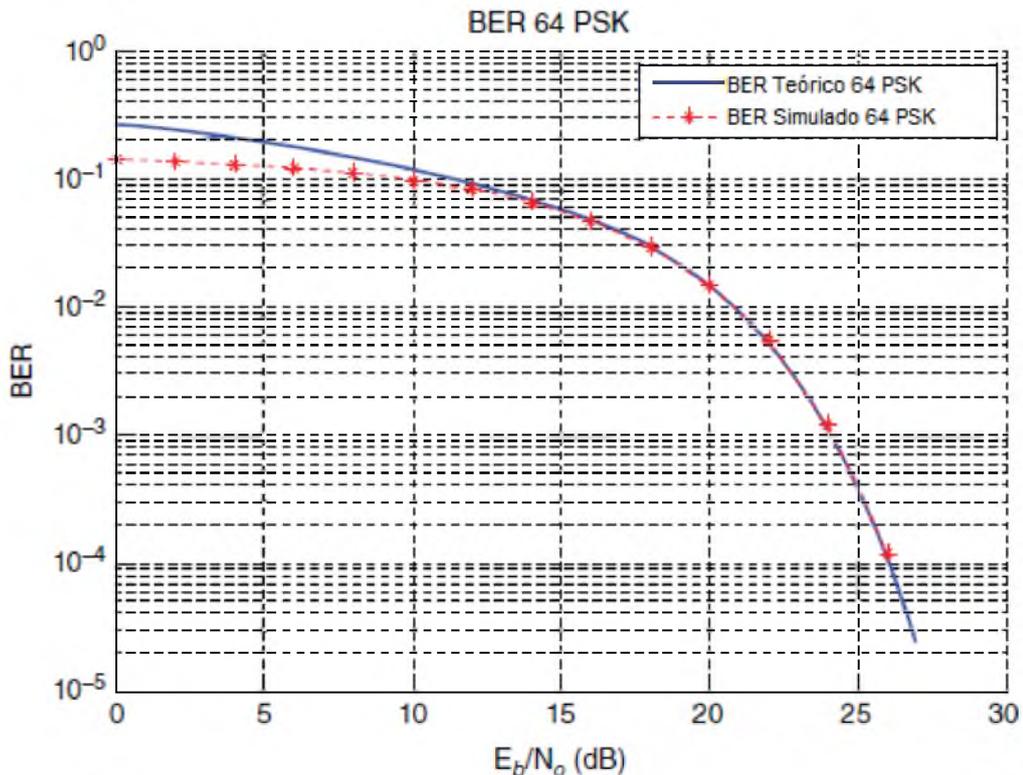


Figura 3. 4: Tasa de error de Bits para 64 PSK con AWGN.
Elaborado por: Autor.

3.3. Tasa de error de bits para diferentes M-PSK.

Los resultados de la tasa de error de bits - BER para diferentes valor de M , son obtenidos fácilmente a partir del modelo Simulink mostrado en la figura 3.1, especificando otros valores de M y k . Suponiendo que $M=8$, en la figura 3.5 se muestra la constelación para 8-PSK.

Los resultados de la BER para $M= 4, 8, 16, 32,$ y 64 se obtienen utilizando *bertool*, el cual se ingresará convenientemente los valores de M y k , en la ventana de comandos de MATLAB. En la figura 3.6 se muestra el gráfico de las BER teórica y simulada versus la relación E_b/N_o para MPSK en cada uno de estos casos. Observe que para $M = 2$ y $M = 4$ se obtiene la misma tasa de error de bits - BER.

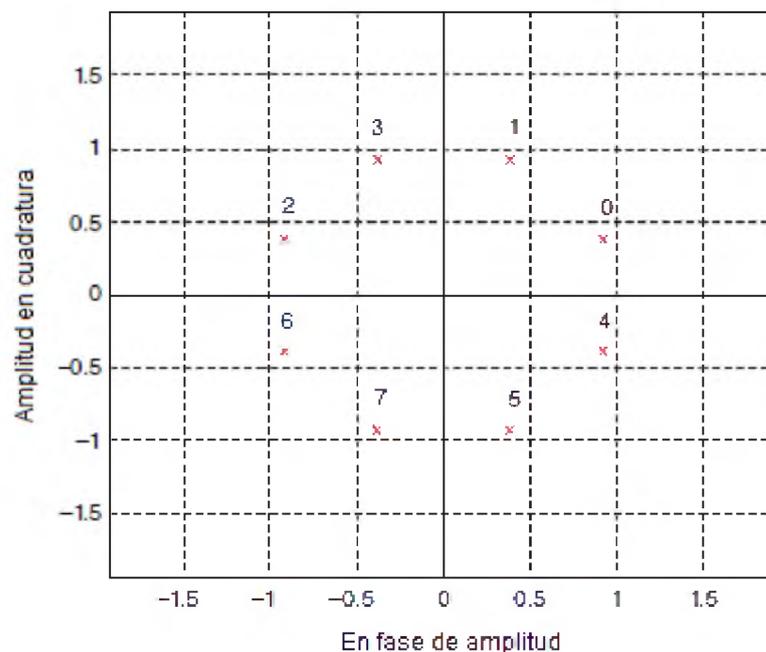


Figura 3. 5: Constelación para 8-PSK

Elaborado por: Autor.

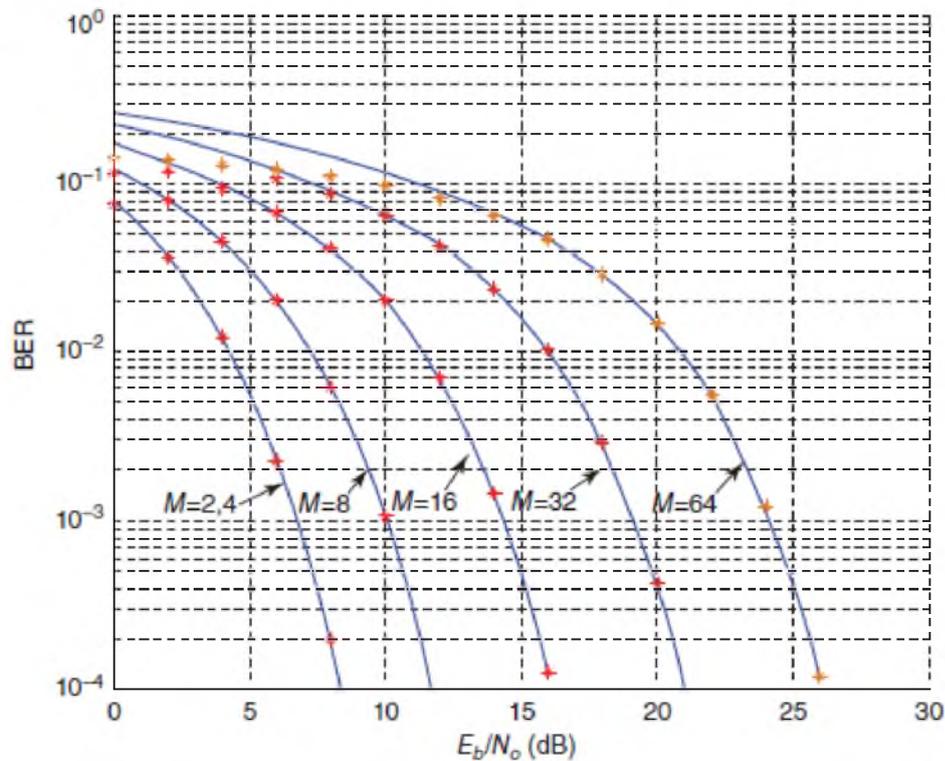


Figura 3. 6: Tasa de error de Bits para diferentes M-PSK.
Elaborado por: Autor.

