

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN CIENTÍFICA Y DE EDUCACIÓN  
SUPERIOR DE ENSENADA, BAJA CALIFORNIA**



---

**PROGRAMA DE POSGRADO EN CIENCIAS  
EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

---

**Impacto de la distorsión armónica de amplificadores de  
potencia sobre la distorsión de señales moduladas  
digitalmente**

Tesis

para cubrir parcialmente los requisitos necesarios para obtener el grado de  
Maestro en Ciencias

Presenta:

**Genaro Alonso Álvarez Beltrán**

Ensenada, Baja California, México  
2014

Tesis defendida por  
**Genaro Alonso Álvarez Beltrán**

y aprobada por el siguiente Comité

---

Dr. Jaime Sánchez García  
Codirector del Comité

---

Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández  
Codirector del Comité

---

Dr. Roberto Conte Galván  
Miembro del Comité

---

Dra. Sharon Zinah Herzka Llona  
Miembro del Comité

---

Dr. César Cruz Hernández  
Coordinador del Posgrado en  
Electrónica y Telecomunicaciones

---

Dr. Jesús Favela Vara  
Director de Estudios de Posgrado

Octubre, 2014

Resumen de la tesis que presenta Genaro Alonso Álvarez Beltrán como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y Telecomunicaciones con orientación en Telecomunicaciones.

### **Impacto de la distorsión armónica de amplificadores de potencia sobre la distorsión de señales moduladas digitalmente**

Resumen elaborado por:

---

Genaro Alonso Álvarez Beltrán

En la actualidad los sistemas de comunicaciones inalámbricas son el punto principal de investigación en el área de telecomunicaciones, debido a la gran demanda de los servicios proporcionados por dichos sistemas. Como es bien conocido la evolución de estos sistemas se debe principalmente a la necesidad de mayor ancho de banda para satisfacer los requerimientos de los servicios de internet y multimedia principalmente. Para alcanzar un mayor ancho de banda se utilizan diferentes técnicas de modulación digital como MPSK y MQAM, en donde la eficiencia espectral es mayor a medida que se incrementa el orden del método de modulación utilizado. Estas técnicas de modulación digital son afectadas principalmente por los amplificadores de potencia degradando las señales ya que estos suelen tener no-linealidades en fase y en amplitud; estas no-linealidades disminuyen cuando se trabaja el amplificador lejos del punto de compresión pero esto penaliza la eficiencia en potencia entregada por el amplificador.

En esta tesis se presenta un sistema transmisor-receptor basado en las técnicas de modulación digital MPSK y MQAM, donde el transmisor se basa en una plataforma de radio definido por software y se utiliza un amplificador operado en saturación. Con este sistema estudiado se puede evaluar la degradación de las señales utilizando mediciones de calidad de la modulación digital.

Palabras clave: **Radio definido por software, modulación digital, amplificador de potencia, degradación de la señal, mediciones de calidad de la modulación digital.**

Abstract of the thesis presented by Genaro Alonso Álvarez Beltrán as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Electronic and Telecommunications with orientation in Telecommunications

### **Impact of harmonic distortion power amplifier distortion on digitally modulated signals**

Abstract by:

---

Genaro Alonso Álvarez Beltrán

The current wireless communication systems are the main point of research in the area of telecommunications, due to the high demand for the services provided by such systems. As is well known the evolution of these systems is mainly due to the need for more bandwidth to meet the requirements of Internet and media services mainly. To achieve higher bandwidth different is used digital modulation techniques such as MPSK and MQAM where spectral efficiency is higher as the order of the used modulation method used increases. These digital modulation techniques are mainly affected by the power amplifiers degrading the signal as these typically have nonlinearities in phase and amplitude; these nonlinearities decrease when the amplifier work away from compression point but this penalizes the efficiency of power delivered by the amplifier.

In this thesis presents a transmitter-receiver system based on digital modulation techniques MPSK and MQAM, where the transmitter is based on a platform of software-defined radio and an amplifier operated in saturation is used. With this system studied can be evaluate the degradation of the signals using quality measurement digital modulation.

**Keywords: software-defined radio, digital modulation, power amplifier, signal degradation, quality measurements in digital modulation.**

## Dedicatoria

*A mi familia*

## Agradecimientos

*A mi madre por su cariño, sus consejos y el gran apoyo que me ha brindado hasta el día de hoy.*

*Agradezco a mis tíos Juan Arturo Beltrán Chairez y Roberto Carlos Beltrán Chairez así como a mi abuelo Diego Beltrán García por ser las personas que siempre han estado conmigo y quienes han tratado de que sea una persona de bien a través de sus consejos y ejemplos.*

*Agradezco a mis hermanos y amigos de la infancia por permanecer a mi lado en las buenas y en las malas.*

*Agradezco a todos mis compañeros estudiantes del CICESE por los momentos vividos.*

*Agradezco a todas las personas que de una u otra manera me han apoyado, ayudado, enseñado, beneficiado y aconsejado desde mi infancia hasta el día de hoy.*

*Agradezco al Dr. Jaime Sánchez García por su apoyo, su tiempo y sus enseñanzas durante este trabajo de investigación.*

*Agradezco al Dr. J. Apolinar Reynoso Hernández por permitirme trabajar con él, así como el tiempo que me dedicó a lo largo de esta tesis.*

*Agradezco al estudiante Manuel Alejandro Pulido Gaytán por haber dedicado su tiempo en la construcción del banco de experimentación para operar el amplificador de potencia en saturación, y haberme ayudado a realizar las mediciones pertinentes.*

*Agradezco al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología por su apoyo económico en este proceso de aprendizaje.*

# Contenido

	Página
<b>Resumen español</b> .....	ii
<b>Resumen inglés</b> .....	iii
<b>Dedicatoria</b> .....	iv
<b>Agradecimientos</b> .....	v
<b>Lista de Figuras</b> .....	vii
<b>Lista de Tablas</b> .....	x
<b>Capítulo 1 Introducción</b>	<b>1</b>
1.1 Planteamiento del problema.....	2
1.2 Objetivo general.....	2
1.3 Metodología de la investigación.....	3
1.4 Organización de la tesis.....	3
<b>Capítulo 2 Antecedentes</b>	<b>4</b>
2.1 Modulación digital.....	4
2.2 Modulación binaria por desplazamiento de fase PSK.....	5
2.3 Modulación por desplazamiento de fase de orden M-ario MPSK	6
2.4 Modulación de amplitud en cuadratura de orden M-ario MQAM.	10
2.5 Mediciones de calidad de la modulación digital.....	15
2.6 Degradación de la señal.....	19
2.7 Radio definido por software (SDR).....	20
2.8 GNU Radio y USRP.....	23
2.8.1 Limitaciones del USRP.....	26
2.8.2 Tarjetas hijas.....	27
<b>Capítulo 3 Sistema implementado</b>	<b>30</b>
3.1 Transmisor.....	30
3.2 Receptor.....	36
3.3 Cálculo de las mediciones de calidad de la modulación digital...	38
<b>Capítulo 4 Experimentación y resultados</b>	<b>40</b>
4.1 Banco de experimentación.....	40
4.2 Mediciones y resultados.....	42
4.2.1 Desempeño del amplificador de potencia Doherty (DPA).....	42
4.2.2 Evaluación de la degradación de las señales moduladas digitalmente.....	45
4.3 Discusión de los resultados.....	54
<b>Capítulo 5 Conclusiones, aportaciones y trabajo futuro</b>	<b>56</b>
5.1 Conclusiones.....	56
5.2 Aportaciones.....	56
5.3 Trabajo futuro.....	57
<b>Lista de referencias</b>	<b>58</b>
<b>Anexos</b>	<b>59</b>

## Lista de figuras

Figura		Página
1	Espacio de señal PSK. (Ha, T., 2011, p.30).....	6
2	Modulador PSK. (Ha, T., 2011, p.234).....	6
3	Espacio de señal: (a) QPSK; (b) 8PSK. Los canales I y Q son representados por $X_1$ y $X_2$ , respectivamente. (Ha, T., 2011, p.257).....	8
4	Densidad espectral de potencia de MPSK: (a) forma de pulso cuadrado; (b) forma de pulso de coseno alzado. (Ha, T., 2011, p.257).....	9
5	Modulador I-Q para MPSK. (Ha, T., 2011, p.260).....	10
6	Varios espacios de señal para MQAM. (Ha, T., 2011, p.272).....	13
7	Código Gray de 16QAM. (Ha, T., 2011, p.273).....	14
8	Constelación 16QAM. Cada símbolo tiene una energía promedio $\sqrt{E_s/10} = 1/\sqrt{10/E_s}$ . (Poisel, R., 2011, p.180).....	15
9	Vector de error y parámetros relacionados (Agilent Technologies, 2013, EVM Digital Demod).....	16
10	Efecto del error de sesgo de cuadratura (Quadrature Skew Error)	18
11	Error de magnitud y error de fase (Agilent Technologies, 2013, IQ Mag Error and IQ Phase Error Digital Demod).....	18
12	Ganancia lineal, punto de compresión de 1 dB y saturación.....	20
13	Diagrama de bloques funcionales de SDR.....	22
14	Modelo de capas para el sistema GNU Radio más USRP.....	24
15	Diagrama de flujo de las señales entre los bloques escritos en C++.....	24
16	Tarjeta madre del USRP 1.....	26
17	Diagrama a bloques del USRP.....	26
18	Diagrama a bloques de la tarjeta hija para cualquier transceptor..	28
19	USRP 1 físicamente.....	29
20	Diagrama a bloques de las etapas del sistema implementado.....	30
21	Diagrama a bloques de etapa del transmisor.....	30

## Lista de figuras (continuación)

22	Diagrama a bloques de la generación de la trama de símbolos en GNU Octave.....	31
23	Entorno gráfico amigable de la función frame64qam.m en GNU Octave.....	32
24	Estructura de una trama de 2000 símbolos empleando el esquema de modulación digital 64QAM.....	32
25	Diagrama a bloques de la plataforma SDR.....	33
26	Programación a bloques en GRC del esquema de modulación digital 64QAM.....	34
27	Interfaz gráfica de usuario (GUI) elaborada en GRC para el esquema de modulación digital 64QAM.....	35
28	Diagrama a bloques del USRP.....	35
29	Diagrama a bloques para la operación del PA en saturación.....	36
30	Diagrama a bloques del receptor.....	37
31	Constelación y la tabla de símbolos y errores del demodulador digital VSA 89600 de 64QAM.....	37
32	Diagrama a bloques de la función errortatemod.m.....	38
33	Entorno gráfico amigable de la función errorrate64qam.m en GNU Octave.....	39
34	Diagrama a bloques del banco de experimentación.....	40
35	Banco de experimentación.....	40
36	Circuito de aplicación del DPA.....	42
37	Diagrama a bloques del amplificador Doherty.....	43
38	Resultados de las mediciones del DPA y el “carrier”.....	44
39	Curva $P_{ent}/P_{sal}$ y Ganancia del DPA.....	44
40	Resultados de las mediciones b) para BPSK.....	49
41	Resultados de las mediciones b) para QPSK.....	50
42	Resultados de las mediciones b) para 8PSK.....	50
43	Resultados de las mediciones b) para 16QAM.....	51
44	Resultados de las mediciones b) para 64QAM. ....	51

## Lista de figuras (continuación)

45	Comparación de las constelaciones BPSK: generadas vs amplificadas.....	52
46	Comparación de las constelaciones QPSK: generadas vs amplificadas.....	52
47	Comparación de las constelaciones 8PSK: generadas vs amplificadas.....	53
48	Comparación de las constelaciones 16QAM: generadas vs amplificadas.....	53
49	Comparación de las constelaciones 64QAM: generadas vs amplificadas.....	53
50	Punto de operación para el esquema 64QAM.....	55
51	Punto de operación para el esquema de 16QAM.....	55
52	Hoja de datos del convertidor de señales AD9862.....	59
53	Constelación BPSK implementada: símbolos y bits.....	60
54	Constelación QPSK implementada: símbolos y bits.....	60
55	Constelación 8PSK implementada: símbolos y bits.....	61
56	Constelación 16QAM implementada: símbolos y bits.....	61
57	Constelación 64QAM implementada: símbolos y bits.....	62

## Lista de tablas

Tabla		Página
1	Mapeo de símbolos QPSK.....	8
2	Mapeo de símbolos 8PSK.....	9
3	Mapeo de símbolos 16QAM.....	12
4	Mapeo de símbolos 64QAM.....	13
5	Tarjetas hijas con su respectiva banda de operación.....	28
6	Principales características del PA Doherty RTH21007-10..	36
7	Descripción de los elementos del diagrama a bloques del banco de experimentación.....	41
8	Voltajes de alimentación del DPA.....	42
9	Voltajes de alimentación para operar el “carrier”.....	43
10	Palabras de sincronía para cada esquema de modulación digital.....	45
11	Parámetros de la transmisión para cada esquema de modulación digital.....	46
12	Número de tramas concatenadas para cada esquema de modulación digital.....	46
13	Resultados de las mediciones de calidad de la modulación digital y potencias operando el DPA linealmente.....	47
14	Resultados de las mediciones de calidad de la modulación digital y potencias operando el DPA en saturación.....	48
15	Cantidad de bits para cada esquema de modulación digital.....	48

## Capítulo 1 Introducción

---

Los sistemas de comunicaciones inalámbricas actuales han logrado importantes avances hacia un mayor ancho de banda y número de portadoras para aplicaciones de alta velocidad de datos. Sin embargo, hacen que sea muy difícil diseñar un amplificador de alta potencia con un amplio ancho de banda instantáneo. Además de los requerimientos de ancho de banda, las potencias de transmisión instantánea de estos sistemas - tales como CDMA-2000 (Code división multiple Access), WCDMA (wide-band code division multiple Access), estándares basados en OFDM (ortogonal frequency division multiplexity) como WIFI, WIMAX, LTE (Long term evolution) etc.- varían amplia y rápidamente, teniendo como consecuencia señales de elevada relación de potencia pico a promedio (PAPR), lo que demanda un intervalo más amplio de linealidad. Los amplificadores de potencia (PA) de la estación base para los sistemas modernos de comunicaciones requieren una alta linealidad para amplificar la señal de alta PAPR sin distorsión. Para satisfacer los requisitos de linealidad, los amplificadores de potencia están generalmente sesgados en el modo de clase A o AB y deben operar a una gran cantidad de *back-off*. El *back-off* es la diferencia entre la máxima potencia de salida y la potencia del punto de operación. Por otro lado, las técnicas de modulación digital, como por ejemplo MQAM y MPSK, que también se utilizan en los sistemas de comunicaciones inalámbricas, son sensibles a los efectos de no linealidad del PA. Otro requisito del PA de la estación base para los sistemas de comunicaciones inalámbricas modernas es la alta eficiencia. Como los sistemas de comunicación tienden a ser cada vez más pequeños, el sistema de refrigeración debe ser simple, lo que requiere un amplificador de potencia con alta eficiencia. Debido a que los PA de la estación base tienen una baja eficiencia por su operación en *back-off*, el desarrollo de técnicas que mejoren su eficiencia ha adquirido gran importancia. La técnica de diseño de los amplificadores de potencia de la estación base con una alta eficiencia y linealidad en un amplio ancho de banda instantáneo junto con los sistemas de comunicaciones inalámbricas se han convertido en un tema de investigación de gran interés (Kim, B., Kim, J., Kim, I., y Cha, J., 2006).

## 1.1 Planteamiento del problema

Actualmente los sistemas modernos de comunicaciones inalámbricas buscan ser más eficientes, maximizando las tasas de transmisión y minimizando su tasa de bit errónea. Las técnicas de modulación digital MPSK y MQAM son las más utilizadas en dichos sistemas y ambas trabajan con señales en fase y cuadratura (I-Q). La ventaja de emplear estas modulaciones es que al utilizar esquemas de mayor orden se puede aumentar la tasa de transmisión, pero la desventaja es que las señales son más susceptibles a sufrir degradación.

En la práctica estas señales tienen que ser amplificadas para que lleguen con la suficiente potencia desde el transmisor hasta el receptor con la mayor integridad posible. Sin embargo, pueden sufrir degradación destructiva al ser amplificadas. Esto es debido a las características propias del amplificador, principalmente cuando se opera en la región no lineal o en saturación. Por lo tanto, los transmisores de potencia utilizados en los sistemas modernos de comunicaciones inalámbricas requieren PA de alta linealidad y alta eficiencia. La eficiencia de PA se incrementa cuando el amplificador es operado en saturación.

Este trabajo de investigación se enfocará en evaluar el desempeño de los esquemas de modulación digital PSK (BPSK), QPSK (4PSK), 8PSK, 16QAM y 64QAM, al ser manejadas por un PA operado en saturación.

## 1.2 Objetivo general

Analizar la degradación de señales moduladas digitalmente cuando estas son manejadas por un PA operado en saturación. Se partirá de la generación de símbolos (por medio del programa GNU Octave), los cuales se enviarán a una plataforma de radio definido por software (SDR) donde se realizará la modulación digital con los esquemas mencionados previamente; la tarjeta SDR entregará la señal modulada al PA. La degradación se evaluará utilizando diferentes parámetros de medición de calidad de la modulación digital.

### 1.3 Metodología de la investigación

En esta sección se presenta una descripción de los pasos realizados para alcanzar el objetivo general propuesto en la tesis. La primera parte de la metodología consiste en el estudio de fundamentos teóricos sobre las técnicas de modulación digital PSK, MPSK y MQAM, las mediciones de calidad que se usan para evaluar la distorsión que produce el PA en cada esquema de modulación. Posteriormente, se emula el sistema descrito en el **Capítulo 3**. Finalmente, se analizan las mediciones de calidad con el fin de evaluar el desempeño de los esquemas de modulación digital implementados.

### 1.4 Organización de la tesis

El contenido de la presente tesis de maestría está organizado de la siguiente manera:

El **Capítulo 1** presenta una breve introducción del texto el cual define el problema, los objetivos y las limitaciones del trabajo de investigación.

La teoría en la que se basa este trabajo se presenta en el **Capítulo 2**, en este se mencionan principalmente algunos conceptos importantes para entender el funcionamiento de las modulaciones digitales PSK, MPSK y MQAM (utilizados en los sistemas modernos de comunicaciones inalámbricos), la degradación de las señales moduladas, las mediciones de calidad para evaluarlas, introducción a SDR y la plataforma SDR empleada la cual está compuesta por GNU Radio y el USRP.

En el **Capítulo 3** se presenta la descripción del sistema implementado, que se conforma por una etapa de transmisión, recepción y mediciones de calidad, así como el equipo que se utilizó detallando las características más importantes.

Los detalles de la experimentación y los resultados obtenidos se muestran en el **Capítulo 4**.

En el **Capítulo 5** se resumen los resultados y conclusiones más importantes a considerar en este trabajo. Se listan las aportaciones y el posible trabajo futuro.

## Capítulo 2 Antecedentes

---

Antes de iniciar el análisis experimental de este proyecto de investigación es necesario analizar algunos conceptos importantes para comprender su importancia y su aplicación en los sistemas modernos de comunicaciones. En este capítulo se presentarán algunos conceptos referentes al tema y una revisión de los trabajos existentes en esta área de investigación.

### 2.1 Modulación digital

El propósito de las técnicas de modulación digital es transmitir símbolos de información a través de la amplitud y/o fase (y/o frecuencia) de una portadora sinusoidal. El símbolo es transmitido durante un tiempo determinado, el cual corresponde al inverso de la tasa de símbolo. Para modulación binaria, un símbolo equivale a un bit. Para modulaciones M-arias de alto orden ( $M = 2^k$ ), un símbolo consiste de  $k = \log_2 M$  bits.

La necesidad de transmitir información digital representada en bits dicta el uso de la modulación digital en lugar de la modulación analógica. En términos generales, una técnica de modulación digital requiere una señal de mensaje que debe ser convertida primero en bits, después los bits se convierten en una señal digital de banda base, que se utiliza para modular una portadora, obteniéndose así una señal modulada digitalmente. Debido a que la unidad básica del mensaje es el bit, la modulación digital no distingue si los bits proceden de una señal de audio, una señal de video, o datos provenientes de una computadora. Esta característica hace que la modulación digital se adapte universalmente a todos los tipos de información por transmitir. Por otra parte, los bits pueden ser representados por distintos tipos de señales digitales de banda de base para dar forma al espectro de la señal modulada, como por ejemplo para cumplir con el requisito de ancho de banda del canal. Los bits también se pueden codificar en el transmisor y ser decodificados en el receptor para corregir errores debidos al ruido del canal y la interferencia (Ha, T., 2011).

Las técnicas de modulación digital analizados en este proyecto de investigación son la modulación binaria por desplazamiento de fase (PSK: Phase Shift Keying), la

modulación por desplazamiento de fase de orden M-ario (MPSK: M-ary Phase Shift Keying) y la modulación de amplitud en cuadratura de orden M-ario (MQAM: M-ary Quadrature Amplitud Modulation). Cabe mencionar que existen más tipos de técnicas de modulación digital, las consideradas en este trabajo son las más empleadas en la actualidad.

## 2.2 Modulación binaria por desplazamiento de fase PSK

Esta es quizás la modulación binaria más utilizada. Se usa en muchas aplicaciones prácticas dentro de las comunicaciones por satélite, comunicaciones celulares y redes inalámbricas de área local. Consiste en dos señales de energía finita,  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$ , que están fuera de fase  $\pi$  radianes (o  $180^\circ$ ) para representar el bit 1 y el bit 0, respectivamente, durante un tiempo de bit  $T_b$  arbitrario como se muestra en (1).

$$s(t) = \begin{cases} s_1(t) = Ap(t)\cos 2\pi f_c t: & \text{bit 1} \\ s_2(t) = Ap(t)\cos 2\pi f_c t + \pi: & \text{bit 0} \\ & = -Ap(t)\cos 2\pi f_c t \end{cases} \quad (1)$$

Donde  $A$  es la amplitud de la señal,  $p(t)$  es la forma del pulso de bit, y  $\cos 2\pi f_c t$  es la portadora; el producto de la frecuencia de la portadora y el tiempo de bit  $f_c T_b$  se asume como un entero positivo. Obviamente,  $f_c$  es además un múltiplo entero de la tasa de bit  $1/T_b$ .  $p(t)$  puede ser un pulso de amplitud unitaria y duración  $T_b$ , o un pulso de coseno alzado, que se utiliza comúnmente en la práctica para dar forma al espectro PSK con un ancho de banda requerido y para eliminar la interferencia inter-simbólica (ISI). Note que  $s_1(t)$  y  $s_2(t)$  en (1) pueden ser combinadas en una sola ecuación, para una secuencia infinita de bits, de la siguiente manera (Ha, T., 2011):

$$s(t) = A \left[ \sum_{-\infty}^{\infty} (2d_i - 1)p(t - iT_b) \right] \cos 2\pi f_c t \quad (2)$$

Donde  $d_i \in \{0,1\}$  representa el  $i$ -ésimo bit de datos.