3.4. Tasa de error de bits de punto fijo para diferentes M-PSK.

A continuación se muestran los resultados de la tasa de error de bits - BER para MPSK utilizando aritmética de punto fijo en AWGN. Como el software Simulink soporta diferentes M-PSK de punto fijo para cuando $M = 2$, 4, u 8, en el escenario que se propone a continuación, se asume $M = 8$. El resultado obtenido en Simulink para $M = 8$ se muestra en la figura 3.7.

Utilizando la *bertool*, se obtienen los resultados de la BER para una longitud de palabra de punto fijo = 8 y longitudes de fracción de 2, 3, y 4. Los resultados de la BER mostrados en la figura 3.8 se obtienen utilizando un tiempo de simulación = 100000 s. Se observa que el uso de una longitud de fracción = 4 proporciona los resultados más próximos a la BER teórica.

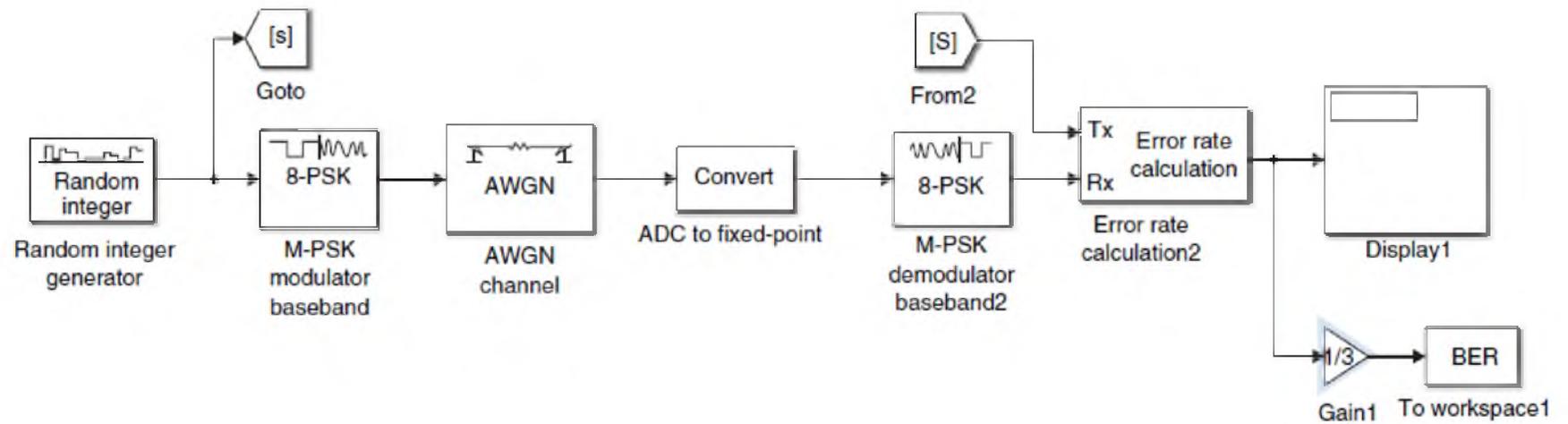


Figura 3. 7: Modelo para la simulación de la BER de 8 PSK con longitudes de fracción de punto fijo seleccionadas
Elaborado por: Autor.

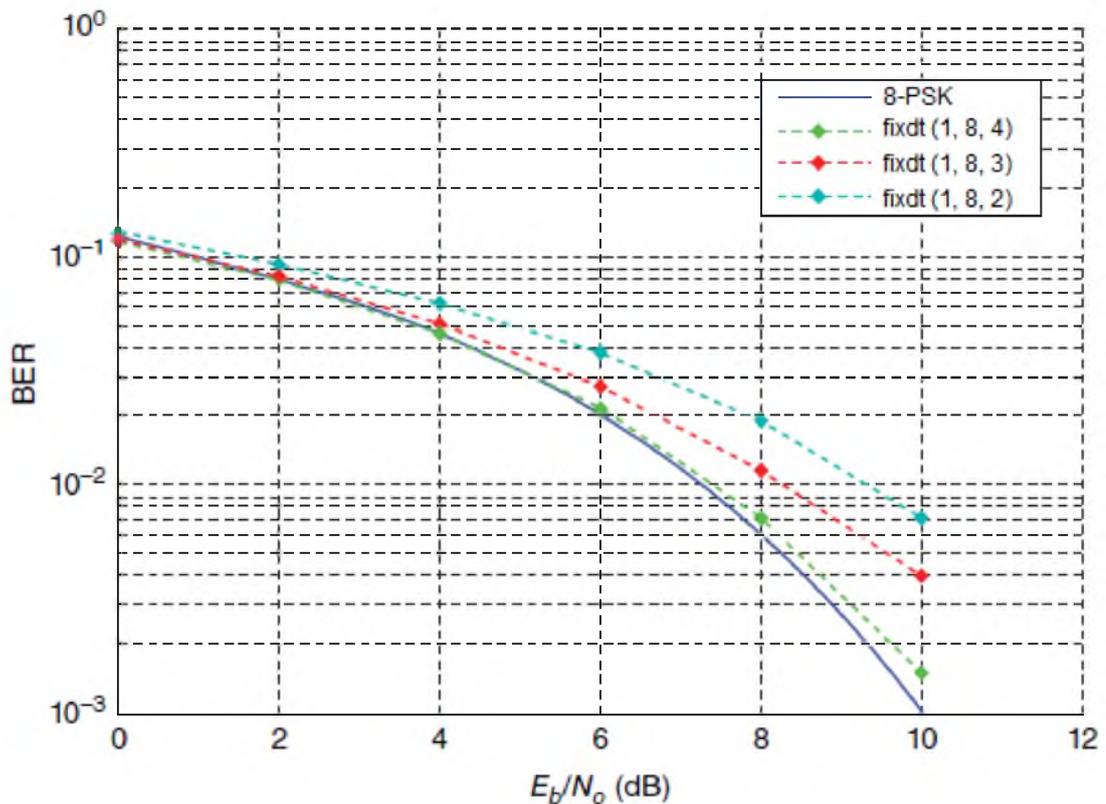
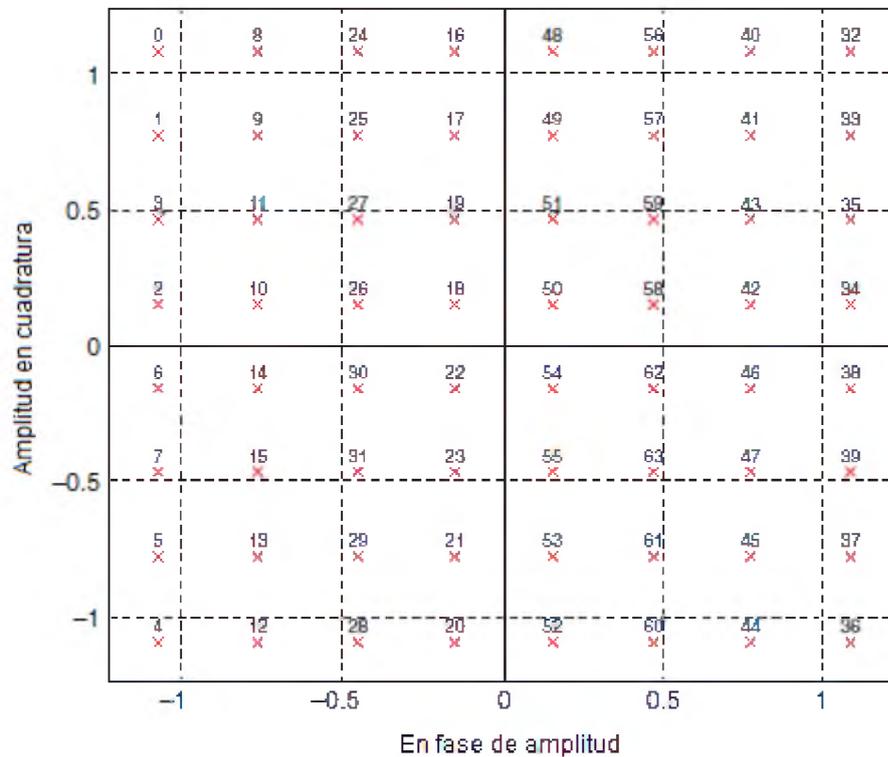