La energía de bit es la energía de la señal dada en (1). Obviamente, la energía del bit 1 es la misma que la del bit 0 dado que  $s_1(t) = -s_2(t)$ .

$$\begin{aligned}
 E_b &= \int_{-\infty}^{\infty} s_1^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} s_2^2(t) dt \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} [Ap(t)\cos 2\pi f_c t]^2 dt
 \end{aligned} \tag{3}$$

El espacio de señal de PSK se muestra en la figura 1. Note que las funciones bases para el conjunto de señales en (1) es  $x_1(t) = (A/\sqrt{E_b})p(t)\cos 2\pi f_c t$ , donde  $E_b$  se da en (3). Por lo tanto, los vectores de señal están dados por  $s_1 = \sqrt{E_b}X_1$  y  $s_2 = -\sqrt{E_b}X_1$ , donde  $X_1$  es el vector base.

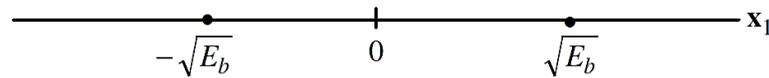


Figura 1. Espacio de señal PSK. (Ha, T., 2011, p.30).

La señal PSK en (1) o (2) puede ser generada por el modulador mostrado en la figura 2. Los datos binarios  $d_i$  entran con una tasa  $1/T_b$ , a cada bit se le da la forma del pulso deseada obteniendo la señal de mensaje  $m(t)$  la cual modula la portadora  $\cos 2\pi f_c t$ , de esta manera se obtiene la señal PSK.

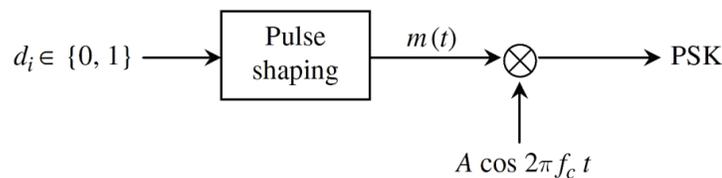


Figura 2. Modulador PSK. (Ha, T., 2011, p.234).

### 2.3 Modulación por desplazamiento de fase M-ario MPSK

Para las aplicaciones en las cuales se desea una alta eficiencia espectral y de moderada a alta eficiencia en la potencia, MPSK es la elección adecuada. El esquema MPSK más popular, llamado 4PSK, comúnmente conocido como modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK), encuentra un amplio uso en

aplicaciones prácticas. Puede alcanzar el doble de la eficiencia espectral (bits/s/Hz) de PSK (BPSK) y tiene la misma eficiencia de potencia.

MPSK emplea un conjunto de  $M = 2^k$  señales de amplitud constante con cambio de fase diferente y energía finita para representar  $M$  símbolos distintos, que se numeran  $n = 1, 2, \dots, M$ , con cada símbolo representado por  $k = \log_2 M$  bits etiquetados como  $d_0 d_1 \dots d_{k-1}$ , pueden ser escritas en un intervalo de símbolo  $iT_s \leq t < (i+1)T_s$ , donde  $i$  es un entero, de la siguiente manera (Ha, T., 2011):

$$s_n(t) = Ap(t) \cos\left(2\pi f_c t + (2n-1)\frac{\pi}{M}\right), \quad n = 1, 2, \dots, M \quad (4)$$

Donde  $p(t)$  es la forma del pulso de un símbolo,  $\cos 2\pi f_c t$  es la portadora ( $f_c > 1/T_s$ ) y  $A$  es la amplitud constante. La frecuencia de la portadora se asume como un múltiplo entero de la tasa de símbolo. El tiempo de símbolo  $T_s$  es el intervalo o duración del símbolo. El parámetro  $R_s = 1/T_s$  es referido como tasa de símbolo. Note que un símbolo tiene  $k$  bits; por lo tanto, un tiempo de símbolo consiste de  $k$  tiempos de bit, es decir  $T_s = kT_b$ . Así, la tasa de símbolo es  $1/k$  veces la tasa de bit, por lo tanto  $R_s = R_b/k = 1/kT_b$ .

Las señales MPSK en (4) pueden ser expresadas en la representación I-Q como

$$s_n(t) = \left[ \cos \frac{(2n-1)\pi}{M} \right] Ap(t) \cos 2\pi f_c t - \left[ \frac{\sin(2n-1)\pi}{M} \right] Ap(t) \sin 2\pi f_c t \quad (5)$$

Simplemente observando (5), se puede concluir que hay dos funciones bases para el conjunto de señales  $s_n(t)$ ,  $n = 1, 2, \dots, M$ , es decir

$$x_1(t) = \frac{A}{\sqrt{E_s}} p(t) \cos 2\pi f_c t \quad (6)$$

$$x_2(t) = -\frac{A}{\sqrt{E_s}} p(t) \sin 2\pi f_c t \quad (7)$$

Donde  $E_s$  es la energía de símbolo definida como

$$E_s = \int_{-\infty}^{\infty} s_n^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \left[ Ap(t) \cos\left(2\pi f_c t + (2n-1)\frac{\pi}{M}\right) \right]^2 dt \quad (8)$$

$$E_s = \int_{-\infty}^{\infty} [Ap(t)\cos 2\pi f_c t]^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} [-Ap(t)\sin 2\pi f_c t]^2 dt$$

Utilizando las funciones bases  $x_1(t)$  y  $x_2(t)$  en (6) y (7), la señal MPSK  $s_n(t)$  se puede expresar en (5) de la siguiente manera:

$$s_n(t) = \sqrt{E_s} \cos \frac{(2n-1)\pi}{M} x_1(t) + \sqrt{E_s} \sin \frac{(2n-1)\pi}{M} x_2(t) \quad (9)$$

Además, en términos de vectores, se tiene

$$s_n = \begin{bmatrix} \sqrt{E_s} \cos \frac{(2n-1)\pi}{M} \\ \sqrt{E_s} \sin \frac{(2n-1)\pi}{M} \end{bmatrix} = \sqrt{E_s} \cos \frac{(2n-1)\pi}{M} X_1 + \sqrt{E_s} \sin \frac{(2n-1)\pi}{M} X_2 \quad (10)$$

Donde  $X_1$  y  $X_2$  son vectores bases de dos dimensiones.

Tabla 1. Mapeo de símbolos QPSK.

Número de símbolo $n$	Bits de entrada $d_0 d_1$	I	Q
1	11	$+\sqrt{2}/2$	$+\sqrt{2}/2$
2	01	$-\sqrt{2}/2$	$+\sqrt{2}/2$
3	00	$-\sqrt{2}/2$	$-\sqrt{2}/2$
4	10	$+\sqrt{2}/2$	$-\sqrt{2}/2$

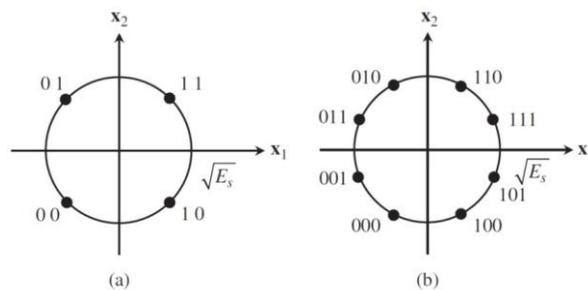


Figura 3. Espacio de señal: (a) QPSK; (b) 8PSK. Los canales I y Q son representados por  $X_1$  y  $X_2$ , respectivamente. (Ha, T., 2011, p.257).

La señal en el espacio MPSK se muestra en la figura 3 para los casos donde  $M = 4$  y  $M = 8$ . Habitualmente, la componente en fase, representada por el vector base  $X_1$ , se denota como el canal I, y la componente en cuadratura, representado por  $X_2$ , se denota como el canal Q. Los símbolos  $d_0 d_1 \dots d_{k-1}$  son asignados con un valor I y Q a través de código Gray, es decir, cada símbolo adyacente difiere por un solo bit. Los niveles de la señal son comúnmente normalizados a  $\sqrt{E_s}$ . En las tablas 1 y 2 se muestra el mapeo de los símbolos para QPSK y 8PSK respectivamente, con  $E_s = 1$ .

Tabla 2. Mapeo de símbolos 8PSK.

Número de símbolo $n$	Bits de entrada $d_0 d_1 d_2$	I	Q
1	111	$+\cos\pi/8$	$+\sin\pi/8$
2	110	$+\sin\pi/8$	$+\cos\pi/8$
3	010	$-\sin\pi/8$	$+\cos\pi/8$
4	011	$-\cos\pi/8$	$+\sin\pi/8$
5	001	$-\cos\pi/8$	$-\sin\pi/8$
6	000	$-\sin\pi/8$	$-\cos\pi/8$
7	100	$+\sin\pi/8$	$-\cos\pi/8$
8	101	$+\cos\pi/8$	$-\sin\pi/8$

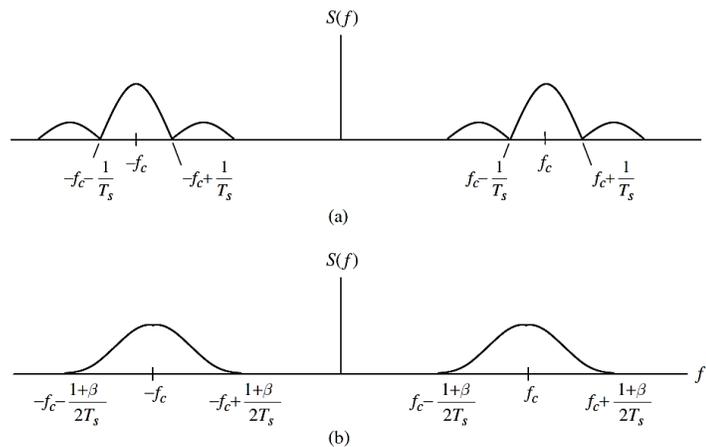


Figura 4. Densidad de espectral de potencia de MPSK: (a) forma de pulso cuadrado; (b) forma de pulso de coseno alzado. (Ha, T., 2011, p.257).

La figura 4 muestra la densidad espectral de potencia de una señal MPSK con forma de pulso cuadrado de amplitud unitaria y con un pulso de coseno alzado.

MPSK puede ser implementado por el modulador I-Q que se muestra en la figura 5. Los datos binarios se desplazan con una tasa  $1/T_b$  en un convertidor de serie a paralelo. Las  $k$  salidas forman un símbolo con una tasa de símbolo  $1/T_s = 1/kT_b$ . Cada símbolo  $d_0 d_1 \dots d_{k-1}$  es mapeado en los niveles I y Q que determinan las amplitudes de la forma de pulso  $p(t)$  I y Q. El pulso I modula la portadora en fase  $\cos 2\pi f_c t$ , mientras que el pulso Q modula la portadora en cuadratura  $-\sin 2\pi f_c t$ . Las dos señales son sumadas para formar la señal MPSK.

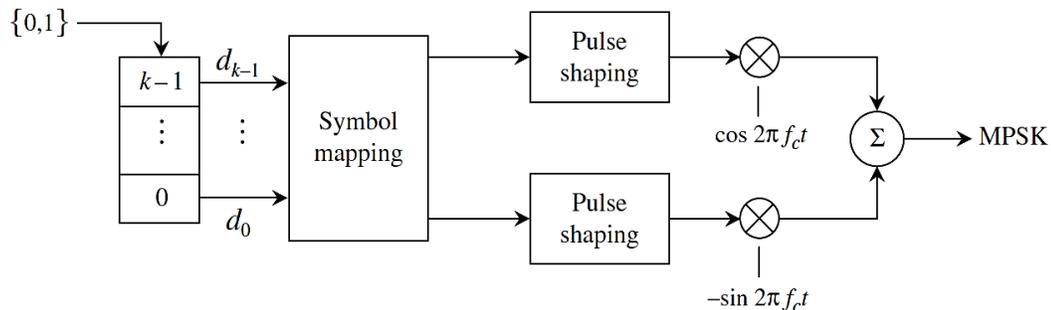


Figura 5. Modulador I-Q para MPSK. (Ha, T., 2011, p.260).

## 2.4 Modulación de amplitud en cuadratura M-ario MQAM

Si los símbolos de la señal modulada se pueden colocar a lo largo del espacio de dos dimensiones en lugar de estar en un círculo, como en el caso de MPSK que tiene un radio de  $\sqrt{E_s}$ , la eficiencia de energía se puede mejorar. Obviamente, los símbolos de señal deben tener diferentes amplitudes y diferentes fases. La técnica de modulación MQAM es ampliamente utilizada en enlaces de microondas digitales terrestres, la comunicación por internet a través de cables telefónicos de par trenzado y en las redes inalámbricas de área local (WLAN) como IEEE 802.11a, g, n, ac, etc.

MQAM emplea un conjunto de  $M = 2^k$  señales de amplitud no constante y energía finita para representar  $M$  símbolos distintos numerados  $n = 1, 2, \dots, M$ . Un símbolo es representado por  $k = \log_2 M$  bits  $d_0 d_1 \dots d_{k-1}$  de la siguiente manera (Ha, T., 2011):

$$s_n(t) = A_n p(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_n), \quad n = 1, 2, \dots, M \quad (11)$$

Donde  $p(t)$  es la forma del pulso de un símbolo,  $\cos 2\pi f_c t$  es la portadora, y  $A_n$  y  $\theta_n$  representan la amplitud y fase del  $n$ -ésimo símbolo, respectivamente. El tiempo de símbolo se define como  $T_s$ , por lo tanto la tasa de símbolo es  $1/T_s$ , que es  $1/k$  veces la tasa de bit  $1/T_b$ , donde  $T_b$  es el tiempo de bit ( $T_b = T_s/k$ ).

La señal MQAM se expresa en la representación I-Q como

$$\begin{aligned} s(t) &= (\cos\theta_n)A_n p(t) \cos 2\pi f_c t - (\sin\theta_n)A_n p(t) \sin 2\pi f_c t \\ &= (a_n \cos\theta_n)A p(t) \cos 2\pi f_c t - (a_n \sin\theta_n)A p(t) \sin 2\pi f_c t \end{aligned} \quad (12)$$

Donde  $a_n = A_n/A$  es la amplitud de la señal normalizada, y  $A$  es la amplitud de la señal más pequeña. Las dos funciones bases de (12),  $x_1(t)$  y  $x_2(t)$  están dadas por:

$$x_1(t) = \frac{A}{\sqrt{E}} p(t) \cos 2\pi f_c t \quad (13)$$

$$x_2(t) = -\frac{A}{\sqrt{E}} p(t) \sin 2\pi f_c t \quad (14)$$

Donde  $E$  es la energía de símbolo más pequeña, definida como

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} [A p(t) \cos 2\pi f_c t]^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} [A p(t) \sin 2\pi f_c t]^2 dt \quad (15)$$

La energía de la señal  $E_n$  de una señal particular  $s_n(t) = a_n A p(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_n)$  es

$$E_n = \int_{-\infty}^{\infty} s_n^2(t) dt = a_n^2 E \quad (16)$$

Utilizando las funciones bases  $x_1(t)$  y  $x_2(t)$  se puede expresar  $s_n(t)$  de la siguiente manera:

$$s_n(t) = \sqrt{E} (a_n \cos\theta_n) x_1(t) + \sqrt{E} (a_n \sin\theta_n) x_2(t) \quad (17)$$

En términos de vectores, se tiene

$$s_n = \begin{bmatrix} \sqrt{E}(a_n \cos \theta_n) \\ \sqrt{E}(a_n \sin \theta_n) \end{bmatrix} = \sqrt{E}(a_n \cos \theta_n) \mathbf{X}_1 + \sqrt{E}(a_n \sin \theta_n) \mathbf{X}_2 \quad (18)$$

Donde  $\mathbf{X}_1$  y  $\mathbf{X}_2$  son vectores bases de dos dimensiones. La ecuación (18) describe el espacio de señal de MQAM. La figura 6 muestra algunos espacios de señal más populares para MQAM. A cada símbolo se le asigna un nivel I y un nivel Q a través de un código Gray.

**Tabla 3. Mapeo de símbolos 16QAM.**

<b>Bits de entrada</b> $d_0 d_1$	<b>I</b>	<b>Bits de entrada</b> $d_2 d_3$	<b>Q</b>
00	-3	00	-3
01	-1	01	-1
11	+1	11	+1
10	+3	10	+3

En las tablas 3 y 4 se muestra el mapeo de símbolos para 16QAM y 64QAM. Para 16QAM, los primeros dos bits  $d_0 d_1$  del símbolo  $d_0 d_1 d_2 d_3$  determinan el valor de I, y los últimos dos bits  $d_2 d_3$  determinan el valor de Q. Para 64QAM los primeros tres bits  $d_0 d_1 d_2$  del símbolo  $d_0 d_1 d_2 d_3 d_4 d_5$  determinan el valor de I, y los últimos tres bits  $d_3 d_4 d_5$  determinan el valor de Q. En la figura 7 se ilustra el mapeo de símbolos para 16QAM de la tabla 3.

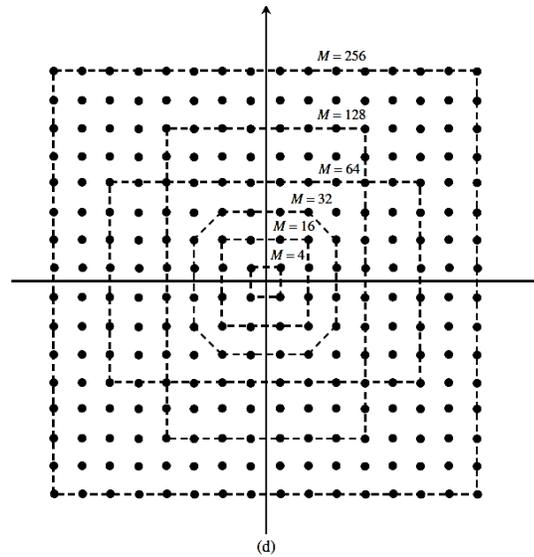


Figura 6. Varios espacios de señal para MQAM. (Ha, T., 2011, p.272).

Tabla 4. Mapeo de símbolos 64QAM.

Bits de entrada $d_0d_1d_2$	I	Bits de entrada $d_3d_4d_5$	Q
000	-7	000	-7
001	-5	001	-5
011	-3	011	-3
010	-1	010	-1
110	+1	110	+1
111	+3	111	+3
101	+5	101	+5
100	+7	100	+7

Las señales MQAM pueden ser generadas por el modulador I-Q MPSK mostrado en la figura 5. La única diferencia es que el mapeo de símbolos para MQAM genera símbolos de amplitud no constante.

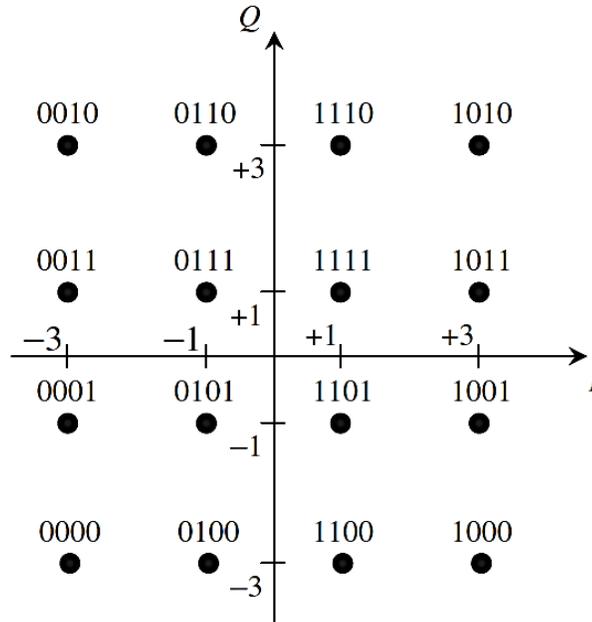


Figura 7. Código Gray de 16QAM. (Ha, T., 2011, p.273).

Hay un factor de escalamiento que normalmente es utilizado cuando se analiza MQAM. El propósito de este factor de escalamiento es normalizar la energía promedio a 1. Para el mapeo de una constelación MQAM, donde  $\sqrt{M}$  es una potencia de 2, los puntos de la constelación son

$$\alpha_{MQAM} = \{\pm(2m - 1) \pm (2m - 1)j\}, m \in \{1, 2, \dots, \sqrt{M}/2\} \quad (19)$$

Se puede tomar ventaja de la simetría en la constelación observando que cada cuadrante contiene  $M/4$  puntos de la constelación y que la energía de las componentes reales e imaginarias son iguales. Además, en cada cuadrante los puntos de la constelación son utilizados  $\sqrt{M}/2$  veces por las partes real e imaginaria. Por lo tanto, la energía promedio de una constelación está dada por

$$\begin{aligned} E_{MQAM} &= \varepsilon \{Re|\alpha_{MQAM}|^2\} + \varepsilon \{Im|\alpha_{MQAM}|^2\} = 2\varepsilon \{Re|\alpha_{MQAM}|^2\} \\ &= \frac{2}{M} \int_{m=1}^{\frac{\sqrt{M}}{2}} (2m - 1)^2 \\ &= \frac{2}{3}(M - 1) \end{aligned} \quad (20)$$

Considerando un esquema de modulación 16QAM donde el alfabeto utilizado es:

$$\alpha_{16QAM} = \{\pm 1 \pm j1, \pm 1 \pm j3, \pm 3 \pm j3, \pm 3 \pm j1\} \quad (21)$$

Utilizando la ecuación (20) la energía promedio de la constelación 16QAM es  $E_{16QAM} = 10$ . En la figura 8 se muestra la constelación 16QAM, donde cada punto está asociado a la energía promedio  $\sqrt{E_s/10} = 1/\sqrt{10/E_s}$ , si se requiere una energía promedio normalizada de 1 ( $E_s = 1$ ), la normalización sería  $\sqrt{1/10} = 1/\sqrt{10}$ . Para cualquier esquema MQAM donde  $\sqrt{M}$  es una potencia de 2, cada punto quedaría asociado con la energía promedio de la siguiente manera  $\sqrt{E_s/E_{MQAM}} = 1/\sqrt{E_{MQAM}/E_s}$ , donde  $E_s$  es la energía promedio normalizada que se requiere (Poisel, R., 2011).