Figura 3. 8: BER para 8 PSK en AWGN con longitud de palabra de 8
Elaborado por: Autor.

3.5. Modelo Simulink para la modulación QAM.

En esta sección se desarrollan los modelos Simulink para calcular el desempeño de la tasa de error de bits - BER para la modulación QAM con canales AWGN. Una opción importante en la simulación del desempeño de la BER en QAM es si se obtiene el desempeño para la potencia máxima o para la promedio. La potencia máxima, se considera importante cuando esta debe ser restringida dentro de los límites del amplificador de potencia (PA) para evitar la saturación. En el próximo escenario, se calcula la BER utilizando la potencia promedio; los escenarios posteriores demostrarán la necesidad de los cálculos de la potencia máxima.

En la figura 3.9 se muestra la constelación con codificación Gray para $M=64$ con $k=6$.



- Potencia promedio de la señal = 1 W
- Semilla aleatoria AWGN = 67
- Demora de cálculo y recepción = 0 s
- AWGN con $\gamma_b = 15$ dB o $\gamma_s = 22.78$ dB =>
 - 781 errores en 1,000,000 s
 - BER simulada = 0.00078

Los parámetros del bloque de función de la modulación QAM se muestran en la figura 3.10. La normalización se puede ajustar a la potencia promedio, a la potencia máxima o a la distancia mínima entre símbolos.



Figura 3. 10: Parámetros de la modulación QAM con potencia promedio
Elaborado por: Autor.

El resultado obtenido para el cálculo de la tasa de error de bits – BER de la modulación QAM con $M = 64$ y $k = 6$, tal como se muestra en la figura 3.11. En la simulación $\gamma_s = 22.78$ dB correspondiendo a $\gamma_b = 15$ dB (recuérdese que $\gamma_s = \gamma_b + 10 \log(6)$). El resultado de la BER simulada durante un tiempo de simulación = 1, 000,000 s es, entonces, de 0.00078.

A continuación se muestra la BER teórica de QAM para poder compararla con los resultados de la simulación. Si P_s denota la probabilidad de error de símbolo, entonces P_b , es la probabilidad de error de bit con codificación de Gray, es aproximadamente igual a $P_b = \frac{P_s}{k}$. Para constelaciones de señal rectangulares con $k = \log_2 M$ y k es par, la probabilidad de error de símbolo es:

$$P_s = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3k\gamma_b}{2(M-1)}} \right) \times \left[1 - \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3k\gamma_b}{2(M-1)}} \right) \right]$$

Para k impar, P_s está acotado según:

$$P_s \leq 2 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3k\gamma_b}{2(M-1)}} \right)$$

Con $M = 64$, $k = 6$, y $\gamma_b = 15$, $P_b = 0.000771$. De esta forma, se comprueba que los resultados simulados y teóricos coinciden adecuadamente.

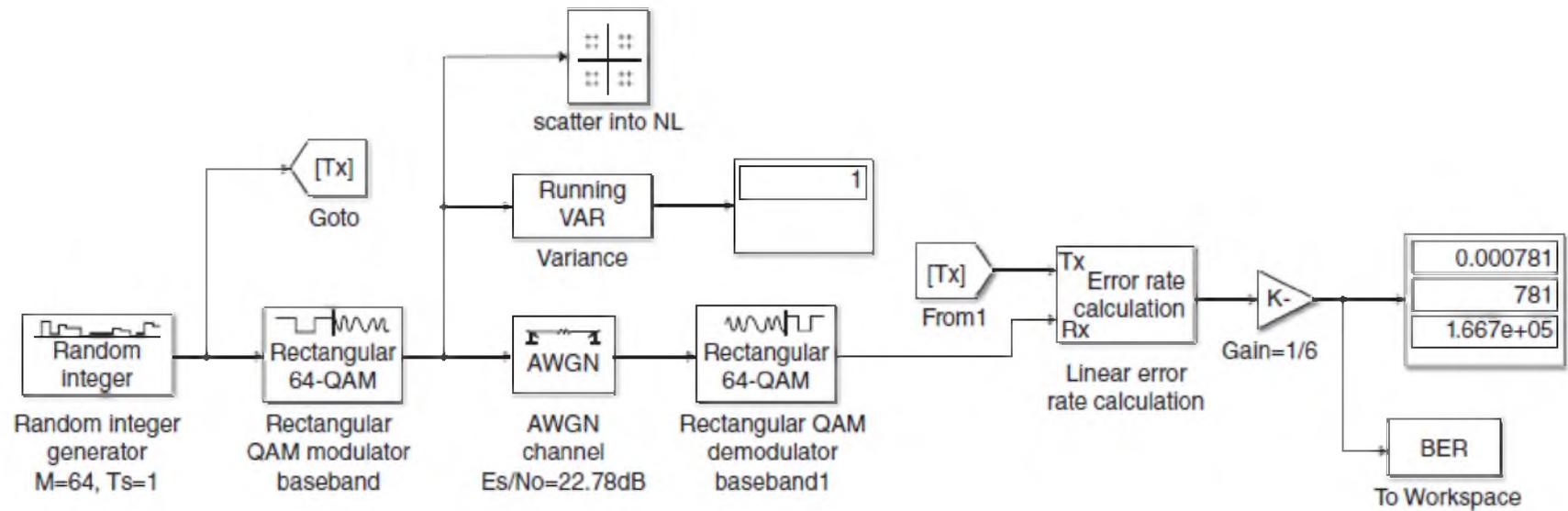


Figura 3. 11: Modelo Simulink para calcular la BER en QAM
Elaborado por: Autor.

3.6. Tasa de error de bits de la modulación M-aria QAM utilizando potencia promedio.

El modelo desarrollado y mostrado en la figura 3.11 se puede modificar para generar y obtener diferentes resultados con otros tamaños de la modulación M-aria QAM. En la figura 3.12 se muestran los resultados de la simulación para M-aria QAM con $M = 4, 16, \text{ y } 64$ asumiendo una potencia promedio y un tiempo de simulación igual a 10^6 s. Se puede observar una buena coincidencia entre los resultados teóricos y los de la simulación.

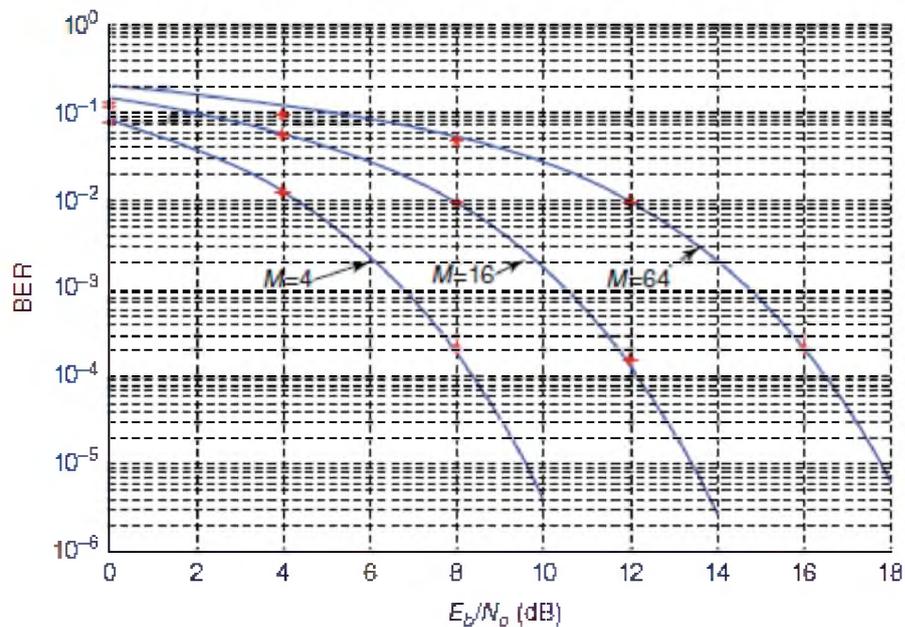


Figura 3. 12: Tasa de error de bits de la modulación QAM con γ_b promedio
Elaborado por: Autor.

3.7. Tasa de error de bits de la modulación QAM utilizando potencia máxima.

Para calcular la BER de QAM con potencia máxima, tanto para el modulador como para el demodulador, esta debe ser seleccionada como se muestra en el modulador de la figura 3.13.

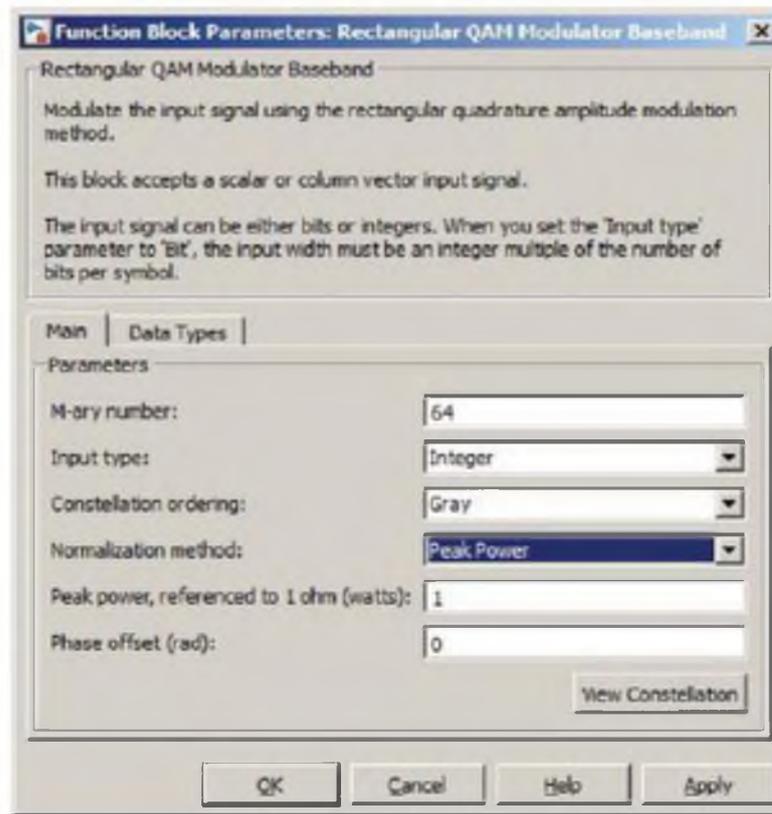


Figura 3. 13: Parámetros de entrada del modulador QAM con potencia máxima fijada a 1 W
Elaborado por: Autor.

En la figura 3.14 se muestra una comparación de la tasa de error de bits de la modulación QAM simulada para $M = 64$ utilizando potencia promedio y potencia máxima para un tiempo de simulación de 10^6 s; la línea sólida muestra los resultados de la tasa de error de bits teórico de la modulación QAM para la potencia promedio. Con una constelación rectangular y $M = 64$, la degradación entre la potencia máxima y la promedio se calcula para que sea igual a 3.68 dB. La degradación se observa mejor examinando la figura 3.14 con una tasa de error de bits igual 2×10^{-4} .

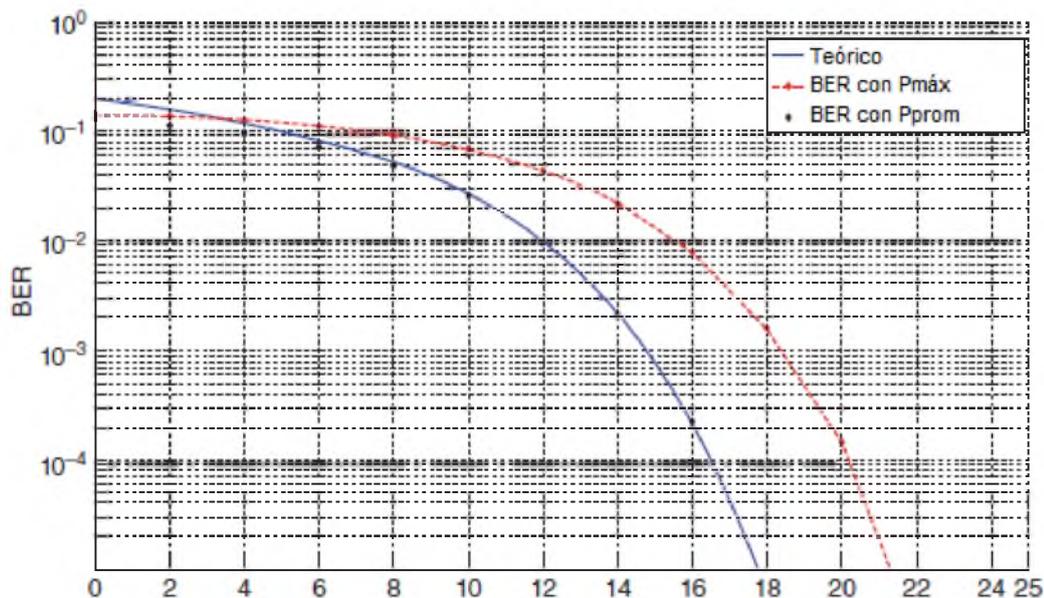


Figura 3. 14: BER de QAM usando potencia máxima y potencia promedio

Elaborado por: Autor.