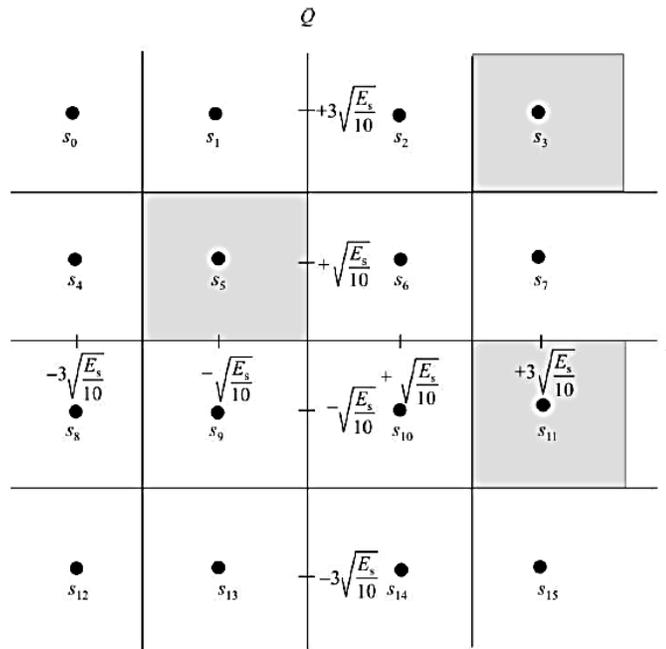


Figura 8. Constelación 16QAM. Cada símbolo tiene una energía promedio  $\sqrt{E_s/10} = 1/\sqrt{10/E_s}$ . (Poisel, R., 2011, p.180).

## 2.5 Mediciones de calidad de la modulación digital

Para analizar la degradación de una señal modulada digitalmente existen diferentes mediciones de parámetros que son indicativos de la calidad. Por lo general, estas mediciones implican una detección precisa de la señal transmitida y su comparación con una señal de referencia generada matemáticamente. La degradación

en una señal modulada digitalmente provoca que la señal recibida difiera en magnitud y fase de la señal de referencia. Las principales mediciones de calidad utilizadas en los sistemas modernos de comunicaciones inalámbricas y con los que se evaluarán las señales moduladas digitalmente en este proyecto de investigación son la magnitud del vector de error (EVM), la relación de señal a ruido (SNR), el error de sesgo de cuadratura (Quadrature Skew Error), el error de magnitud (Magnitude Error), el error de fase (Phase Error) y la tasa de bit errónea (BER).

La métrica de calidad de modulación digital más empleada es la magnitud del vector de error (EVM). El vector de error es la diferencia vectorial entre la señal de referencia ideal (posición del símbolo de referencia) y la señal medida (posición del símbolo recibido) en un momento dado. El vector de error es una cantidad compleja que contiene una magnitud y una componente de fase. Es importante no confundir la magnitud del vector de error con el error de magnitud, o la fase del vector con el error de fase. Una descripción grafica de estas diferencias se pueden observar en la figura 9.

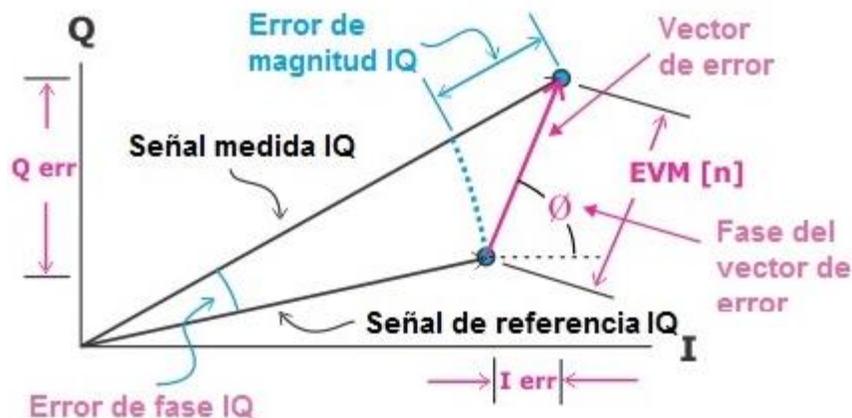


Figura 9. Vector de error y parámetros relacionados (Agilent Technologies, 2013, EVM Digital Demod).

La magnitud del vector de error es el valor cuadrático medio (RMS) del vector de error a través del tiempo en las transiciones de los símbolos. Por conveniencia, el EVM generalmente es normalizado, ya sea sobre la amplitud del símbolo más externo, o sobre la raíz cuadrada de la potencia promedio de símbolo (Legarda, J., 2006). El cálculo del porcentaje de EVM está dado por la ecuación (22).

$$\% EVM = \frac{\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N Ierr[n]^2 + Qerr[n]^2}}{\text{Normalización EVM}} \times 100\% \quad (22)$$

Donde  $n$ = índice de símbolo

$N$ = Número de símbolos

$Ierr$ = I Referencia – I Medido

$Qerr$ = Q Referencia – Q Medido

La relación señal a ruido (SNR) se define como la proporción entre la potencia de la señal que se transmite y la potencia del ruido que la corrompe. En un receptor digital la SNR se calcula como la relación de potencia promedio de los símbolos a la potencia de ruido que incluye todo lo que hace que el símbolo se desvíe de la posición del estado ideal. En la ecuación (23) se indica cómo se calcula la SNR.

$$SNR_{dB} = 10 \log \left[ \frac{(\sum_{n=1}^N \text{señal de referencia } IQ)^2}{(\sum_{n=1}^N \text{vector de error})^2} \right] \quad (23)$$

Donde  $n$ = índice de símbolo

$N$ = Número de símbolos

El error de sesgo de cuadratura (Quadrature Skew Error) también es conocido como desbalance IQ e indica el error ortogonal entre las señales I y Q. Idealmente, I y Q deberían ser ortogonales (90 grados). Un error de sesgo de cuadratura de -3 grados significa que I y Q están separados por 87 grados (Agilent Technologies, 2013). Las principales causas que producen este error son el oscilador local del transmisor y el cambio de fase al sumar las señales I y Q.

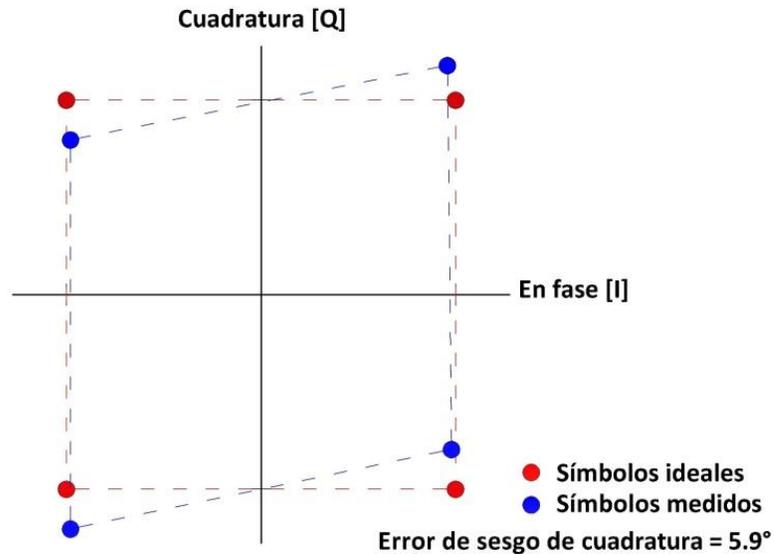


Figura 10. Efecto del error de sesgo de cuadratura (Quadrature Skew Error).

El error de magnitud (Magnitude Error) es la diferencia en magnitud entre la señal de referencia IQ y la señal medida IQ. El error de magnitud es un indicador de la calidad de la componente de amplitud de la señal modulada. El error de fase (Phase Error) es la diferencia de fase entre la señal de referencia IQ y la señal medida IQ. La magnitud de este error es un indicador de la calidad de la componente de fase de la señal modulada (Agilent Technologies, 2013).

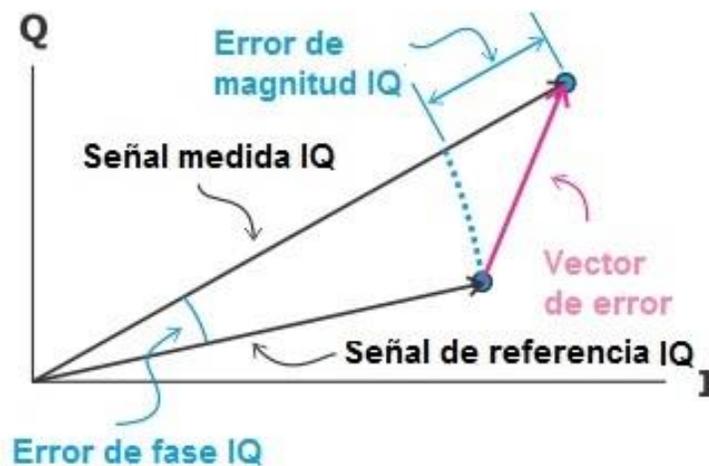


Figura 11. Error de magnitud y error de fase (Agilent Technologies, 2013, IQ Mag Error and IQ Phase Error Digital Demod).

En los sistemas de comunicación digital, la cantidad de bits erróneos son los bits recibidos correspondientes a una trama de datos transmitida a través de un canal de comunicación que se han alterado debido a la degradación de la señal que la contiene. La tasa de bit errónea es la relación de la cantidad de bits erróneos con respecto a la cantidad de bits transmitidos en una trama de datos. En la ecuación (24) se indica cómo se calcula la BER.

$$BER = \frac{\text{Cantidad de bits erróneos}}{\text{Cantidad de bits transmitidos}} \quad (24)$$

## 2.6 Degradación de la señal

La degradación de la señal es inherente a cualquier proceso de transmisión, y se manifiesta como atenuación, ruido o efectos de distorsión. La atenuación y el ruido son causados principalmente a la trayectoria de propagación, mientras que la distorsión principalmente a la amplificación de la señal (Legarda, J., 2006). Los transmisores de potencia utilizados en los sistemas modernos de comunicaciones requieren de PA de alta linealidad y alta eficiencia. La eficiencia se incrementa cuando el amplificador es operado en saturación. Sin embargo, en saturación la linealidad del amplificador disminuye.

La distorsión es la deformación de una señal original al pasar por un sistema y puede ser lineal o no lineal. En los sistemas modernos de comunicaciones digitales se busca que los amplificadores distorsionen linealmente la señal original, dado que solo sufrirá cambio de escala en la amplitud por lo cual el receptor puede demodular correctamente la señal transmitida. Por otra parte, cuando la distorsión es no lineal, la señal original sufre una deformación en amplitud y fase, a esta distorsión se le conoce como distorsión armónica. Si el nivel de degradación de la señal es elevado el receptor será incapaz de demodular correctamente la señal transmitida y por lo tanto la información contenida en la señal transmitida diferirá de la recibida.

Cuando se opera en la región no lineal se tiene un impacto negativo sobre las técnicas de modulación digital, principalmente en el caso de las que no trabajan con señales de amplitud y/o fase constante. Estas técnicas de modulación requieren de PA de alta linealidad para manejar variaciones importantes en las amplitudes de la señal.

Otro concepto importante es el punto de compresión de 1 dB de un amplificador, el cual se refiere al nivel de potencia de salida, en el cual la característica de transferencia se ha desviado 1 dB del comportamiento lineal ideal. Esta característica es muy utilizada en las hojas de datos del fabricante, pues indica la máxima potencia lineal aproximada. La ganancia es la relación de la potencia de salida con respecto a la potencia de entrada. La compresión de ganancia es un problema importante ya que al operar en esta región se generan armónicos los que ocasionan que la forma de onda en el dominio del tiempo sea modificada (Jáuregui Durán, R., 2010). La operación en saturación de un amplificador es cuando se sobrepasa el punto de compresión, como se muestra en la figura 12.

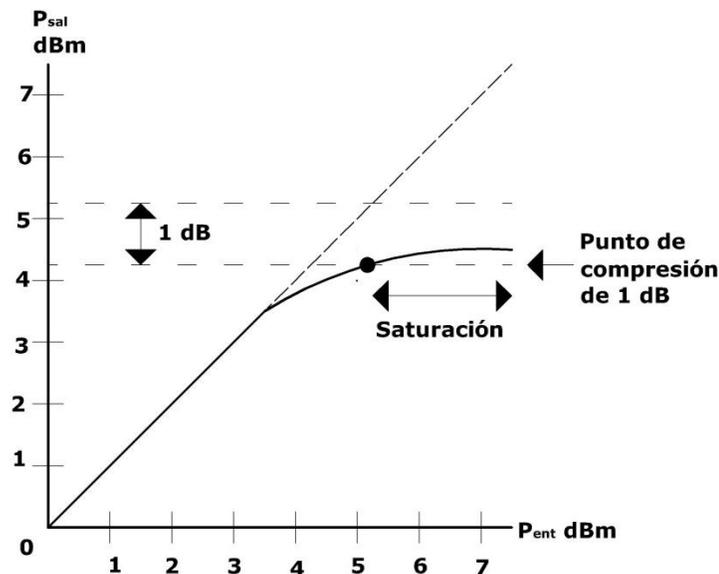


Figura 12. Ganancia lineal, punto de compresión de 1 dB y saturación.

## 2.7 Radio definido por software (SDR)

Un sistema *Software Defined Radio* (SDR), o de radio definido por software, es un sistema de radiocomunicación en el cual la mayor parte de los componentes necesarios se implementan en software en lugar de en hardware. Al utilizar esta tecnología, se implementa un receptor *Zero-IF* o *low-IF*<sup>1</sup> configurable de tal manera que puede utilizarse para diseñar distintos componentes como mezcladores, filtros,

<sup>1</sup> IF, *intermediate frequency* o frecuencia intermedia

amplificadores, moduladores/demoduladores y detectores, entre otros, e incluso sistemas completos tales como transmisores, receptores, transceptores, osciloscopios, analizadores de espectro o analizadores vectoriales de redes. Sus parámetros son configurables dinámicamente y por consiguiente aporta una alta flexibilidad al diseñar un sistema de radiocomunicación (Pinar, I., y Murillo, J., 2011).

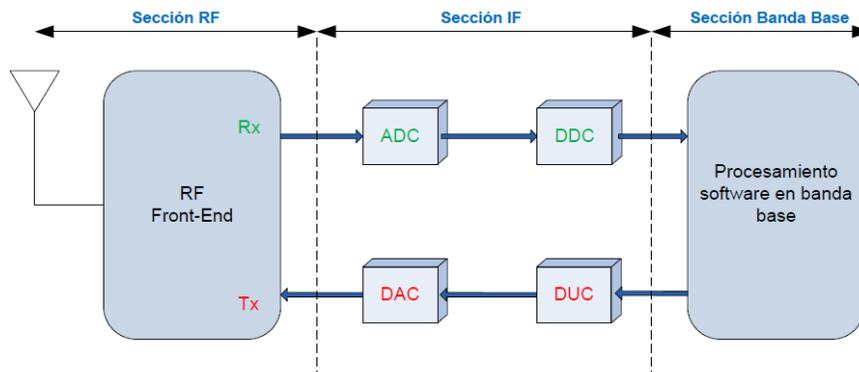
En la evolución de las telecomunicaciones inalámbricas han aparecido diversas tecnologías para el intercambio de información entre dos puntos distantes, con requisitos cada vez más exigentes. Las incompatibilidades entre las diferentes tecnologías son un problema al reutilizar equipos o prestar determinados servicios, como por ejemplo en el caso de las terminales de telefonía móvil. La SDR se desarrolló para solucionar estos inconvenientes de compatibilidad e interoperabilidad, e incluye la definición de un conjunto de procedimientos y técnicas orientadas a realizar el procesamiento de señales radio por medio de un dispositivo de propósito general. Dicho dispositivo puede ser modificado mediante software logrando así un cambio dinámico, automático y eficiente entre tecnologías sin tener que incurrir en costos. Por lo tanto, surge la necesidad de diseñar un dispositivo capaz de entregar en banda base, o *low-IF*, la señal radio para su procesamiento digital, incluso si la señal es analógica. El dispositivo debe ser configurable para que sea posible recibir distintos anchos de banda y frecuencias para posteriormente, con un procesado digital, poder realizar la sincronización y la detección de la señal recibida.

La primera implementación importante del concepto SDR fue en el proyecto militar estadounidense *SpeakEasy*, cuyo objetivo era implementar más de 10 tipos de tecnologías de comunicaciones inalámbricas en un equipo programable, operando en la banda de frecuencias de 2 MHz a 200 MHz (Pinar, I., y Murillo, J., 2011). Un objetivo adicional del proyecto era que el prototipo debía tener la posibilidad de actualizar su código para que así se pudieran tener en cuenta los estándares futuros. El proyecto empezó en 1991 y sólo en 1995 fue posible lograr todos los objetivos planteados. El problema fue que únicamente se podía realizar una comunicación a la vez, por lo cual se modificaron sus alcances y solo en una segunda fase se trabajarían aspectos como la disminución de peso y el costo, el incremento en su capacidad de procesamiento, simultaneidad de comunicaciones o diseño basado en arquitecturas de software libre.

La nueva fase del proyecto necesitó 15 meses para lograr sus objetivos, obteniendo así importantes resultados que llevaron a la producción del dispositivo diseñado, el cual trabajó en el rango de 4 MHz a 400 MHz (Pinar, I., y Murillo, J., 2011).

Desde entonces, se han diseñado diferentes dispositivos SDR que han marcado un importante avance en esta área. Entre estos, el equipo *Universal Software Radio Peripheral* (USRP) del fabricante Ettus Research ha contribuido especialmente a acercar al usuario esta tecnología.

El concepto SDR ha ido evolucionando con los años, pero se sigue basando en el esquema básico que se muestra en la figura 13. Está compuesta por tres bloques funcionales: sección de RF<sup>2</sup>, sección de IF y sección banda base. La parte de RF e IF se implementan en hardware mientras que la sección de banda base en software.



**Figura 13. Diagrama de bloques funcionales de SDR.**

La sección de RF, también denominada RF *Front-End* o cabecera de RF, es la encargada de transmitir/recibir las señales de radiofrecuencia para adecuarlas y convertirlas a frecuencia intermedia en recepción o amplificar y modular las señales de IF en el caso de transmisión. La frecuencia intermedia puede ser 0, dando lugar al concepto de *Zero-IF*; el cual es posible gracias a los avances en los componentes hardware.

De igual manera, la sección de IF se encarga de pasar la señal de IF a banda base y digitalizarla en recepción o pasar la señal de banda base a IF y hacer la

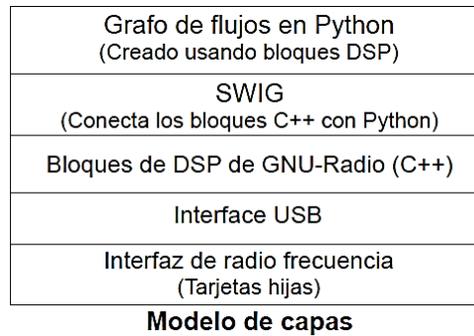
<sup>2</sup> RF, *radiofrequency* o radiofrecuencia

conversión digital-analógica de la señal en el caso de la transmisión. Las encargadas de la conversión analógica-digital o digital-analógica de la señal son los módulos ADC/DAC (ADC: convertidor analógico digital, DAC: convertidor digital analógico). A su vez, se insertan los módulos DDC/DUC (DDC: convertidor digital de bajada, DUC: convertidor digital de subida) para poder bajar/subir, respectivamente, la tasa de muestreo en el sentido de recepción/transmisión, consiguiendo que la tasa de muestras por la interfaz entre IF y banda base sea inferior. La sección de banda base es la encargada de todo el procesamiento en banda base de la señal como modulación/demodulación, análisis espectral de la señal, llevándose a cabo en software.

## **2.8 GNU Radio y USRP**

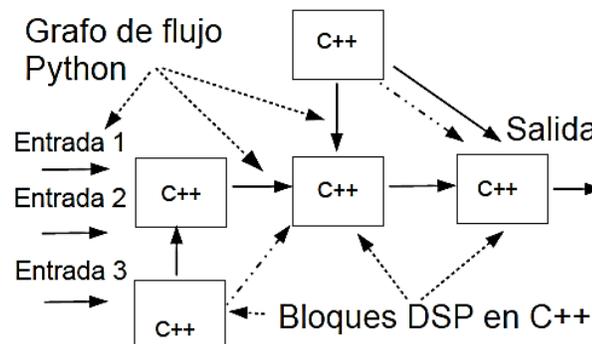
En este subcapítulo se introduce GNU Radio y el dispositivo USRP. Se describen las funcionalidades del software, se responde a la pregunta de cómo opera éste y se genera un marco para trabajar con él. Este subcapítulo sirve además como una guía para acceder al material bibliográfico de importancia al momento de trabajar con GNU Radio. Primeramente se introducirá a GNU Radio, después se presentará una introducción a GNU Radio Companion (GRC) la interfaz gráfica para generar los grafos de procesamiento, y por último se detalla el dispositivo USRP junto con las tarjetas hijas.

GNU Radio es un proyecto de código abierto que consiste en un conjunto de módulos para procesamiento de señales en tiempo real (GNU Radio, 2013). Estos módulos son del tipo de bloque con entradas y salidas, además de parámetros que permiten modificar el comportamiento del bloque. Para unir estos bloques se hace uso del lenguaje de programación Python, con el que se crea un grafo de flujos de información, logrando implementar desde esquemas simples de comunicaciones hasta la construcción de sofisticados esquemas de radio definido por software. Como parte del proyecto de GNU Radio la empresa Ettus Research desarrolló un hardware de adquisición y transmisión de señales que permite trabajar en varias bandas de radiofrecuencias mediante módulos intercambiables que definen la banda de operación y las características de la sección de radiofrecuencia.



**Figura 14. Modelo de capas para el sistema GNU Radio más USRP.**

El software consiste en un conjunto de bloques para procesamiento de señales en tiempo real programados en C++. Estos bloques se encuentran compilados hasta la etapa de creación de código objeto. Este código objeto es enlazado a través de SWIG<sup>3</sup> (SWIG, 2013), que es controlado a su vez por un lenguaje de alto nivel en este caso Python, creando el ejecutable formado solo a partir de los bloques seleccionados por este lenguaje. La figura 14 muestra un modelo de capas, en donde se ejemplifican de manera jerárquica el control de Python sobre SWIG y este sobre los bloques de procesamiento de señal. Esta estructura permite ajustar parámetros de los bloques, manejar información de señalización, variables modificables en tiempo real y parámetros. En la figura 15 se muestra un diagrama que ejemplifica el flujo de datos entre los bloques, donde cada bloque representa un algoritmo y las líneas el flujo de las señales digitales.



**Figura 15. Diagrama de flujo de las señales entre los bloques escritos en C++.**

<sup>3</sup> *Simplified wrapper and interface generator*

La ventaja de implementar la arquitectura de software con C++ y Python radica en que en C++ es posible tener un control total sobre el rendimiento, además las operaciones de alto costo computacional pueden ser optimizadas (Pellegrini, V., Bacci, G., y Luise, M., 2008), resultando en una programación que hace uso eficiente de los recursos de procesamiento disponibles.

GRC es una herramienta gráfica que ayuda a la creación de diagramas de comunicaciones en menor tiempo. Con ella es posible crear sistemas simplemente uniendo bloques a través de líneas, las cuales se transforman en un grafo de flujos de datos generando un código en lenguaje Python, que llama a todos los módulos necesarios para la correcta ejecución de nuestro esquema de radio definido por software. Para explotar todo el potencial de GNU Radio el desarrollador Matt Ettus decidió construir un dispositivo completamente configurable que funciona como una interfaz que transforma las señales de propagación electromagnética a señales que pueden ser procesadas por el software. Este periférico universal de radio definido por software "*Universal Software Radio Peripheral*" (USRP) tiene la posibilidad de intercambiar el módulo que define la banda de operación, a través de las llamadas tarjetas hijas que van conectadas directamente a la tarjeta madre del USRP, logrando cubrir un amplio intervalo de frecuencias que va desde cero hasta varios GHz; esta flexibilidad le da un gran valor al equipo (GNU Radio, 2013).

En la figura 14 se presenta una esquema general de las partes que conforman GNU Radio más el USRP y muestra un modelo de capas que representa los niveles de interacción de sus partes siendo las tarjetas hijas *Front-end* la capa inferior de la jerarquía.

La filosofía detrás del USRP ha sido llevar a cabo todas las tareas de procesamiento de banda base en un computador de uso general y las operaciones de alta velocidad como modulación en frecuencia intermedia, decimación e interpolación en un FPGA "*Field Programmable Gate Array*", en el cual se hace uso de procesamiento paralelo para las tareas de alta complejidad. En la figura 16 se muestra la tarjeta madre de la primera versión del USRP, en la cual el chip central corresponde al FPGA, los dos laterales a los conversores ADC y DAC, y el inferior es la interfaz USB.

La tarjeta madre está equipada con cuatro conversores digitales-analógicos (DAC) y cuatro analógicos-digital (ADC) de alta velocidad de conversión. Las salidas de estos conversores están conectadas a un FPGA ésta luego a una interfaz USB 2.0 y finalmente a un computador.

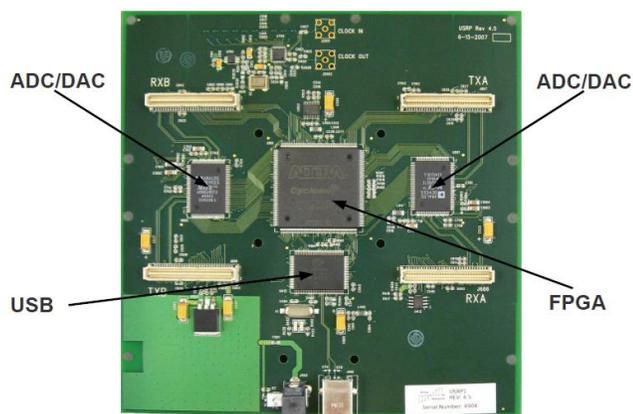


Figura 16. Tarjeta madre del USRP 1.

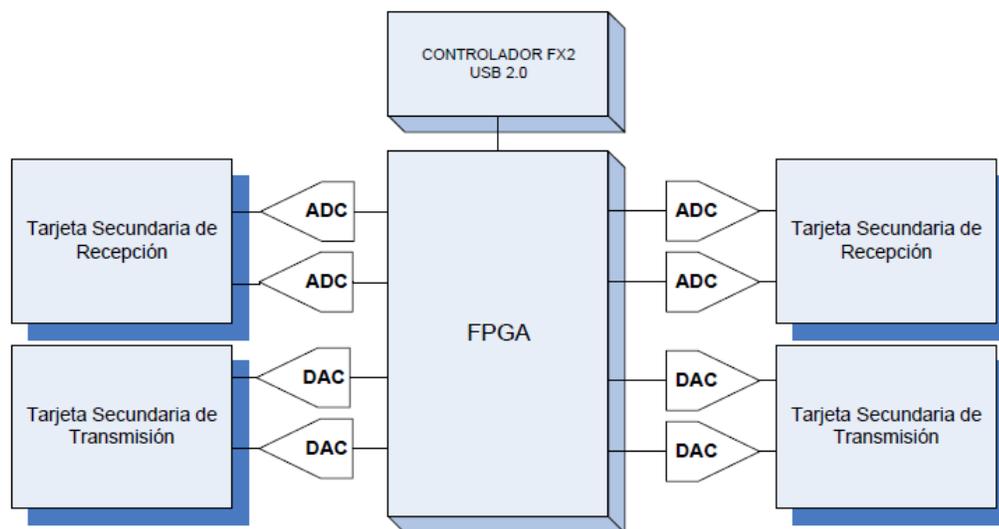


Figura 17. Diagrama a bloques del USRP.

### 2.8.1 Limitaciones del USRP

El FPGA incorporado en el USRP realiza una de las tareas más importantes, que consiste en llevar a cabo operaciones matemáticas de alta velocidad para reducir la

tasa de datos entregada por los conversores digitales a una que sea posible transferir por el USB (GNU Radio, 2013).

La interfaz USB puede manejar una tasa de datos de hasta 32 MB<sup>4</sup> por segundo, que debe ser repartida entre la suma de las señales que se desean enviar y recibir. Esta limitación resulta en un cuello de botella cuando se desea trabajar con mayores tasas de muestreo. Para afrontar esta dificultad existen tarjetas que trabajan con una interfaz USB 3.0 o Ethernet.

Cuando se trabaja con una sola tarjeta hija las muestras son enviadas por la conexión USB con el formato  $I_1Q_1I_1Q_1$ , donde  $I$  corresponde al componente en fase y  $Q$  al componente de cuadratura. Si se utilizan dos tarjetas hijas los datos son enviados multiplexados como  $I_1Q_1I_2Q_2I_1Q_1$ . La componente en fase como la de cuadratura corresponden a una variable de tipo short, donde el primer bit es el signo del número y los 15 bits restantes la magnitud. De aquí que los números que salen por el USRP estén en el rango  $-2^{15} + 1 \sim 2^{15}$ . El conversor DAC posee una resolución de 14 bits con una frecuencia de conversión de 128 Mega (M) muestras por segundo, y el ADC una resolución de 12 bits con una frecuencia de muestreo de 64 M muestras por segundo, para una mayor detalle refiérase a la hoja de datos del convertidor de señales AD9862 en el anexo A. Ahora si bien es posible muestrear a tasas bastante elevadas debemos considerar las restricciones de la interfaz USB indicadas anteriormente. Con el propósito de explicar la restricción se entregará un ejemplo: si se desea trabajar con una tarjeta hija en cuadratura se debe considerar que cada par IQ utiliza 4 bytes (dos bytes por palabra de 16 bits) por lo que se divide la capacidad de la interfaz USB 32 MB/s entre 4; esto nos da una tasa de 8 M muestras por segundo.

### 2.8.2 Tarjetas hijas

Las tarjetas hijas juegan un papel fundamental en el USRP, ya que definen las bandas de radiofrecuencia en las que el equipo puede operar. Existe una gama de tarjetas disponibles (Ettus Research, 2013). Algunas de ellas son presentadas por su característica de frecuencia en la tabla 5.

---

<sup>4</sup> MB: Megabyte

Tabla 5. Tarjetas hijas con su respectiva banda de operación.

Modelo	Frecuencia de operación
Basic RX	0-250 MHz
Basic TX	0-250 MHz
LFTX	0-30 MHz
LFRX	0-30 MHz
TVRX2	50-860 MHz
DBSRX2	0-250 MHz
WBX	50-2200 GHz
SBX	400-440 MHz
XCVR2450	2.4-2.5 GHz Y 4.9-5.9 GHz
RFX900	750-1050 MHz
RF1200	1150-1450 MHz
RF1800	1.5-2.1 GHz
RF2400	2.3-2.9 GHz

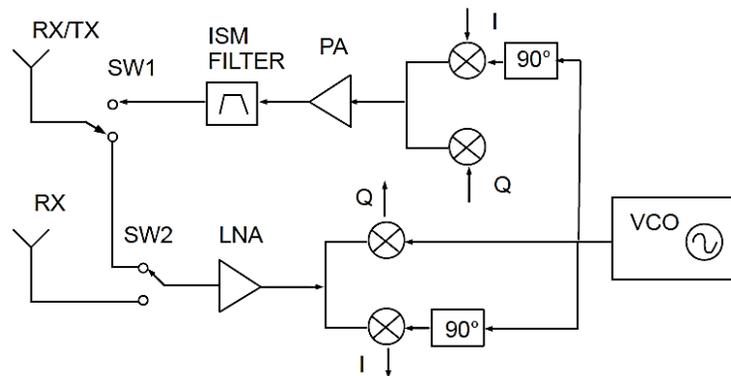


Figura 18. Diagrama a bloques de la tarjeta hija para cualquier transceptor.

En la figura 18 se puede observar un diagrama a bloques de la tarjeta que representa a todos los transceptores disponibles para el USRP. Se observan los mezcladores en fase y cuadratura, los amplificadores y la conmutación de las antenas.



Figura 19. USRP 1 físicamente.

## Capítulo 3 Sistema implementado

---

En este capítulo se presenta la descripción de las etapas del sistema implementado y sus respectivas partes, especificando el equipo utilizado y detallando las características más importantes.

Un sistema de comunicaciones básico está conformado por un transmisor, un medio de propagación y un receptor. El transmisor convierte los datos de información o mensaje de la fuente original en una señal que se presta más a su transmisión a través de determinado medio de propagación. El medio de propagación transporta las señales desde el transmisor hasta el receptor. Un receptor captura las señales transmitidas y las reconvierte a su forma original (Tomasi, W., 2003). En la figura 20 se puede observar el diagrama a bloques de un sistema de comunicaciones básico.

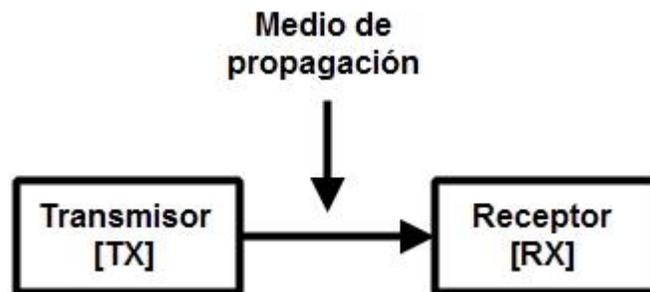


Figura 20. Diagrama a bloques de las etapas del sistema implementado.

### 3.1 Transmisor

La etapa del transmisor está formada por tres partes: la generación de la trama de símbolos, la modulación digital sobre una plataforma SDR y el PA operado en saturación (figura 21).



Figura 21. Diagrama a bloques de etapa del transmisor.

Los datos de información o mensaje forman una trama de símbolos en decimal ( $0$  hasta  $2^{M-1}$ ) generada en el programa de análisis numérico GNU Octave<sup>5</sup> mediante la función *framemod.m*, donde *mod* es el esquema de modulación digital empleado; dicha función fue elaborada en este trabajo de investigación. Los bits son la unidad básica de la información, por lo tanto, cada símbolo representa a  $k$  bits. En la figura 22 se ilustra un diagrama a bloques de la generación de la trama de símbolos en GNU Octave. La trama está integrada por los símbolos de la palabra de sincronía, definida por el usuario, y los símbolos de datos que son generados aleatoriamente. Posteriormente la trama se guarda en un archivo llamado *frame.dat* y en otro archivo con el nombre de *symbols\_txn*, donde  $n$  es el número de la trama transmitida, esto con la finalidad de saber qué mensaje se está transmitiendo. En la figura 23 se presenta el entorno gráfico amigable que se despliega en la ventana de comando al llamar la función *framemod.m*.

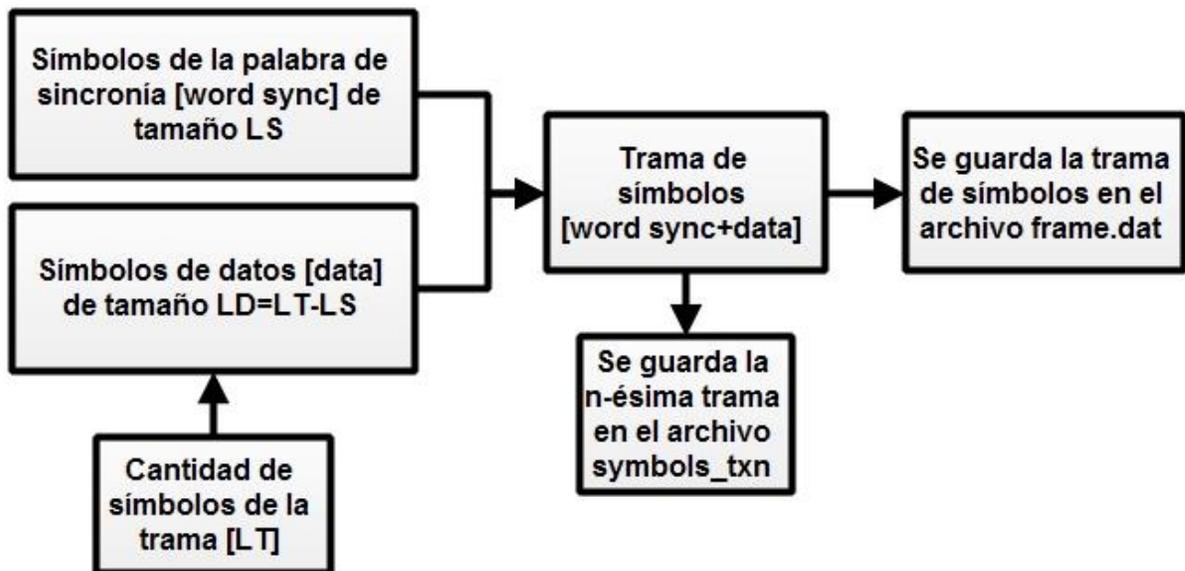


Figura 22. Diagrama a bloques de la generación de la trama de símbolos en GNU Octave.

<sup>5</sup> GNU Octave versión 3.2.4

```

octave:21> [symbols_tx, bits_tx]=frame64qam();
=====
MODULADOR DIGITAL 64QAM
GRUPO CIMA [COMUNICACIONES INALÁMBRICAS MÓVILES AVANZADAS]
Autor: Genaro Alonso Alvarez Beltran
CICESE Ensenada BC, 5 de Diciembre de 2013
Motherboard USRP, Daughterboard WBX: Frequency Range: 50 MHz to 2.2 GHz
=====
Introduzca la cantidad de símbolos en el intervalo [50-2000]:2000
Introduzca el número de trama [1 al 8]:1
Símbolos guardados en el archivo symbols_tx1
=====
RESUMEN
Esquema de modulación digital 64QAM
Cantidad de símbolos: 2000
Cantidad de bits: 12000
Número de trama: 1
=====
*Escriba la salida de la función deseada para visualizarla [symbols_tx, bits_tx]
=====
octave:22>

```

Figura 23. Entorno gráfico amigable de la función `frame64qam.m` en GNU Octave.

En el entorno gráfico amigable de la función se definen la cantidad de símbolos en la trama, el número de la trama y se presenta un resumen de lo realizado por la función. En la figura 24 se puede observar la estructura de una trama de 2000 símbolos para el esquema de modulación digital 64QAM.

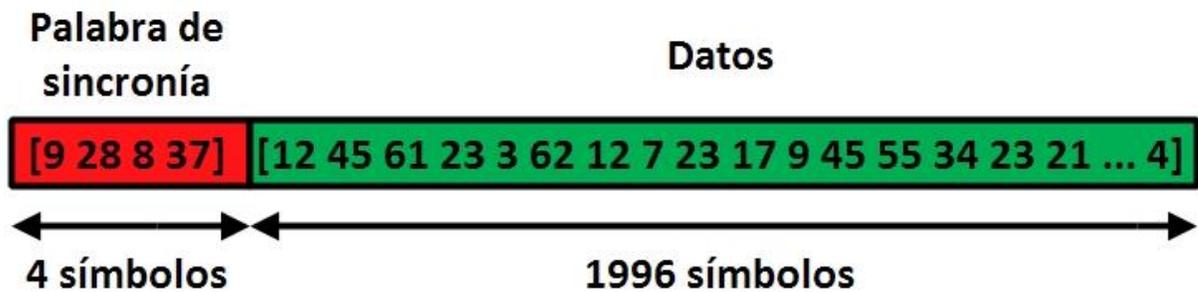


Figura 24. Estructura de una trama de 2000 símbolos empleando el esquema de modulación digital 64QAM.

Una vez que se tiene la trama de símbolos almacenada en el archivo `frame.dat`, se procede a realizar la modulación digital en la plataforma SDR constituida por GRC<sup>6</sup> y el USRP<sup>7</sup>, dado que el archivo `frame.dat` es el archivo fuente en GRC. En GRC se programa mediante el uso de bloques el procesamiento de las señales para llevar a cabo la modulación digital en banda base (ver figura 26), cada bloque realiza una

<sup>6</sup> GRC: GNU Radio Companion versión 3.7.2

<sup>7</sup> USRP: Universal Software Radio Peripheral versión 1

función específica. La interfaz gráfica de usuario (GUI) para controlar la tasa de símbolo, la frecuencia de la portadora ( $f_c$ ) en RF y la ganancia del USRP (ver figura 27). Dicha programación fue realizada como parte de este trabajo de investigación. Finalmente se entregan las señales moduladas en banda base al USRP a través de la interfaz USB. En la figura 25 se presenta el diagrama a bloques de la plataforma SDR.

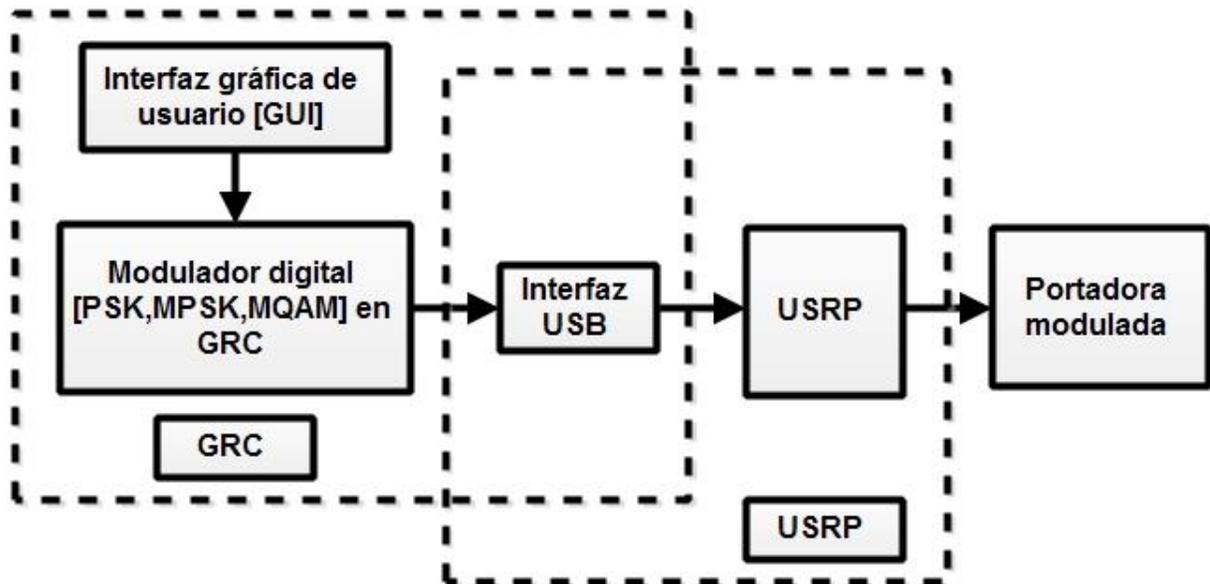


Figura 25. Diagrama a bloques de la plataforma SDR.

El USRP está integrado por la tarjeta madre y la tarjeta hija WBX<sup>8</sup> donde la señal modulada en banda base se monta a la portadora en una frecuencia dentro del ancho de banda de operación del PA. La portadora modulada es la señal que se manejará en el PA operado en saturación. En la figura 28 se presenta el diagrama a bloques del USRP.