3.8. Limitación del amplificador de potencia mediante la selección de potencia máxima con QAM

En aplicaciones satelitales, el amplificador de potencia se implementa con un tubo de onda progresiva (TWT) o un amplificador de potencia de estado sólido (SSPA) y es operado típicamente en su región lineal, garantizando que la potencia máxima esté muy por debajo del punto de saturación del PA no lineal. Esto provoca que se empeore la tasa de error de bits correspondiente a la potencia promedio, evidenciándose cuando los resultados se comparan con los obtenidos en la sección anterior.

En general, los amplificadores de potencia exhiben un desempeño sin memoria, no lineal. En la documentación de MathWorks se presentan diversos modelos para representar las características de los amplificadores de

potencia. Uno de los modelos de amplificador de potencia, son atribuibles a Saleh, que se utiliza para estimar el impacto sobre el desempeño de la tasa de error de bits. Este escenario pone de manifiesto la utilidad del programa Simulink para un caso práctico donde no se dispone de resultados teóricos.

La implementación que se estudiará implica la inserción de un dispositivo no lineal después del modulador QAM, lo que provoca que la forma de onda modulada experimente una conversión AM/AM y AM/PM. En el modelo de Saleh, la representación analítica de estas conversiones utiliza cuatro parámetros: α_a y β_a para la conversión AM/AM y α_p y β_p para la conversión AM/PM. Las ecuaciones AM/AM y AM/PM son expresadas en el modelo de Saleh en términos de la magnitud del voltaje de entrada u , como:

$$F_{AM/AM} = \frac{\alpha_a u}{1 + \beta_a u^2}$$
$$F_{AM/PM} = \frac{\alpha_p u^2}{1 + \beta_p u^2}$$

Respectivamente, donde $F_{AM/AM}$ es el voltaje de salida versus el voltaje de entrada para la conversión AM/AM y $F_{AM/PM}$ es la fase de salida versus el voltaje de entrada para la conversión AM/PM. En la figura 3.15, obtenida de la documentación de *MathWorks*, se muestran gráficos de estas ecuaciones donde los valores específicos de los parámetros sugeridos por Saleh son $\alpha_a = 2.1587$, $\beta_a = 1.1517$, $\alpha_p = 4.0033$, and $\beta_p = 9.1040$.

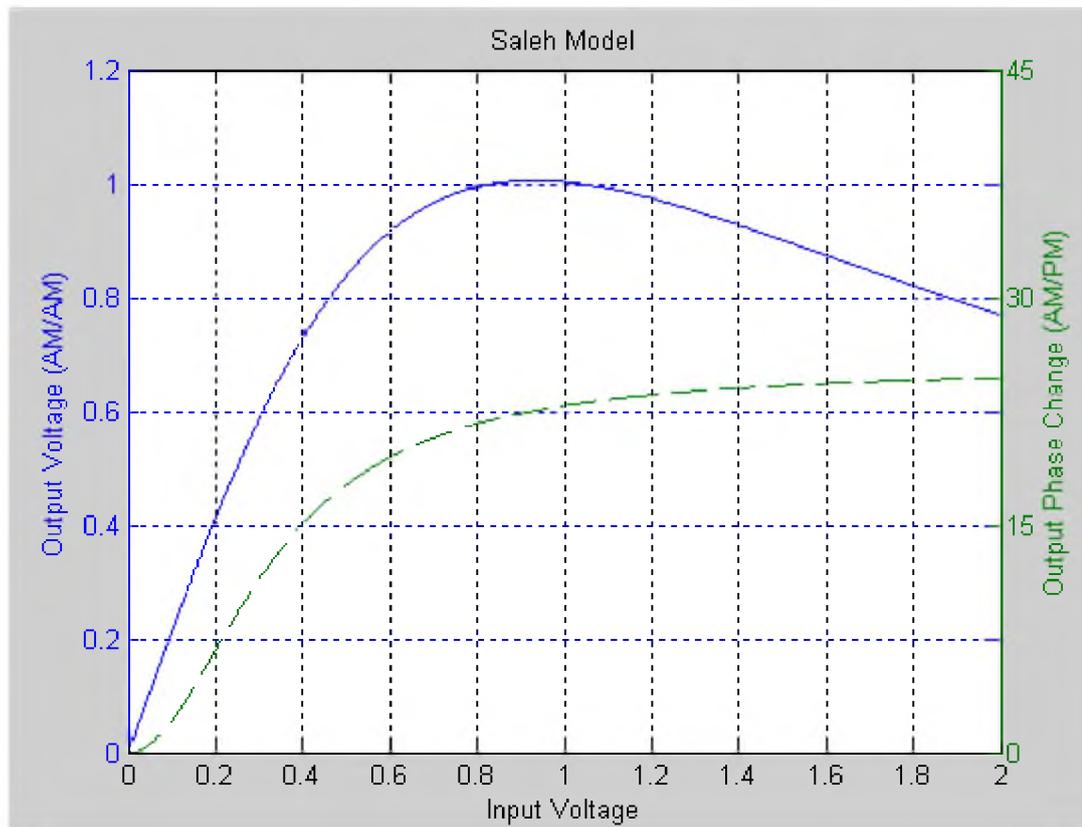


Figura 3. 15: Modelo no lineal de Saleh para conversión AM/AM y AM/PM
Fuente: (Mathworks, 2016)

Saleh tiene en cuenta que se produce un error cuadrático medio (rms, del inglés root mean square) de 0.010 para los parámetros AM/AM y de 0.469 (en grados, mientras que la fórmula AM/PM está en radianes) para los parámetros AM/PM. Estas ecuaciones y valores de los parámetros se han encontrado para ajustar los datos TWT medidos.

La figura 3.16 presenta una simulación de la tasa de error de bits utilizando la modulación 64-QAM con un amplificador de potencia no lineal con y sin memoria del modelo de Saleh. La potencia máxima es seleccionada en el modulador y demodulador QAM, $\gamma_b = 15$ dB y el tiempo de simulación es igual 100000 s. La tasa de error de bits sin el dispositivo no lineal es de

0.014 y con el dispositivo no lineal es de 0.165, indicando así una penalización significativa impuesta por el dispositivo no lineal.