<sup>8</sup> WBX: Modelo de la tarjeta hija, frecuencia de operación de 50 MHz-2.2 GHz, potencia máxima 100 mW



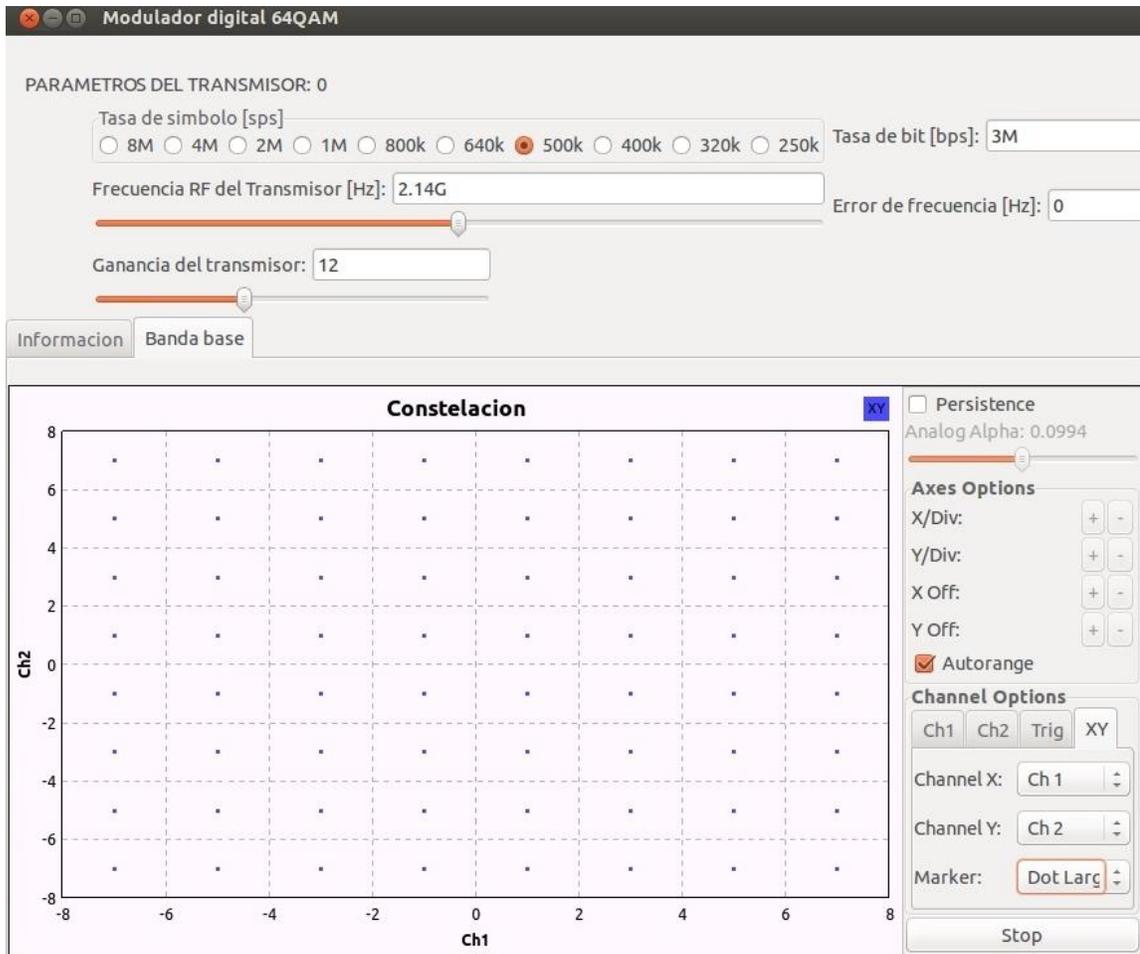


Figura 27. Interfaz gráfica de usuario (GUI) elaborada en GRC para el esquema de modulación digital 64QAM.

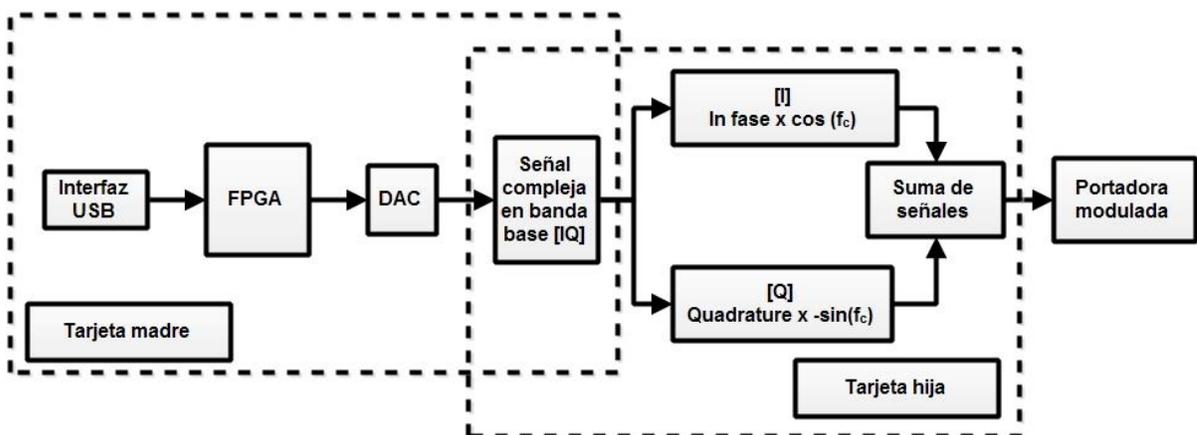
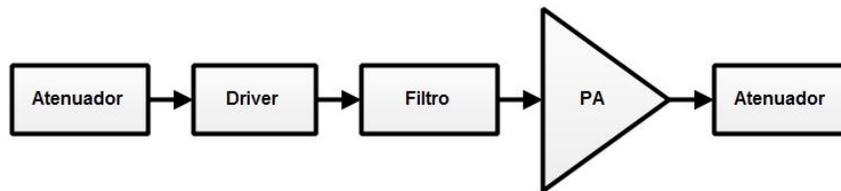


Figura 28. Diagrama a bloques del USRP.

Para llevar a saturación el PA se necesita un amplificador acondicionador de señal llamado “*driver*”, que sirve para amplificar la señal de la portadora modulada. Además se utiliza un filtro para armónicos, así como atenuadores para proteger el PA y el receptor. En la figura 29 se presenta el diagrama a bloques para operar el PA en saturación. El PA utilizado es el Doherty RTH21007-10 del fabricante RFHIC, y las principales características de operación se muestran en la tabla 6.

**Tabla 6. Principales características del PA Doherty RTH21007-10.**

Característica	Valores
Intervalo de frecuencia	2.11 hasta 2.17 GHz
Ganancia de potencia	14.5 dB
Psalida @ Promedio	38.5 dBm
Psalida @ Saturación	47 dBm



**Figura 29. Diagrama a bloques para la operación del PA en saturación.**

### 3.2 Receptor

El medio de propagación que se utiliza para transportar las señales desde el transmisor hasta el receptor es un cable y componentes utilizados. El equipo utilizado como receptor es el analizador de señales modelo CXA N9000A de la marca Agilent, en el cual se puede visualizar el espectro en frecuencia de la señal modulada digitalmente. La demodulación digital se realiza con el software VSA 89600 (digital demod, option AYA) instalado en el equipo receptor. Para una correcta demodulación se necesita ajustar diversos parámetros para sincronizar la transmisión con la recepción y así tener mediciones con buena resolución y exactitud. La tabla de errores y símbolos es la que nos interesa y se guarda en un archivo *.mat* con el nombre *table\_rxn*, donde *n* es el

número de trama recibida. El archivo contiene las mediciones de calidad de la modulación digital de interés en este proyecto de investigación, excepto la BER. En la figura 30 se muestra el diagrama a bloques del receptor.

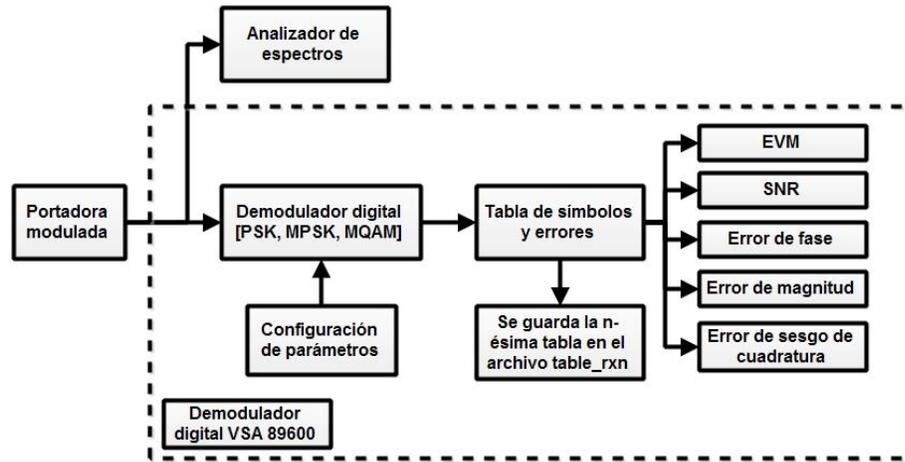


Figura 30. Diagrama a bloques del receptor.

En la figura 31 se ilustra la constelación y tabla de símbolos y errores del demodulador digital VSA 89600 utilizando el esquema de modulación digital 64QAM. En la parte superior se puede observar la magnitud de los errores correspondientes y en la parte inferior la trama recibida: ésta consta de los símbolos de la palabra de sincronía marcado en blanco y el resto son los símbolos de datos.

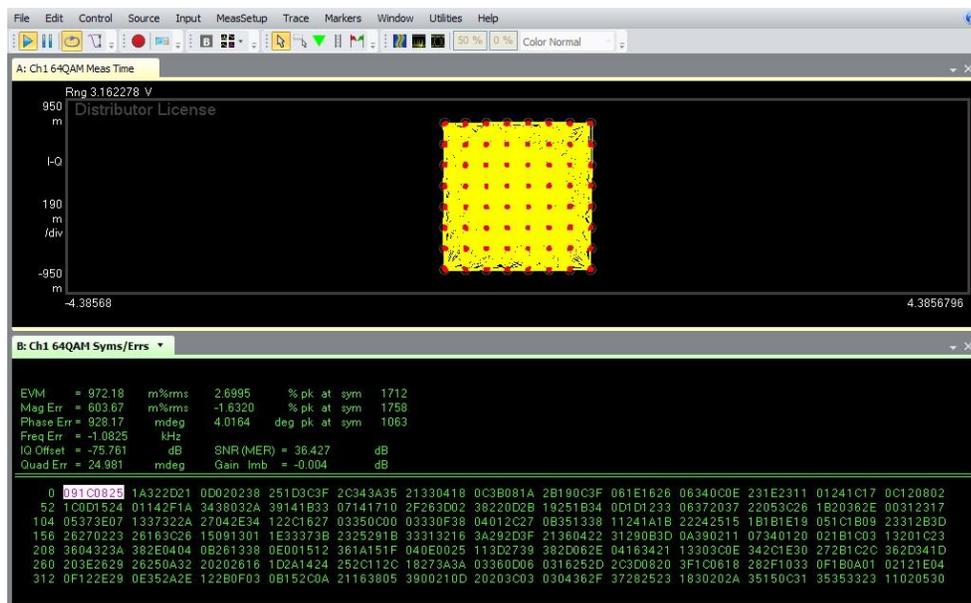


Figura 31. Constelación y la tabla de símbolos y errores del demodulador digital VSA 89600 de 64QAM.

### 3.3 Cálculo de las mediciones de calidad de la modulación digital

Una vez completada la transmisión y recepción de las tramas de símbolos se prosigue a evaluar la degradación de las señales. Para dicha evaluación se utiliza la función *errortatemod.m*, donde *mod* es el esquema de modulación digital empleado. Dicha función fue elaborada como parte de este trabajo de investigación. El diagrama a bloques de la función *errortatemod.m* se muestra en la figura 32.

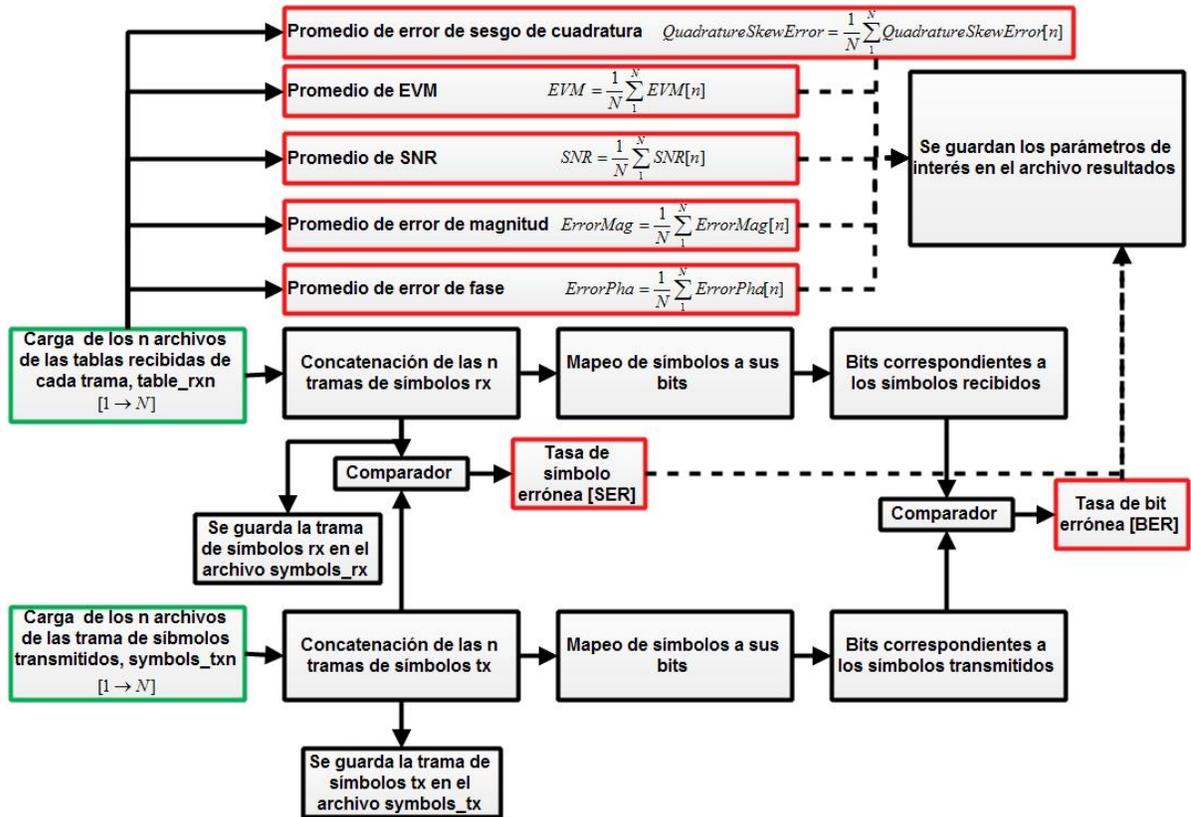


Figura 32. Diagrama a bloques de la función *errortatemod.m*.

Utilizando GNU Octave se llama la función *errortatemod.m*, se analizan los símbolos recibidos, se comparan con los transmitidos y por último se muestran los resultados de las mediciones de calidad de la modulación digital. En la figura 33 se presenta el entorno gráfico amigable que se despliega en la ventana de comando al llamar la función *errortatemod.m*.

```
octave:24> [symbols_rx, bits_rx, symbols_tx, bits_tx]=errortrate64qam();
=====
                CÁLCULO DE ERRORES MODULADOR DIGITAL 64QAM
GRUPO CIMA [COMUNICACIONES INALÁMBRICAS MÓVILES AVANZADAS]
Autor: Genaro Alonso Alvarez Beltran
CICESE Ensenada BC, 5 de Diciembre de 2013
Motherboard USRP, Daughterboard WBX: Frequency Range: 50 MHz to 2.2 GHz
=====

RESUMEN
Esquema de modulación digital 64QAM
Cantidad de símbolos recibidos: 16000
    Tasa de símbolo errónea [SER]: 0.255188
Cantidad de bits recibidos: 96000
    Tasa de bit errónea [BER]: 0.126938
EVM: 5.2022 %rms
SNR: 21.9647 dB
Magnitud error: 3.544 %rms
Fase error: 4.924° [grados]
Quadrature skew error: -0.03269377° [grados]
=====
*Escriba la salida de la función deseada para visulizarla [symbols_rx, bits_rx, symbols_tx, bits_tx]
=====
octave:25> █
```

Figura 33. Entorno gráfico amigable de la función `errortrate64qam.m` en GNU Octave.

## Capítulo 4 Experimentación y resultados

En el presente capítulo se presentan los detalles de la experimentación así como los resultados obtenidos.

### 4.1 Banco de experimentación

Se construyó un banco de experimentación para realizar las mediciones del desempeño del amplificador de potencia Doherty (DPA) y la degradación que este efectúa sobre señales moduladas digitalmente. En la figura 34 se muestra el diagrama a bloques del banco de experimentación.

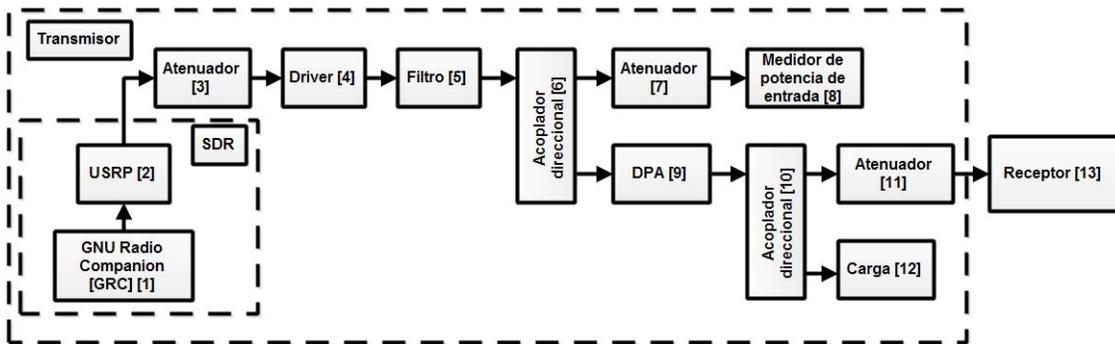


Figura 34. Diagrama a bloques del banco de experimentación.



Figura 35. Banco de experimentación.

En la tabla 7 se describe de manera muy general cada elemento del diagrama a bloques del banco de experimentación. La imagen del banco de experimentación construido se muestra en la figura 35.

**Tabla 7. Descripción de los elementos del diagrama a bloques del banco de experimentación.**

<b>Número de bloque</b>	<b>Descripción</b>
1	GRC versión 3.7.2
2	USRP versión 1 con tarjeta hija WBX
3	Atenuador de potencia variable (hp 8495B y 8494A)
4	Se utiliza para amplificar la señal de entrada del amplificador de potencia Doherty (DPA), para poder llevarlo a saturación
5	Filtro para los armónicos generados por el driver (hp 11688)
6	Acoplador direccional (hp 11692D) para tener dos salidas de la señal: una conectada al atenuador de potencia (7) y la otra a la entrada del DPA
7	Atenuador de potencia para no dañar el medidor de potencia de entrada (analizador de espectro Agilent 4404B)
8	Medidor de potencia de entrada analizador de espectro Agilent 4404B
9	Amplificador de potencia Doherty RTH21007-10
10	Acoplador direccional (hp 11691D) para tener dos salidas de la señal: una conectada a la carga y la otra al atenuador (11).
11	Atenuador de potencia para no dañar el analizador de señales CXA N9000A
12	Carga que absorbe la potencia de salida del DPA
13	Analizador de señales CXA N9000A, el cual contiene el software VSA89600

## 4.2 Mediciones y resultados

### 4.2.1 Desempeño del amplificador de potencia Doherty (DPA)

Primeramente se realizaron las mediciones correspondientes para obtener la ganancia, la curva característica  $P_{ent}/P_{sal}$  y la eficiencia de potencia agregada (PAE) del DPA (ver ecuación 25). La curva característica  $P_{ent}/P_{sal}$  es importante porque describe la operación del DPA; dicha operación puede ser lineal o en saturación. En la figura 36 se muestra el circuito de aplicación y en la tabla 8 los voltajes de alimentación.

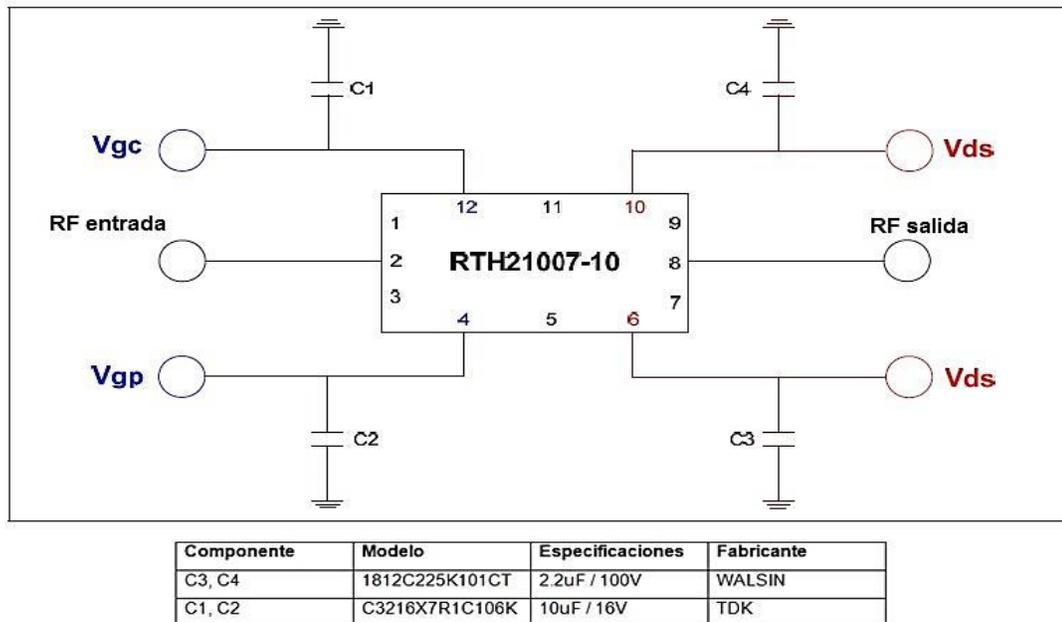


Figura 36. Circuito de aplicación del DPA.