En la figura 3.17 se ilustran los gráficos de dispersión en la entrada y salida de la no linealidad de Saleh. La constelación de la señal en la salida muestra la dispersión y la deformación de la constelación rectangular 64-QAM lo que resulta ser en una pésima tasa de error de bits. Cuando la salida del modulador QAM se conecta a la entrada de un dispositivo no lineal, el voltaje de entrada disminuye para obligar a la forma de onda modulada a permanecer dentro del rango lineal del dispositivo.

Para no sacrificar la potencia de transmisión disponible, se inserta un dispositivo de predistorsión previo a la no linealidad y así compensar la distorsión, siempre que no se supere el punto de saturación. Como el modelo Saleh, es una función monótona ideal hasta el punto de saturación, se puede implementar un dispositivo de predistorsión ideal que compense exactamente la distorsión mediante el cálculo de una función inversa de la característica no lineal. La incorporación de un dispositivo de pre-distorsión tiene la ventaja adicional de demostrar el uso de la función S de MATLAB definida por el usuario. Específicamente, la función S (*S-function*) desarrollada realiza la compensación exacta y constituye un linealizador perfecto. La función implementada se ha denominado ***nlinvd.m***, que se muestra en la figura 3.18.

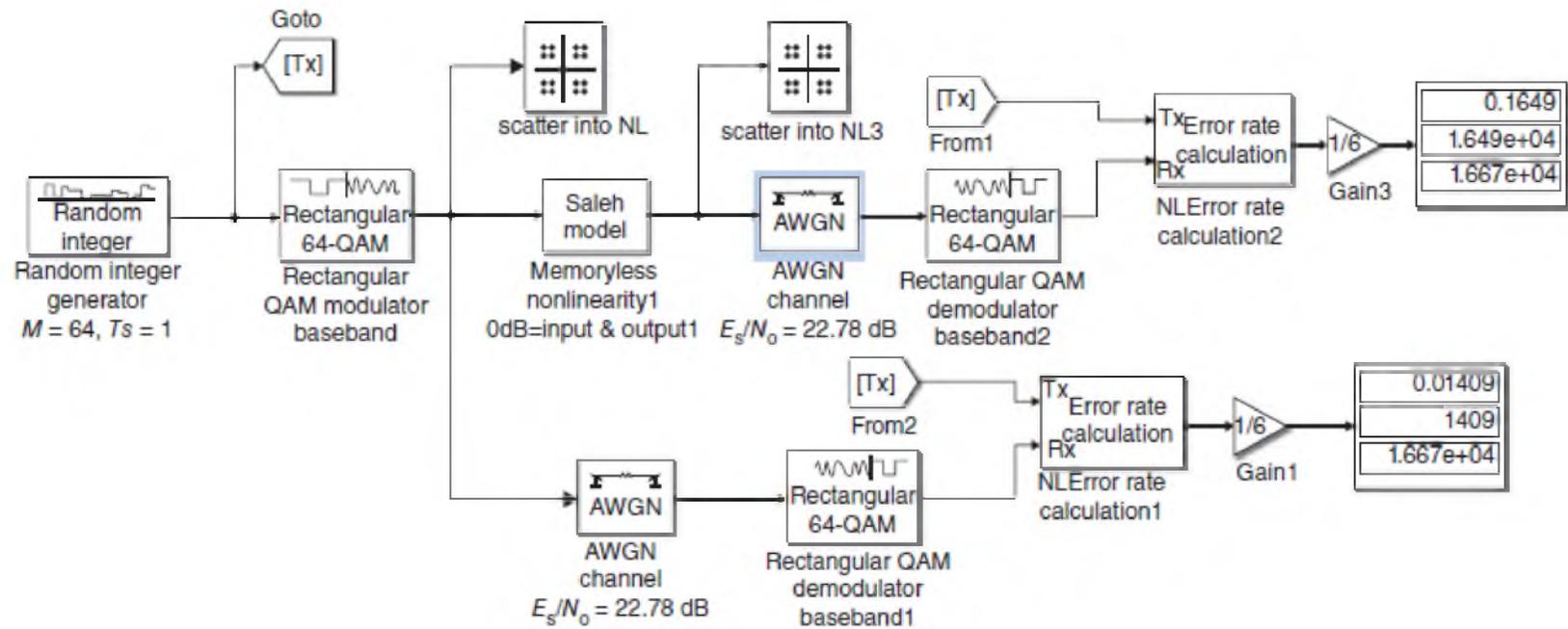


Figura 3. 16: Comparación de la BER con un amplificador de potencia no lineal y 64-QAM
Elaborado por: Autor.

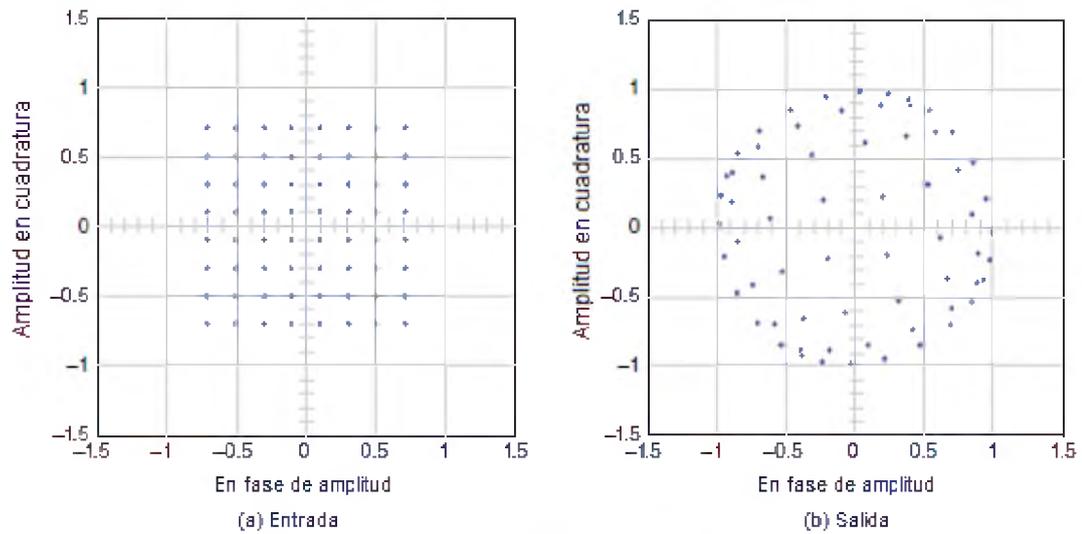


Figura 3. 17: Gráficos de dispersión con (a) entrada y (b) salida de Saleh
Elaborado por: Autor.

```

%Inverse Saleh AM/AM & AM/PM
function inl = nlinvd(u);
%u2 = u ^ 2;
%fam = 2.1587*u/(1+1.1517*u2);
%fpm = 4.0033*u2/(1+9.1040*u2);
%aa = .8*2.1587;
%ba = .8*1.1517;
aa = 2.1587;
ba = 1.1517;
ap = 4.0033;
bp = 9.1040;
magam = abs(u);
xu = aa/magam;
nu = (xu-(xu ^ 2-4*ba) ^ .5)/(2*ba);
nu2 = nu ^ 2;
nang = ap*nu2/(1+bp*nu2);
nuang = angle(u) -nang;
inl = nu*exp(j*nuang);

```

Figura 3. 18: Función de Saleh
Elaborado por: Autor.