Tabla 8. Voltajes de alimentación del DPA.

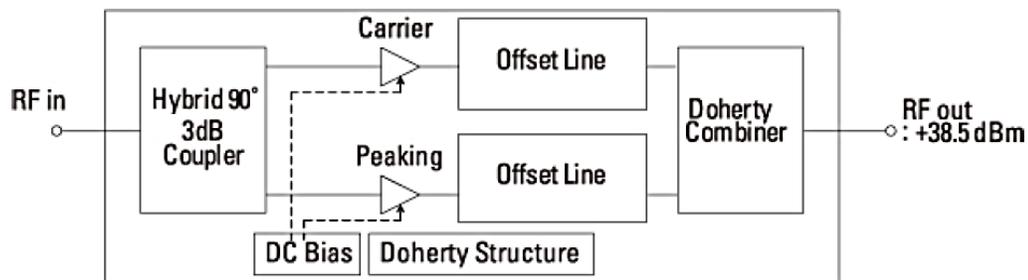
Parámetro	Voltajes de alimentación (Volts)
Vgc	-2
Vgp	-4
Vds	31

Internamente el DPA tiene dos amplificadores llamados “carrier” y “peaking”. Cuando la señal de entrada no es suficiente para saturar al amplificador “carrier”, solo

opera este, mientras el “*peaking*” se mantiene en reposo; cuando la señal de entrada satura al “*carrier*”, el “*peaking*” opera para aumentar la región lineal de operación del DPA. En la figura 37 se muestra el diagrama a bloques del amplificador Doherty. Se realizaron las mismas mediciones que en el DPA pero ahora para conocer la operación del amplificador denominado “*carrier*”. Los voltajes de alimentación utilizados se muestran en la tabla 9.

**Tabla 9. Voltajes de alimentación para operar el “*carrier*”.**

Parámetro	Voltajes de alimentación (Volts)
V <sub>gc</sub>	-2
V <sub>gp</sub>	-9
V <sub>ds</sub>	31



**Figura 37. Diagrama a bloques del amplificador Doherty.**

En la figura 38 se muestran los resultados obtenidos a partir de las mediciones correspondientes del DPA y del “*carrier*”, donde se observa la ganancia, la curva característica  $P_{ent}/P_{sal}$  y la PAE. En la figura 39 se muestra la curva característica  $P_{ent}/P_{sal}$  y la ganancia del DPA con escalas independientes para observar mejor su comportamiento.

$$PAE = \frac{P_{sal} - P_{ent}}{P_{dc}} \quad (25)$$

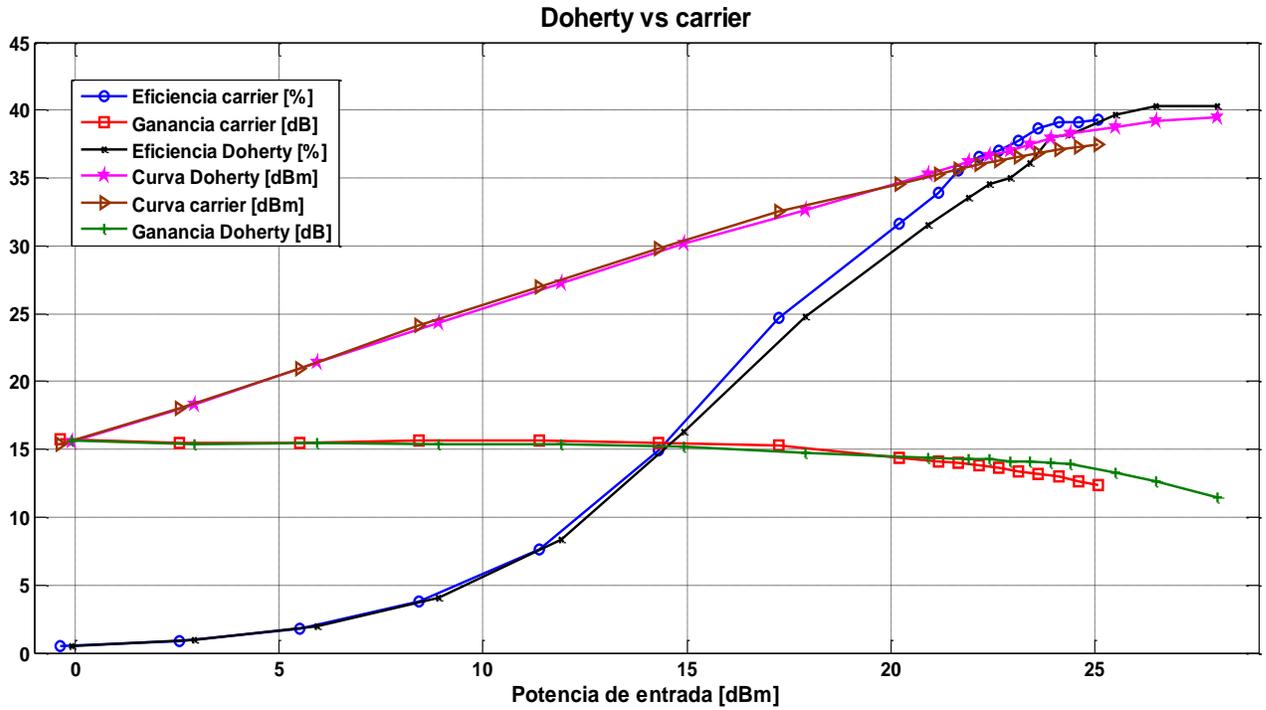


Figura 38. Resultados de las mediciones del DPA y el "carrier".

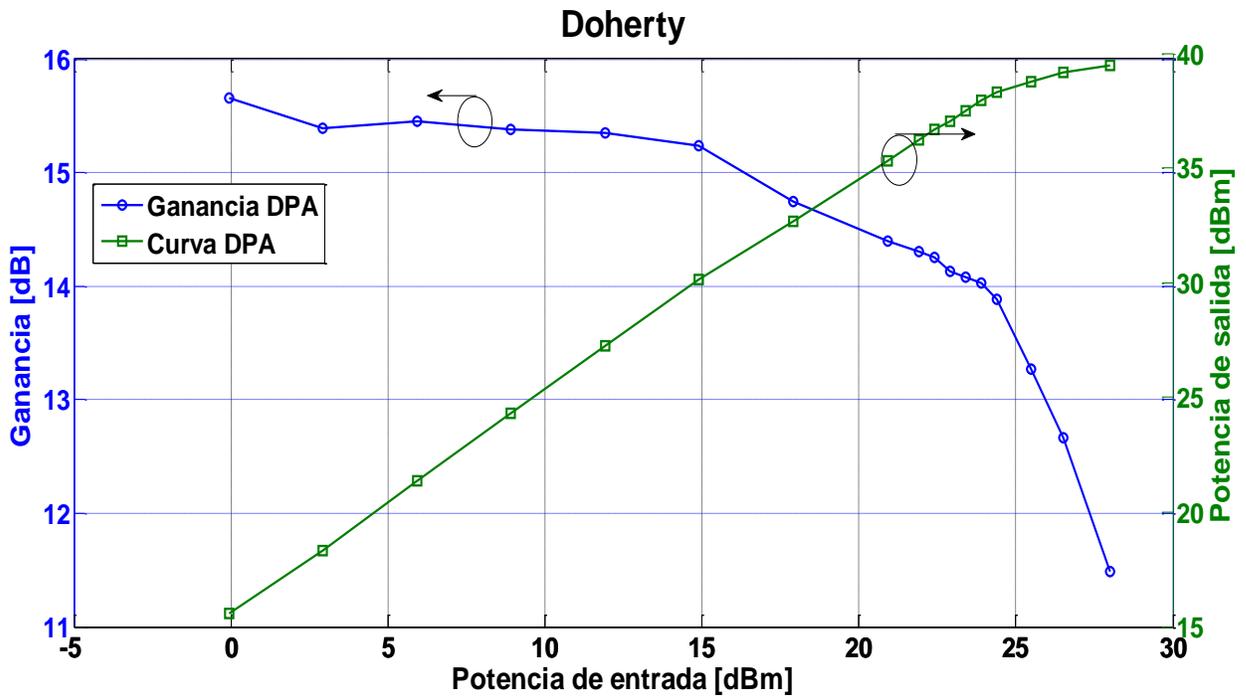


Figura 39. Curva  $P_{ent}/P_{sal}$  y Ganancia del DPA.

#### 4.2.2 Evaluación de la degradación de señales moduladas digitalmente

Se realizaron dos mediciones para evaluar la degradación de señales moduladas digitalmente al ser manejadas por el DPA con los esquemas de BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM y 64QAM. Los parámetros del experimento se describen a continuación:

- a) Transmisión de 96,000 bits en cada esquema de modulación, operando el amplificador linealmente y en saturación.
- b) Transmisión de 2000 símbolos en cada esquema de modulación, haciendo un barrido de potencias de entrada del DPA desde su operación lineal hasta saturación.

En ambos casos la evaluación de la degradación de las señales se llevó a cabo utilizando las mediciones de calidad de la modulación digital descritas en el subcapítulo 2.5. En la tabla 10 y 11 se muestran los símbolos de las palabras de sincronía de la trama y los parámetros de la transmisión de cada esquema de modulación respectivamente.

**Tabla 10. Palabras de sincronía para cada esquema de modulación digital.**

<b>Esquema de modulación digital</b>	<b>Símbolos de la palabra de sincronía</b>
BPSK	[0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 0 0 0 0 1 0 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1]
QPSK	[0 2 1 1 3 0 0 2 0 2 1 1 3]
8PSK	[1 1 3 4 1 0 4 5]
16QAM	[2 5 12 2 2 5]
64QAM	[26 37 34 29 35]

Tabla 11. Parámetros de la transmisión para cada esquema de modulación digital.

Esquema de modulación digital	Tasa de símbolo (ksps)	Bits por símbolo $k = \log_2 M$	Tasa de bit (kbps)	Muestras por símbolo (mps)	Frecuencia de la portadora (GHz)
BPSK	500	1	500	8	2.14
QPSK	500	2	1000	8	2.14
8PSK	500	3	1500	8	2.14
16QAM	500	4	2000	8	2.14
64QAM	500	6	3000	8	2.14

Cada trama contiene 2000 símbolos debido a la capacidad de visualización y análisis del demodulador digital (VSA 89600) y no por limitaciones del modulador digital.

En el experimento **a)** se analizó una trama de 96,000 bits para obtener una tasa de bit errónea con buena resolución. Cabe mencionar que el número de tramas de símbolos para cada esquema de modulación digital es único ya que la cantidad de bits por símbolo en cada esquema empleado es diferente. El número de tramas de símbolos concatenadas para cada esquema empleado se muestra en la tabla 12.

Tabla 12. Número de tramas concatenadas para cada esquema de modulación digital.

Esquema de modulación digital	Tamaño de la trama de símbolos (LT)	Bits por símbolo $k = \log_2 M$	# de tramas concatenadas	Cantidad de símbolos	Cantidad de bits
BPSK	2000	1	48	96000	96000
QPSK	2000	2	24	48000	96000
8PSK	2000	3	16	32000	96000
16QAM	2000	4	12	24000	96000
64QAM	2000	6	8	16000	96000

En las tablas 13 y 14 se presentan los resultados de los parámetros de las mediciones de calidad de la modulación digital cuando se opera el DPA linealmente y en saturación respectivamente, utilizando los parámetros del experimento a).

**Tabla 13. Resultados de las mediciones de calidad de la modulación digital y potencias operando el DPA linealmente.**

Mediciones de calidad	64QAM	16QAM	8PSK	QPSK	BPSK
SER	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000
BER	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000
EVM [% rms]	3.87	4.32	5.02	5.25	4.90
SNR [dB]	24.58	24.75	*	25.59	*
Error de magnitud [% rms]	2.55	2.75	3.07	3.10	2.69
Error de fase [grados]	3.24	2.81	2.27	2.43	2.34
Error de cuadratura [grados]	0.00	0.03	-0.034	0.06	*
Potencia de entrada [dBm]	18.00	19.00	19.30	20.00	19.50
Potencia de salida [dBm]	26.50	28.00	31.00	30.79	30.60
Ganancia [dBm]	8.50	9.00	11.70	10.79	11.10

\* Medida no disponible para este esquema de modulación digital.

Tabla 14. Resultados de las mediciones de calidad de la modulación digital y potencias operando el DPA en saturación.

Mediciones de calidad	64QAM	16QAM	8PSK	QPSK	BPSK
SER	0.043000	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000
BER	0.007166	0.000000	0.000000	0.000000	0.000000
EVM [% rms]	4.85	7.00	4.17	4.35	4.38
SNR [dB]	22.49	20.52	*	27.21	*
Error de magnitud [% rms]	2.69	3.77	2.08	2.13	2.14
Error de fase [grados]	4.58	8.51	2.07	2.17	2.19
Error de cuadratura [grados]	0.07	0.17	-0.03	0.00	*
Potencia de entrada [dBm]	26.00	31.00	31.10	30.00	31.39
Potencia de salida [dBm]	34.90	37.29	40.09	39.20	39.70
Ganancia [dBm]	8.90	6.29	8.99	9.20	7.8

\* Medida no disponible para este esquema de modulación digital.

En el experimento **b)** se analizó una trama de 2000 símbolos para cada esquema de modulación digital, la cantidad de bits transmitidos en cada trama se muestra en la tabla 15.

Tabla 15. Cantidad de bits para cada esquema de modulación digital.

Esquema de modulación digital	Tamaño de la trama de símbolos (LT)	Bits por símbolo $k = \log_2 M$	Cantidad de bits
BPSK	2000	1	2000
QPSK	2000	2	4000
8PSK	2000	3	6000
16QAM	2000	4	8000
64QAM	2000	6	12000

Los resultados obtenidos en el experimento **b)** se presentan en las figuras 40, 41, 42, 43 y 44, donde se muestran las gráficas de las mediciones de calidad de la modulación digital obtenidas en los esquemas de modulación empleados, a partir del barrido en la potencia de entrada del DPA desde su operación lineal hasta saturación. En las figuras en cuestión se observa el comportamiento de los parámetros EVM, SNR, error de fase, error de magnitud, SER y BER para diferentes potencias de entrada del DPA, lo cual nos facilita encontrar el punto de operación donde tiene mejor desempeño el esquema de modulación.

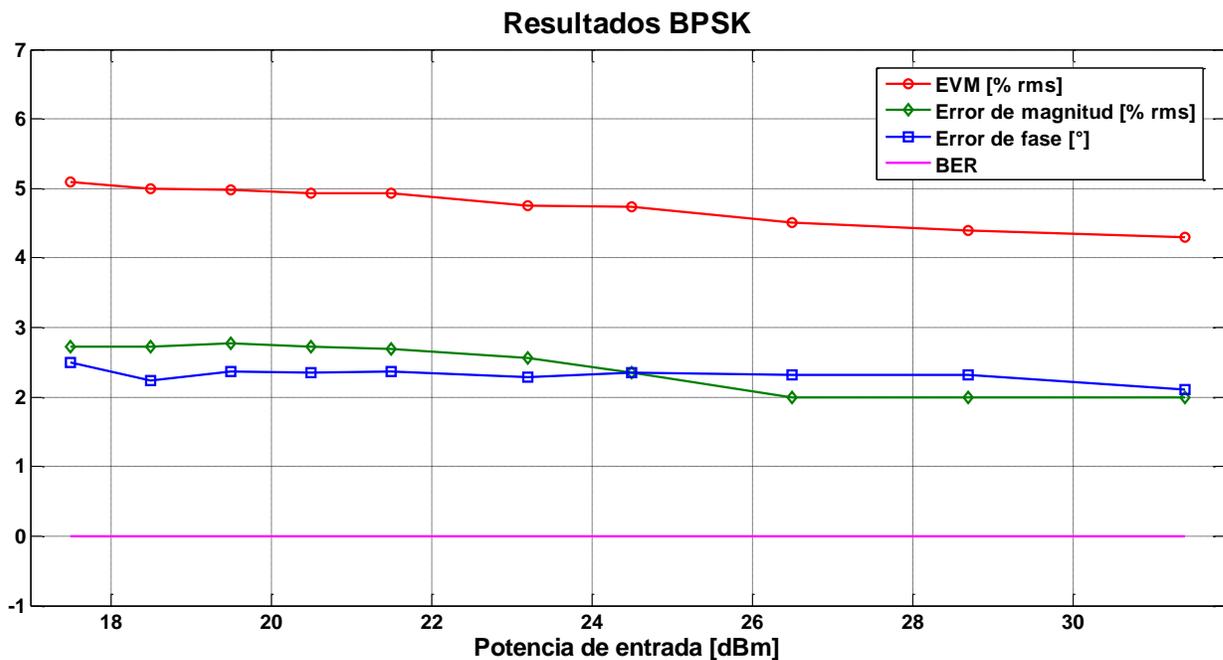


Figura 40. Resultados de las mediciones b) para BPSK.

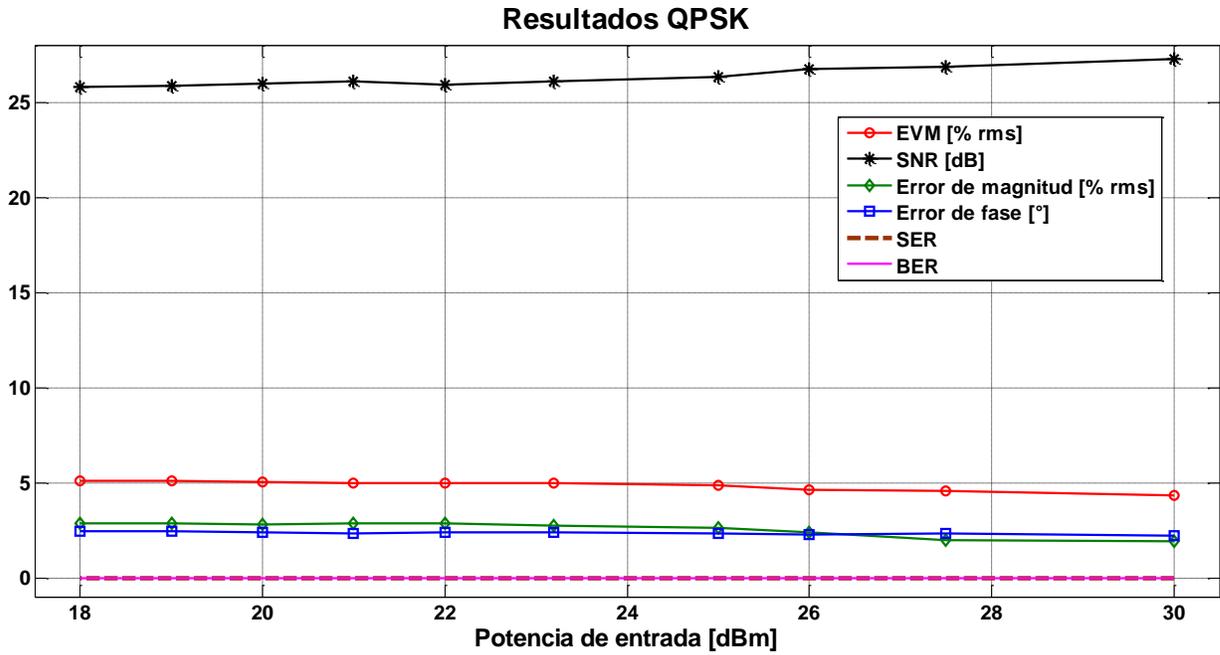


Figura 41. Resultados de las mediciones b) para QPSK.

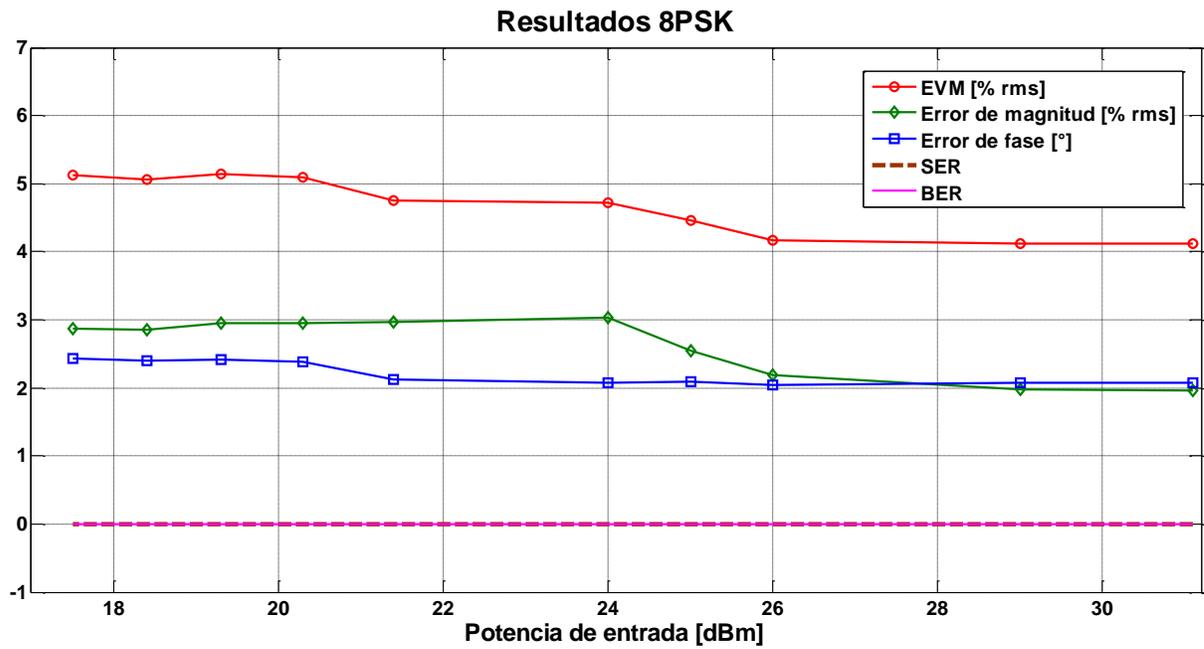


Figura 42. Resultados de las mediciones b) para 8PSK.

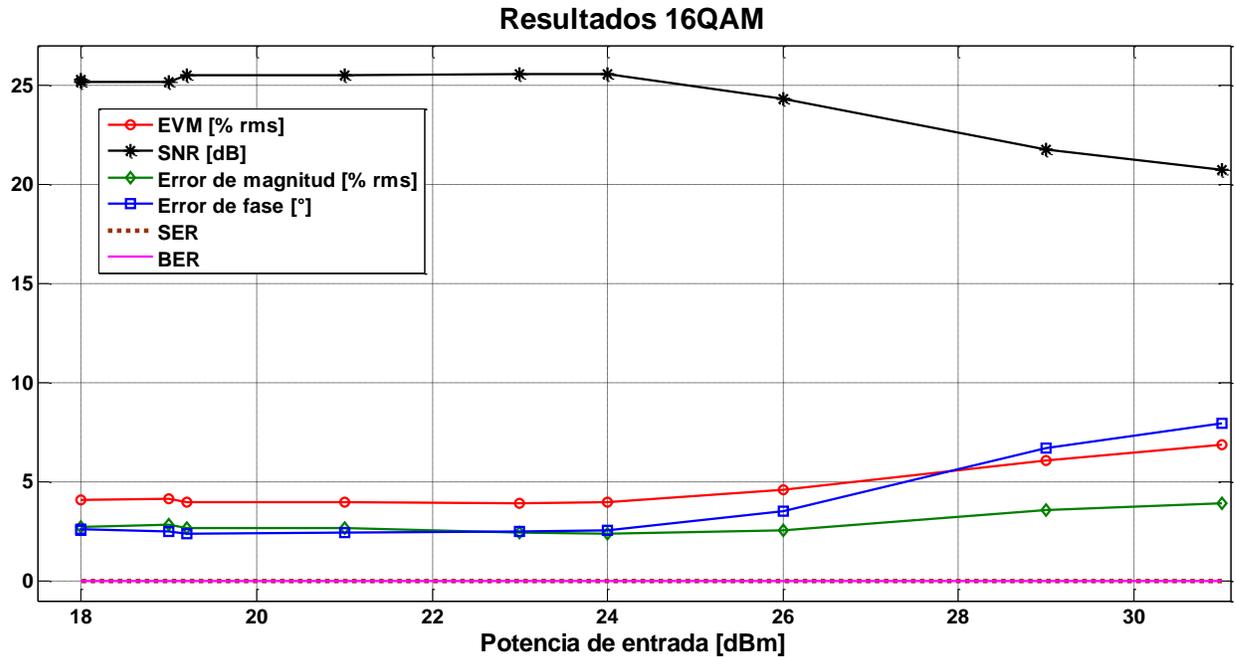


Figura 43. Resultados de las mediciones b) para 16QAM.

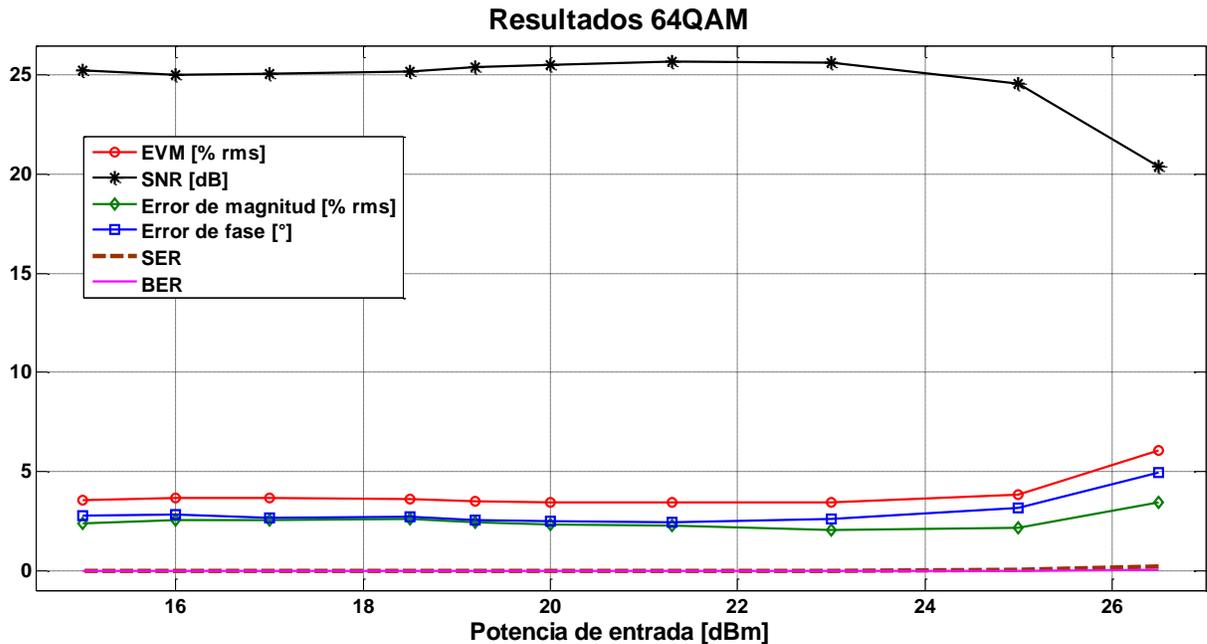


Figura 44. Resultados de las mediciones b) para 64QAM.

En las figuras 45, 46, 47, 48 y 49 se comparan las constelaciones de las señales moduladas digitalmente generadas por la plataforma SDR y las constelaciones de las mismas señales, pero manejadas con el DPA (operando en saturación) recibidas en el

demodulador digital VSA 89600. Se observa la distorsión que sufren las constelaciones producidas al manejar las señales con el DPA en saturación.

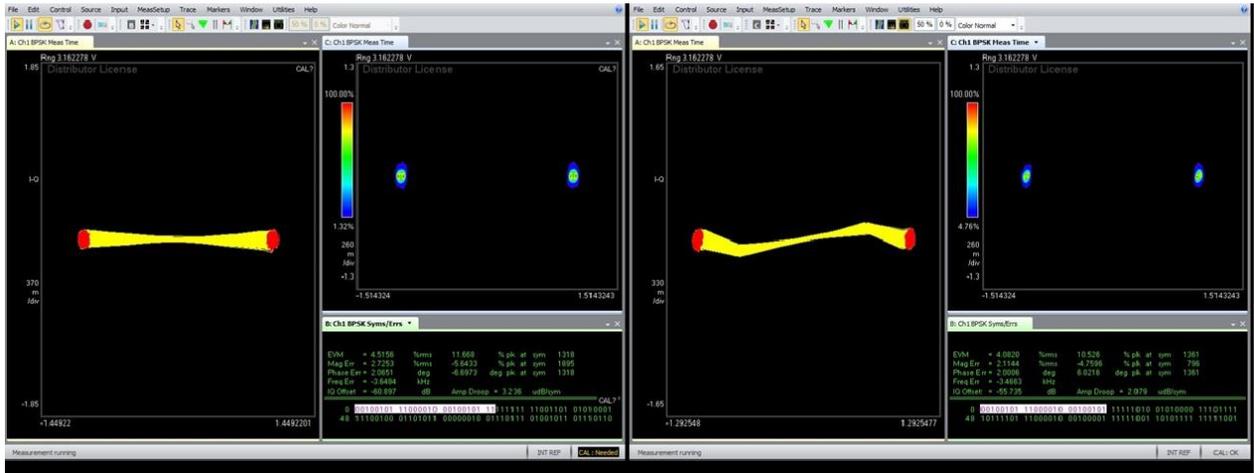


Figura 45. Comparación de las constelaciones BPSK: generadas vs amplificadas.

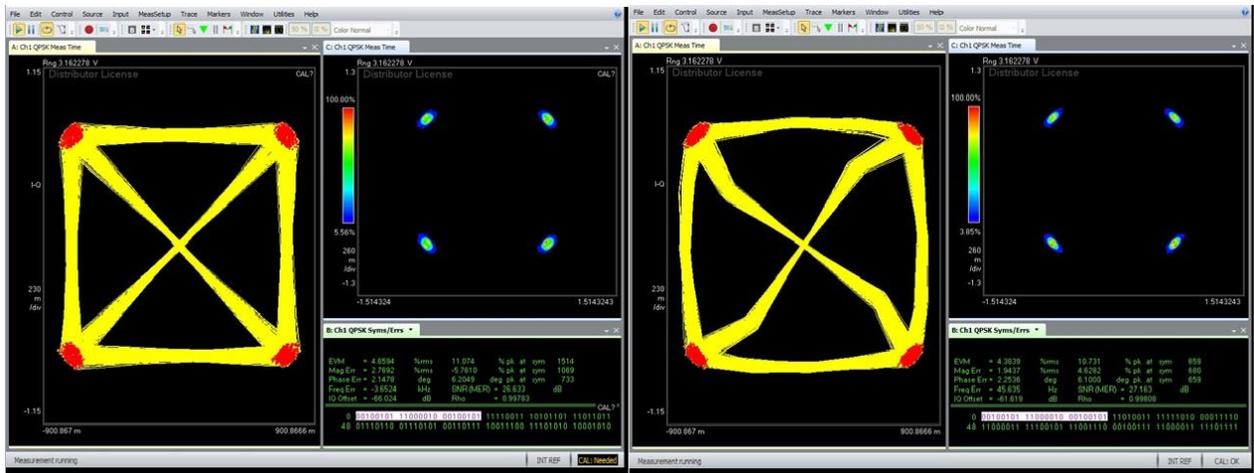


Figura 46. Comparación de las constelaciones QPSK: generadas vs amplificadas.

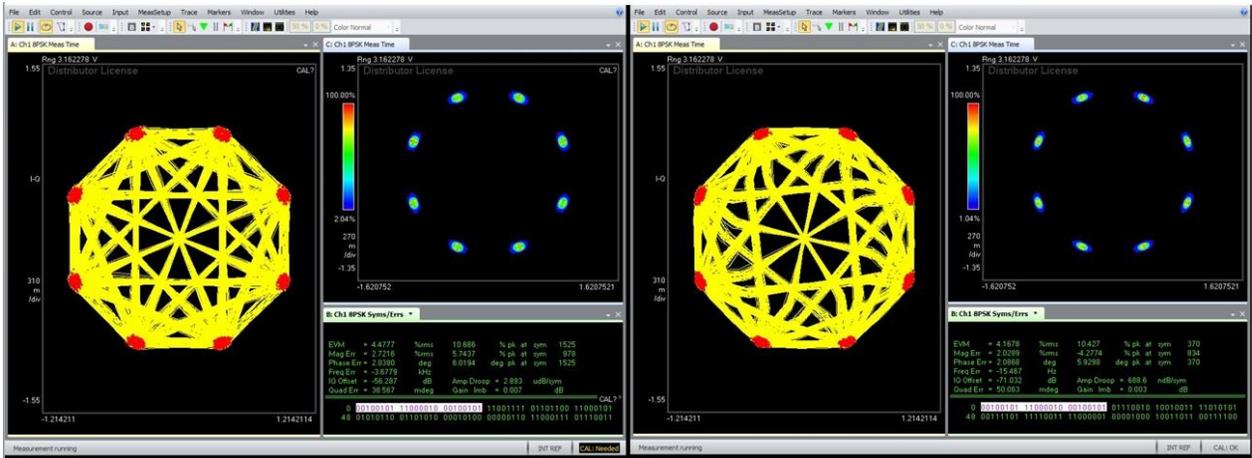


Figura 47. Comparación de las constelaciones 8PSK: generadas vs amplificadas.

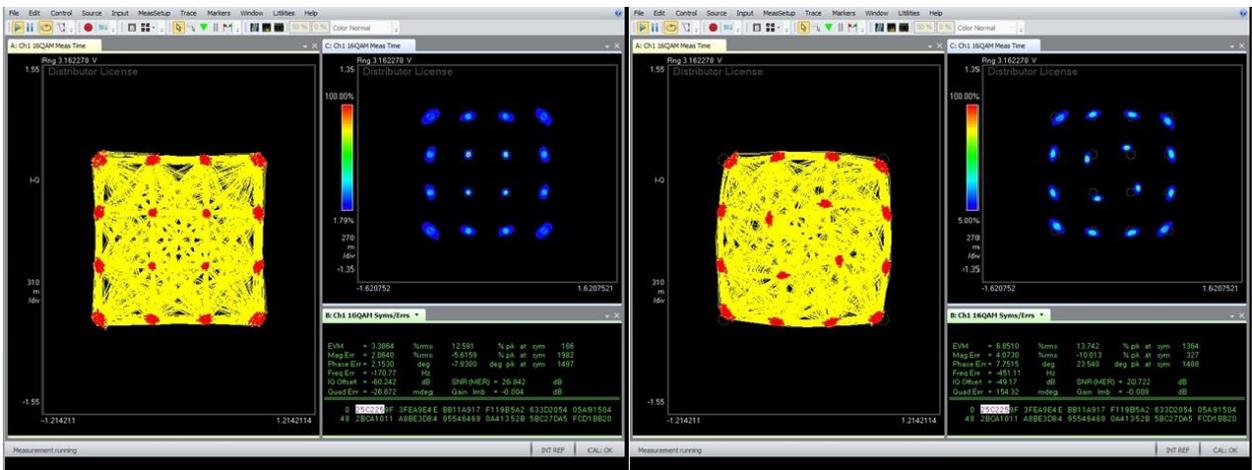


Figura 48. Comparación de las constelaciones 16QAM: generadas vs amplificadas.

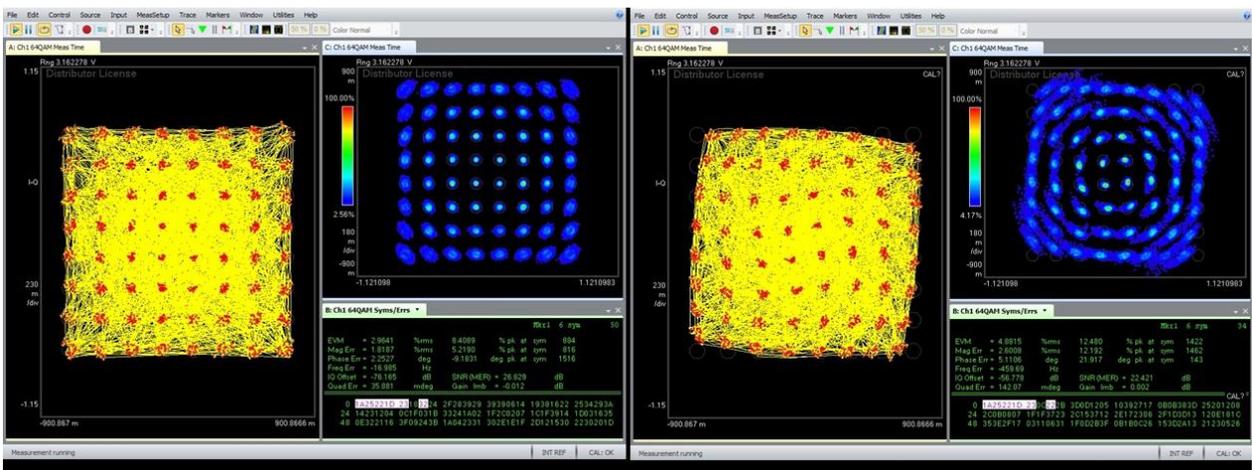


Figura 49. Comparación de las constelaciones 64QAM: generadas vs amplificadas.

### 4.3 Discusión de los resultados

Mediante la experimentación y las mediciones se obtuvieron resultados para evaluar la degradación de las señales moduladas digitalmente cuando son manejadas con el DPA operado en saturación. En la tabla 14 se muestra el efecto del DPA en saturación sobre cada uno de los esquemas de modulación digital utilizado, donde se observan los distintos parámetros de las mediciones de calidad en la modulación digital con los que se evalúa la degradación de las señales. Comparando los resultados de las mediciones de calidad de la modulación digital cuando el DPA maneja las señales moduladas operado linealmente y en saturación como se muestra en las tablas 13 y 14 respectivamente, se observa que la BER tiene valor 0 en ambos casos para los esquemas BPSK, QPSK, 8PSK y 16QAM, lo que significa que la información recibida no tiene bits erróneos. Sin embargo, las constelaciones sufren una distorsión debido a la operación en saturación del DPA; por lo tanto, para evaluar la degradación de las señales es necesario recurrir a los parámetros de EVM, SNR, error de fase y error de magnitud. En el caso de 64QAM la BER tiene valor de 0.007166 cuando el DPA opera en saturación mientras que en la región lineal no hay errores.

Por otra parte, se determinó el punto de operación donde el DPA tiene la mayor eficiencia (PAE) posible y los esquemas de modulación digital tienen mejor desempeño. Se encontró que la degradación de las señales basadas en la técnica de modulación digital MQAM es directamente proporcional a la saturación del DPA, ya que al ser mayor la saturación los errores (EVM, Error de fase y Error de magnitud) aumentan y la SNR disminuye. Se observó también que, entre mayor sea el orden del esquema de modulación empleado, la probabilidad de error de símbolo aumenta y con una menor saturación se puede provocar que no exista sincronización entre el transmisor y el receptor. El punto de operación para el esquema 64QAM se determinó con un *back-off* de 5.09 dB de entrada y 2.45 dB de salida; para 16QAM se determinó con un *back-off* de 4.1 dB de entrada y 1.54 dB como se muestra en las figuras 50 y 51 respectivamente.

Por otra parte, las señales basadas en las técnicas de modulación digital PSK y MPSK se desempeñan mejor cuando son manejadas por el DPA en saturación, los

errores (EVM, Error de fase y Error de magnitud) disminuyen y la SNR aumenta. El punto de operación determinado en los esquemas BPSK, QPSK y 8PSK es donde la eficiencia (PAE) es más alta, la potencia de entrada y la eficiencia para los 3 esquemas de modulación es 26.5 dBm y 40.3% respectivamente.

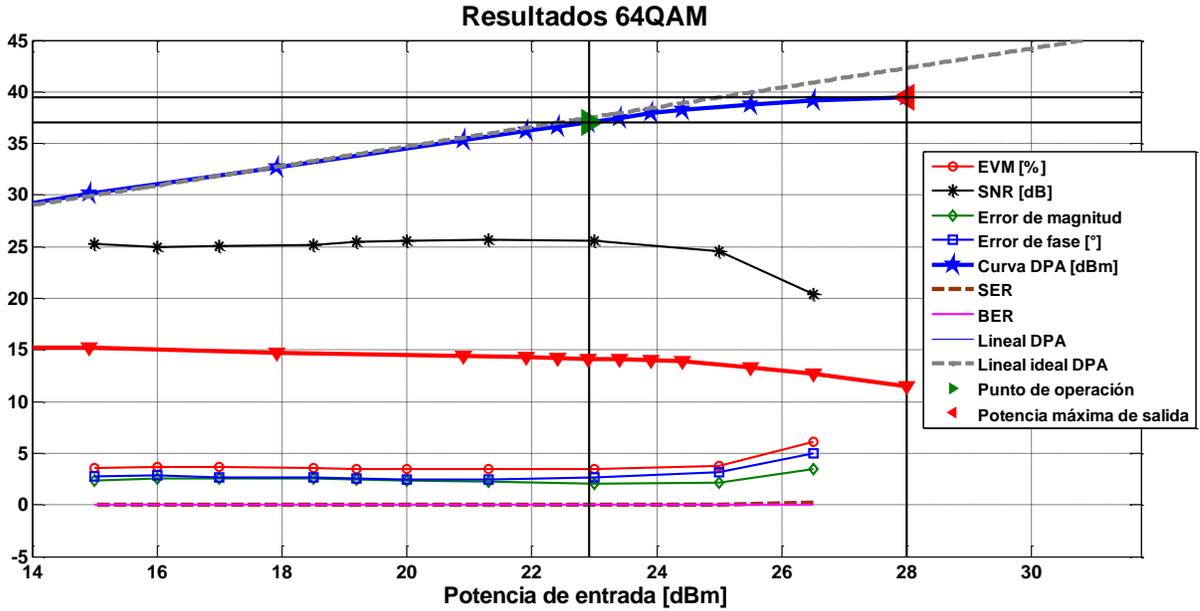


Figura 50. Punto de operación para el esquema 64QAM.