En la figura 3.19 se introduce el bloque de predistorsión entre la salida del modulador QAM y la no linealidad de Saleh. La potencia máxima se selecciona nuevamente en el modulador y en los demoduladores QAM donde la magnitud del voltaje de entrada $|u| = 1$ para evitar la saturación, $\gamma_b = 15$ dB y el tiempo de simulación es igual a 100000 s.

La tasa de error de bits sin el dispositivo no lineal y con el bloque de predistorsión incluido es de 0.014 y con el dispositivo no lineal es de 0.165. Es evidente que el dispositivo de predistorsión compensa exactamente la no linealidad de Saleh.

Los gráficos de dispersión (véase en la figura 3.20), en la entrada al bloque de predistorsión y en la entrada y salida de la no linealidad de Saleh también demuestran que la constelación de la señal de entrada y la constelación de la salida de Saleh son las mismas. Hay que tener en cuenta que la implementación actual del dispositivo de pre-distorsión degradará el desempeño de la tasa de error de bits.

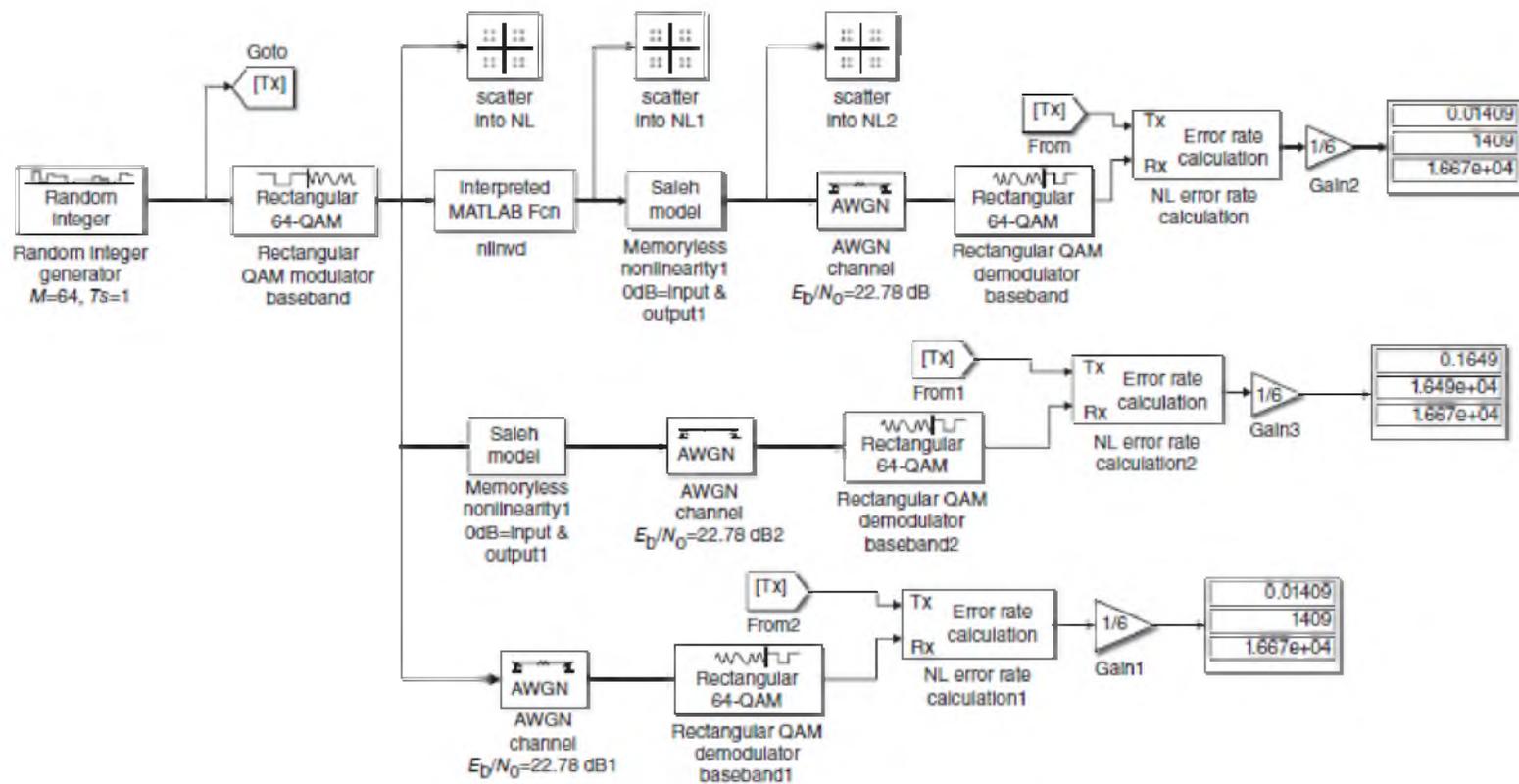


Figura 3. 19: Uso de compensación de predistorsión para no linealidad
Elaborado por: Autor.

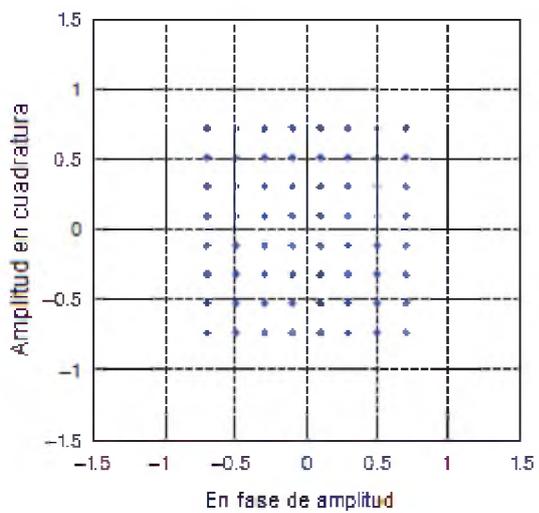
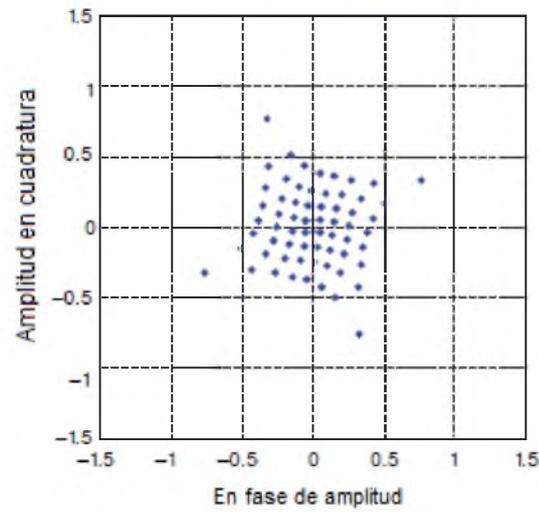
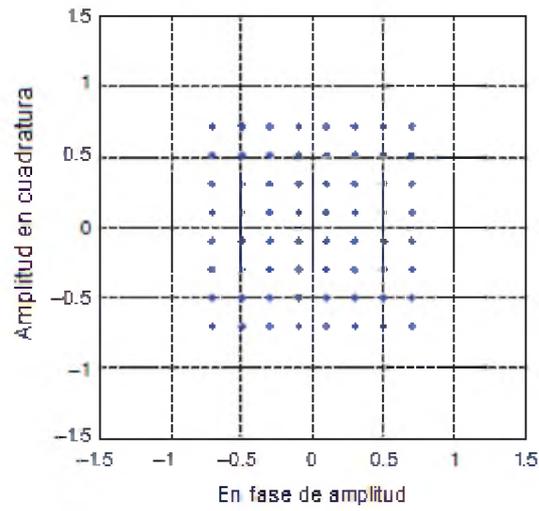


Figura 3. 20: Gráficos de dispersión: (a) entrada de predistorsión, (b) entrada, y (c) salida de Saleh

Elaborado por: Autor.

CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

4.1. Conclusiones.

- En el capítulo 3 se desarrollaron resultados teóricos y simulados de la BER para MPSK y QAM. El uso de la bertool se aplicó ampliamente en los cálculos de la BER. La señalización QAM requiere un estudio tanto de la potencia máxima como de la potencia promedio para abordar los problemas con la saturación de los amplificadores de potencia no lineales.
- La potencialidad del Simulink se evidencia en el ejemplo en el que un dispositivo no lineal se introdujo en la simulación para abordar el caso en el que no se dispone de resultados teóricos. La incorporación de una función S definida por el usuario, desarrollada en MATLAB, también se puso de manifiesto para permitir al usuario modificar la simulación cuando no está disponible en la librería de simulink.

4.2. Recomendaciones.

- Proponer nuevos trabajos investigativos y de titulación utilizando herramientas de simulación, tales como MatLab/Simulink, Opnet Modeler y OptiSystem.
- Fomentar en las asignaturas de la Carrera de Ingeniería en Telecomunicaciones el uso de plataformas de simulación.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Carrión R., J. (2015). *Modelado y simulación de sistemas digitales de comunicaciones en MatLab/Simulink*. Guayaquil: Repositorio de la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

Chaparro, L. F. (2011). *Signals and Systems Using MATLAB*. Burlington: Elsevier.

Coello B., A. (2015). *Simulación de una Red WiMAX mediante MatLab/Simulink*. Guayaquil: Repositorio de la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.

Couch, L. W. (2008). *Sistemas de Comunicación Digitales y Analógicos*. México: México.

Ghosh, A. (2014). Performance of M-PSK Schemes under Rayleigh Fading Channels. *International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering*, 5051 - 5055.

Kaur, H., Jain, B., & Verma, A. (2011). Comparative Performance Analysis of M-ary PSK Modulation Schemes using Simulink. *International Journal of Electronics & Communication Technology*, 204 - 209.

Mathworks. (2016, Enero 30). *Mathworks*. Retrieved from http://www.mathworks.com/help/comm/ref/memorylessnonlinearity.html?s_tid=srchtitle

- Navarro V., J. (2015). *Simulación de Señales Distribuidas en RoF para Redes WiMAX a través de la Modulación OFDM y 64-QAM*. Guayaquil: Repositorio de la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.
- Oppenheim, A. V., & Schaffer, R. W. (2011). *Tratamiento de Señales en tiempo discreto*. Madrid: Pearson Educación.
- Pattanaik, S., & Sarangi, S. (2013). Performance of BER in OFDM System Using Different Channels and Modulation Techniques. *International Journal of Engineering Research and Applications*, 447 - 451.
- Proakis, J. G., & Manolakis, D. G. (2007). *Tratamiento Digital de Señales*. Madrid: Pearson Educación.
- Shamsul, A., Goorak, K., & Goangseog, C. (2012). Analytical Evaluation of MDPSK and MPSK Modulation Techniques over Nakagami Fading Channels. *Information Science and Industrial Applications*, 27 - 32.
- Sig-Tú T., A. (2014). *Aplicaciones prácticas de la modulación digital a través de Matlab en la asignatura de Procesamiento Digital de Señales*. Guayaquil: Repositorio de la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.
- Veloz , D. (2015). *Simulación de Comunicaciones Digitales a través de Canales AWGN utilizando las modulaciones BPSK y QPSK*. Guayaquil: Repositorio de la Universidad Católica de Santiago de Guayaquil.



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, **FREDDY JONAN GOMEZ MERO** con C.C: # 1312754102 autor del Trabajo de Titulación: **DESARROLLO DE SIMULACIONES DE MODULACIONES DIGITALES MPSK Y QAM A TRAVÉS DE CANALES CON RUIDO BLANCO GAUSSIANO ADITIVO UTILIZANDO EL SOFTWARE MATLAB/SIMULINK** 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, 14 de marzo de 2016

f. _____
Nombre: FREDDY JONAN GOMEZ MERO
C.C: 1312754102



REPOSITORIO NACIONAL EN CIENCIA Y TECNOLOGÍA

FICHA DE REGISTRO DE TESIS/TRABAJO DE TITULACIÓN

TÍTULO Y SUBTÍTULO:	DESARROLLO DE SIMULACIONES DE MODULACIONES DIGITALES MPSK Y QAM A TRAVÉS DE CANALES CON RUIDO BLANCO GAUSSIANO ADITIVO UTILIZANDO EL SOFTWARE MATLAB/SIMULINK		
AUTOR(ES) (apellidos/nombres):	FREDDY JONAN GOMEZ MERO		
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:	14 de marzo de 2016	No. DE PÁGINAS:	87
ÁREAS TEMÁTICAS:	Fundamentos de Comunicaciones, Sistemas de Comunicaciones		
PALABRAS CLAVES/ KEYWORDS:	MODULACIÓN DIGITAL, MPSK, QAM, SIMULINK		
RESUMEN/ABSTRACT (150-250 palabras):			
<p>El presente trabajo de titulación consiste en desarrollar la simulación de la M-aria Modulación por Desplazamiento de Fase (conocido como MPSK) y de la Modulación de Amplitud en Cuadratura (conocido como QAM) mediante canales AWGN (ruido blanco gaussiano aditivo) utilizando el software MatLab/Simulink. Para cumplir con el propósito del trabajo de titulación, se revisó información relevante de publicaciones en revistas internacionales observando varias investigaciones que modelan sistemas de comunicaciones digitales utilizando diferentes plataformas de simulación. Estos programas de simulación son herramientas robustas, pero la escogida para este trabajo de titulación fue Simulink de MatLab. Posteriormente, se realizó una descripción de los fundamentos teóricos, tales como, la representación de señales, modulación analógica y digital. Finalmente, se desarrollaron modelos de simulación de la modulación MPSK y QAM sobre la plataforma Simulink, para evaluar el comportamiento del desempeño de la tasa de error de bits (BER) modificando determinados parámetros en la modulación y demodulación, así como introduciendo canales AWGN.</p>			
ADJUNTO PDF:	<input checked="" type="checkbox"/> SI	<input type="checkbox"/> NO	
CONTACTO CON AUTOR/ES:	Teléfono: 042122059 0991691040	E-mail: gomezmero@gmail.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):	