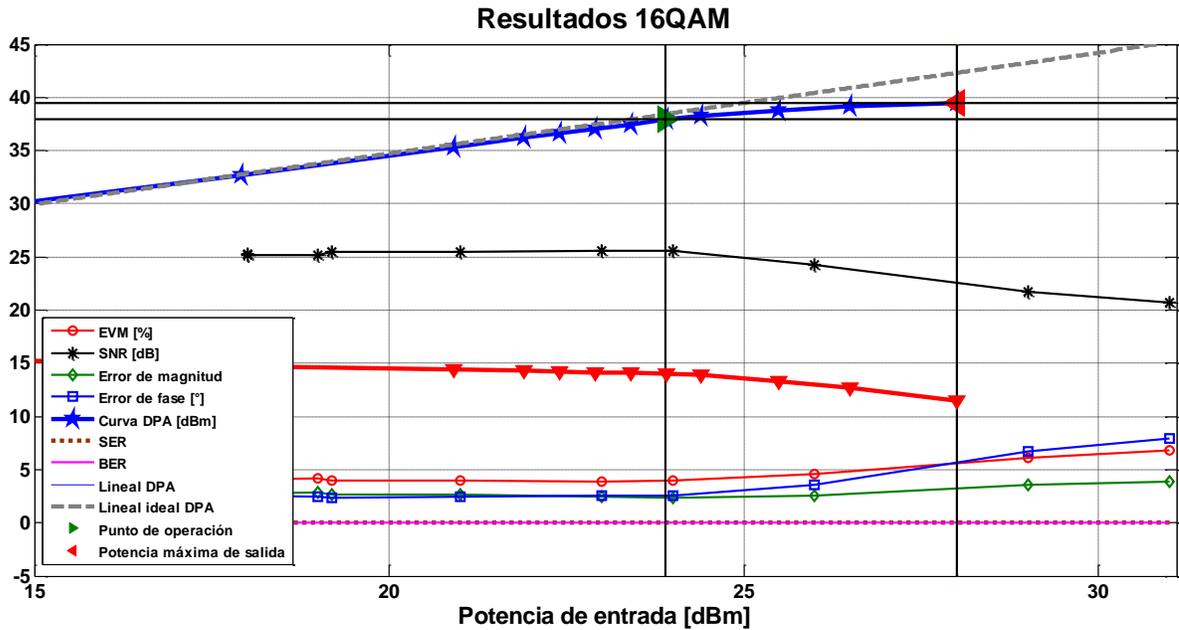


Figura 51. Punto de operación para el esquema de 16QAM.

## Capítulo 5 Conclusiones, aportaciones y trabajo futuro

---

En este capítulo se describen las conclusiones a las que se han llegado después de la investigación realizada, las aportaciones y el posible trabajo futuro que podría realizarse.

### 5.1 Conclusiones

En este trabajo de tesis se ha desarrollado una plataforma de radio definido por software (SDR) capaz de generar señales moduladas digitalmente, las cuales se entregan a un amplificador de potencia (PA) operado en saturación utilizando un banco de experimentación construido por el estudiante Manuel Alejandro Pulido Gaytán y posteriormente medir la degradación que es ocasionada por el amplificador aplicando las mediciones de calidad de la modulación digital. Se evaluó la degradación de tres técnicas de modulación digital: PSK, MPSK y MQAM. Se determinó el punto de operación de los esquemas de modulación BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM y 64QAM, a partir del mejor desempeño de cada esquema de modulación y la mayor eficiencia de potencia agregada (PAE) posible del amplificador de potencia Doherty (DPA). Las técnicas PSK y MPSK no se ven afectadas por las no linealidades del amplificador de potencia (PA) a diferencia de MQAM el cual se ve más afectado a medida que el orden del esquema empleado es mayor.

El problema principal encontrado en esta tesis fue dar el salto desde la simulación hasta la emulación. Se recomienda trabajar más con señales reales, con la finalidad de familiarizarse con los problemas que conlleva generar, transmitir y recibir información empleando algún esquema de modulación y demodulación digital durante la emulación.

### 5.2 Aportaciones

La aportación principal en este trabajo de tesis fue generar señales moduladas digitalmente (en amplitud y/o fase), por medio de una plataforma de radio definido por software (SDR), para ser inyectadas a un amplificador de potencia (PA) y así poder

medir la degradación que introduce el amplificador cuando se trabaja en la región lineal y en saturación.

### **5.3 Trabajo futuro**

Realizar un proyecto de investigación para analizar la degradación de las señales moduladas digitalmente en banda base utilizadas en esquemas de transmisión OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) al ser manejadas por un amplificador de potencia operado en saturación. Las señales se generarían y entregarían al PA utilizando una plataforma de radio definido por software. La degradación de las señales se evaluaría utilizando las mediciones de calidad de la modulación digital.

## Lista de referencias

---

- Agilent Technologies (2013). Agilent 89600 VSA Software. Recuperado el 6 de junio de 2014, <http://rfmw.em.keysight.com/wireless/helpfiles/89600B/WebHelp/89600.htm>.
- Eaton, J. W. (2013). *GNU Octave*. Recuperado el 25 de mayo de 2014, de <https://www.gnu.org/software/octave/>.
- Ettus Research (2013). Ettus Research. Recuperado el 17 de octubre de 2013, de <http://www.ettus.com/>.
- GNU Radio (2013). GNU radio. Recuperado el 20 de septiembre de 2013, de <http://gnuradio.org>.
- Ha, T. (2011). *Theory and design of digital communication systems*. New York, Cambridge University Press. pp. 669.
- Jáuregui Durán, R. (2010). *Desarrollo de un sistema de medición AM-AM y AM-PM para caracterizar transistores y amplificadores de potencia en la banda de frecuencias de 1-6 GHz*. Tesis de maestría en ciencias. Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada. p 92.
- Kim, B., Kim, J., Kim, I., and Cha, J. (2006). The Doherty Power Amplifier. *IEEE microwave magazine*, 7 (5), 42-50.
- Legarda, J. (2006). *Feedforward Amplifiers for Wideband Communication Systems*. San Sebastián, Springer. pp. 188.
- Pellegrini, V., Bacci, G., and Luise, M. (2008). Soft-DVB, A Fully Software GNU Radio Based ETSI DVB-T Modulator, Proc. WSR'08, Karlsruhe Germany, march 2008.
- Pinar, I. y Murillo, J. (2011). *Laboratorio de comunicaciones digitales radio definida por software*. Sevilla, Universidad de Sevilla.
- Poisel, R. (2011). *Modern Communications Jamming Principles and Techniques*. (2<sup>nd</sup> ed). Norwood, Artech House.
- SWIG (2013). Simple Wrapper and Interface Generator. Recuperado el 2 de junio de 2014, de <http://www.swig.org/>.
- Tomasi, W. (2003). *Sistemas de comunicaciones electrónicas*. (4<sup>ta</sup> ed). México, Pearson educación. pp. 948.

# Anexos

## Anexo A



# Mixed-Signal Front-End (MxFE™) Processor for Broadband Communications

## AD9860/AD9862\*

### FEATURES

Mixed-Signal Front-End Processor with Dual Converter

Receive and Dual Converter Transmit Signal Paths

Receive Signal Path Includes:

Two 10-/12-Bit, 64 MSPS Sampling A/D Converters with Internal or External Independent References, Input Buffers, Programmable Gain Amplifiers, Low-Pass Decimation Filters, and a Digital Hilbert Filter

Transmit Signal Path Includes:

Two 12-/14-Bit, 128 MSPS D/A Converters with Programmable Full-Scale Output Current, Channel Independent Fine Gain and Offset Control, Digital Hilbert and Interpolation Filters, and Digitally Tunable Real or Complex Up-Converters

Delay-Locked Loop Clock Multiplier and Integrated Timing Generation Circuitry Allow for Single Crystal or Clock Operation

Programmable Output Clocks, Serial Programmable Interface, Programmable Sigma-Delta, Three Auxiliary DAC Outputs and Two Auxiliary ADCs with Dual Multiplexed Inputs

### APPLICATIONS

Broadband Wireless Systems  
Fixed Wireless, WLAN, MMDS, LMDS  
Broadband Wireline Systems  
Cable Modems, VDSL, PowerPlug  
Digital Communications  
Set-Top Boxes, Data Modems

### GENERAL DESCRIPTION

The AD9860 and AD9862 (AD9860/AD9862) are versatile integrated mixed-signal front-ends (MxFE) that are optimized for broadband communication markets. The AD9860/AD9862 are cost effective, mixed signal solutions for wireless or wireline standards based or proprietary broadband modem systems where dynamic performance, power dissipation, cost, and size are all critical attributes. The AD9860 has 10-bit ADCs and 12-bit DACs; the AD9862 has 12-bit ADCs and 14-bit DACs.

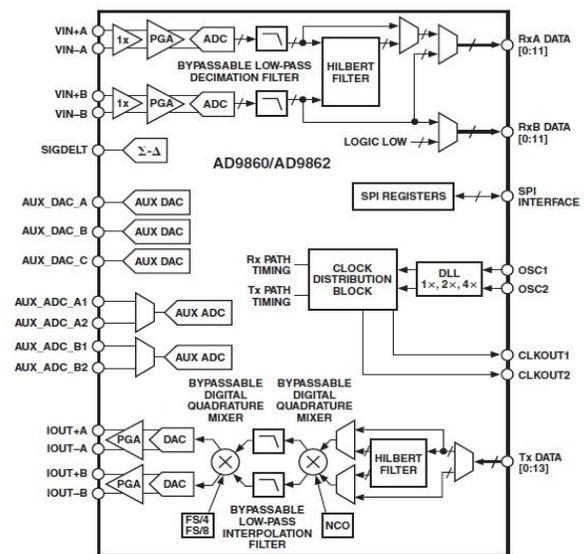
The AD9860/AD9862 receive path (Rx) consists of two channels that each include a high performance, 10-/12-bit, 64 MSPS analog-to-digital converter (ADC), input buffer, Programmable Gain Amplifier (RxPGA), digital Hilbert filter, and decimation filter. The Rx can be used to receive real, diversity, or I/Q data at baseband or low IF. The input buffers provide a constant input impedance for both channels to ease impedance matching with external components (e.g., SAW filter). The RxPGA provides a 20 dB gain

\*Protected by U.S. Patent No. 5,969,657; other patents pending. MxFE is a trademark of Analog Devices, Inc.

REV. 0

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

### FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



range for both channels. The output data bus can be multiplexed to accommodate a variety of interface types.

The AD9860/AD9862 transmit path (Tx) consists of two channels that contain high performance, 12-/14-bit, 128 MSPS digital-to-analog converter (DAC), programmable gain amplifiers (TxPGA), interpolation filters, a Hilbert filter, and digital mixers for complex or real signal frequency modulation. The Tx latch and demultiplexer circuitry can process real or I/Q data. Interpolation rates of 2 $\times$  and 4 $\times$  are available to ease requirements on an external reconstruction filter. For single channel systems, the digital Hilbert filter can be used with an external quadrature modulator to create an image rejection architecture. The two 12-/14-bit, high performance DACs produce an output signal that can be scaled over a 20 dB range by the TxPGA.

A programmable delay-locked loop (DLL) clock multiplier and integrated timing circuits enable the use of a single external reference clock or an external crystal to generate clocking for all internal blocks and also provides two external clock outputs. Additional features include a programmable sigma-delta output, four auxiliary ADC inputs and three auxiliary DAC outputs. Device programmability is facilitated by a serial port interface (SPI) combined with a register bank. The AD9860/AD9862 is available in a space saving 128-lead LQFP.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
Tel: 781/329-4700 [www.analog.com](http://www.analog.com)  
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 2002

Figura 52. Hoja de datos del convertidor de señales AD9862.

## Anexo B

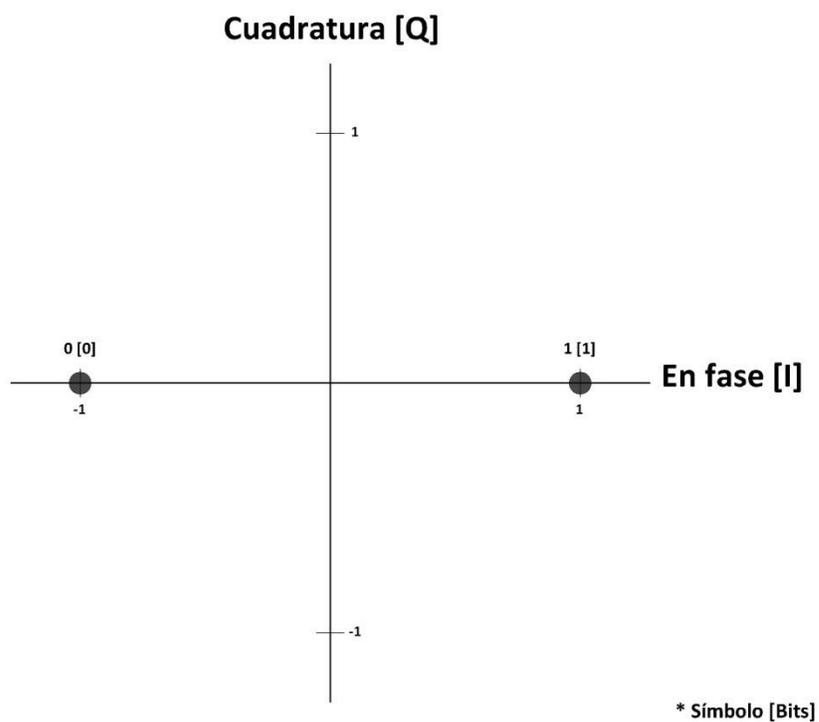


Figura 53. Constelación BPSK implementada: símbolos y bits.

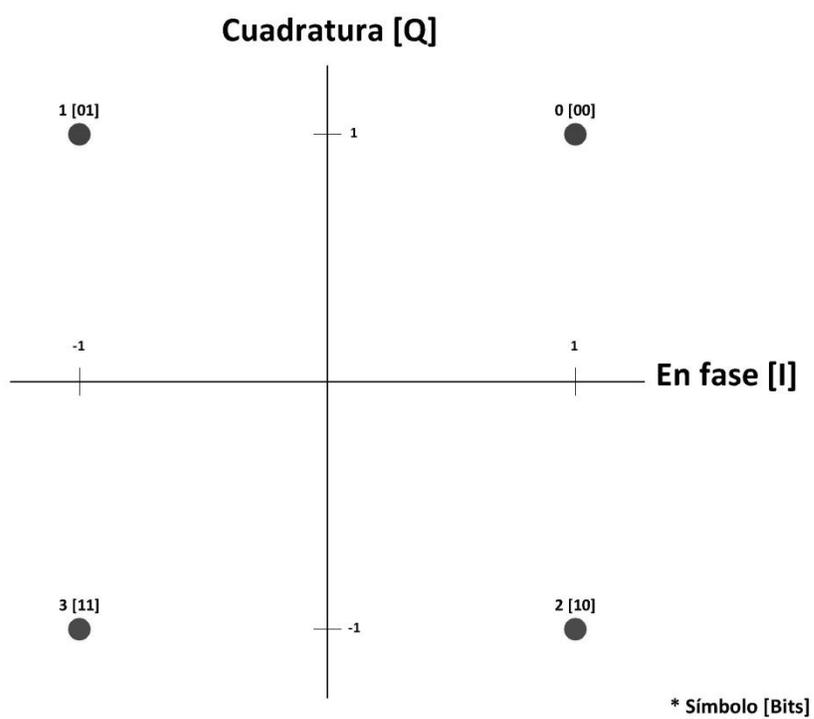


Figura 54. Constelación QPSK implementada: símbolos y bits.

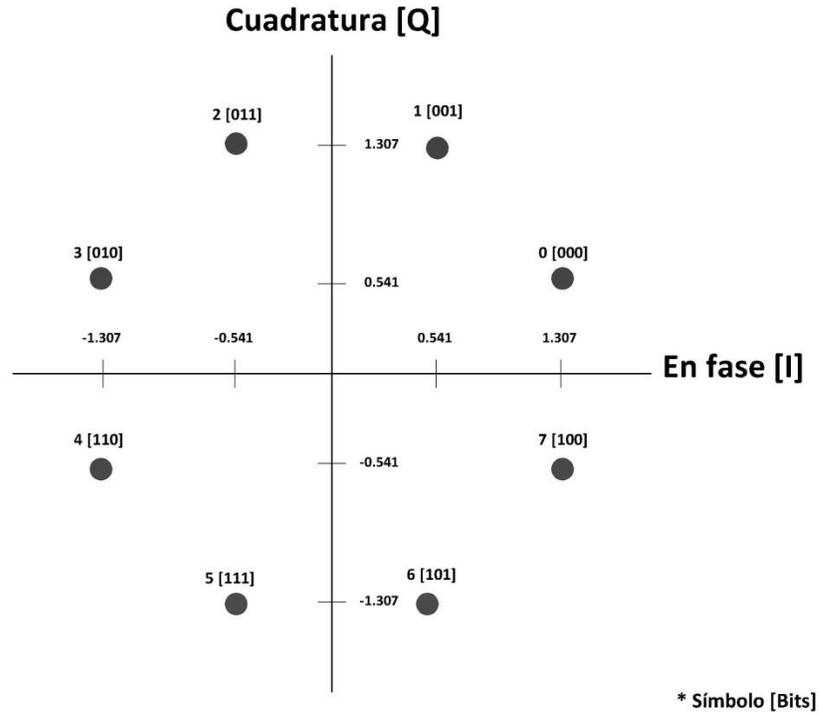


Figura 55. Constelación 8PSK implementada: símbolos y bits.

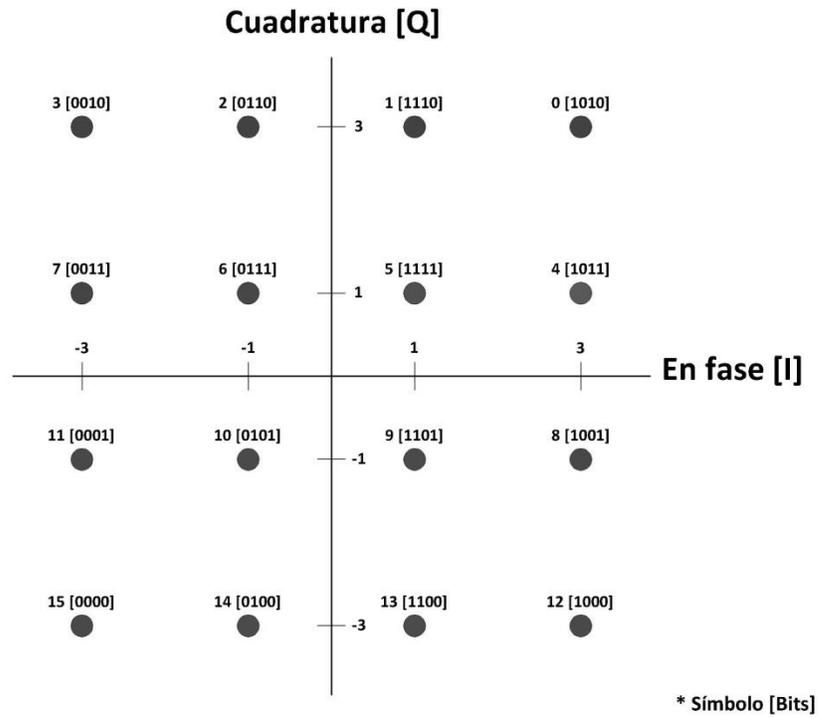


Figura 56. Constelación 16QAM implementada: símbolos y bits.

### Cuadratura [Q]

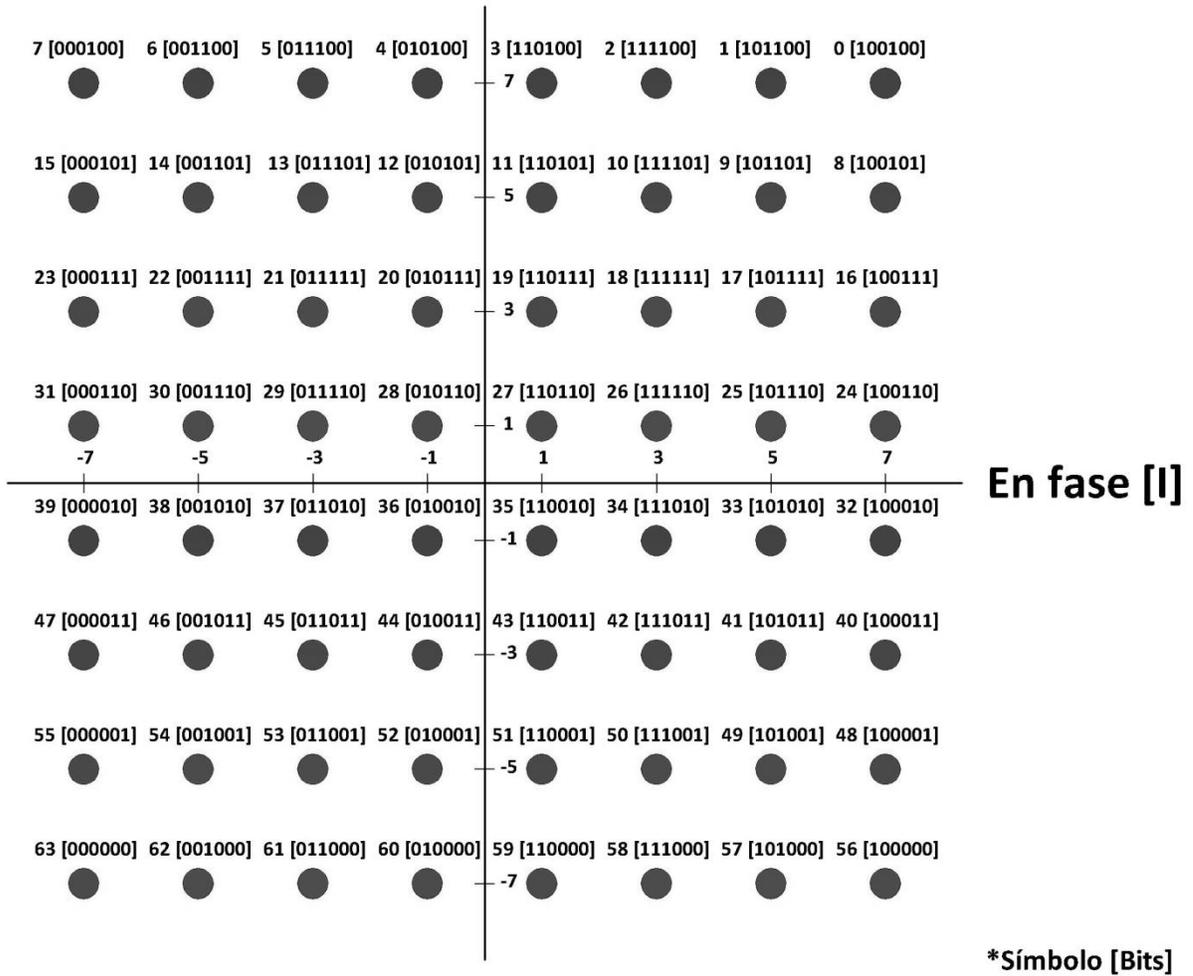


Figura 57. Constelación 64QAM implementada: símbolos y bits.