

**ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL**

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación



**“DISEÑO, SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DEL ESQUEMA DE  
MODULACIÓN OFDM Y DE LA ECUALIZACIÓN EN EL DOMINIO DE LA  
FRECUENCIA”**

**TESINA DE SEMINARIO**

Previo a la obtención del Título de:

**INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

Presentado por:

**Ronald Fabricio García Jara**

**Julio César Mejía Menéndez**

**Guayaquil – Ecuador**

**2013**

## **AGRADECIMIENTO**

En primer lugar quiero dar gracias a Jehová por permitirme estar aún en este mundo y darme la oportunidad de cumplir los sueños y metas que me propuse. En segundo lugar a mi Madre y mis Hermanas por su apoyo y paciencia en esta larga travesía. Por último a mis profesores y amigos ya que cada uno de ellos me han ayudado a definirme como persona.

**Julio César Mejía Menéndez.**

Gracias Dios porque sé que sin ti no soy nada y contigo lo tengo todo, por permitirme tener a mi bellos padres y mi gran hermano que juntos se unieron a esta travesía llamado sueño que hoy es una realidad, a mis amigos y en especial a mi novia por su apoyo incondicional.

**Ronald Fabricio García Jara.**

## **DEDICATORIA**

Esta obra va dedicada a mi Familia entera por el apoyo, la confianza y la paciencia que me han brindado; especialmente a mi Madre y mis Hermanas que han estado siempre conmigo demostrando su amor incondicional. Papá para ti también donde quiera que estés.

**Julio César Mejía Menéndez.**

Sé que han dado todo por mí y hoy les pude dar una parte de mí, a ustedes que siempre estuvieron conmigo apoyando en todo momento sin esperar nada a cambio los amo Shirley y Eduardo mis padres bellos, Eternamente agradecido con DIOS.

**Ronald Fabricio García Jara.**

# TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN

---

**PhD. BORIS RAMOS**

PROFESOR DEL SEMINARIO DE  
GRADUACIÓN

---

**ING. JORGE GÓMEZ**

PROFESOR DELEGADO POR LA  
UNIDAD ACADÉMICA

## DECLARACIÓN EXPRESA

“La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestas en esta tesina de seminario, nos corresponden exclusivamente; y el patrimonio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL”.

(Reglamento de Graduación de la ESPOL)

---

Ronald Fabricio García Jara.

---

Julio César Mejía Menéndez.

## RESUMEN

El presente trabajo pretende realizar la implementación de un sistema de transmisión inalámbrica mediante el uso de los SDR NI USRP; La técnica a utilizar es la multiplexación en el dominio de la frecuencia OFDM la cual permite optimizar el uso del espectro a través de sub-portadoras ortogonales, además de ofrecer resistencia frente a los canales multi-trayectoria.

Para orientar nuestro proyecto a una aplicación actual decidimos simplificar el estándar de televisión digital ISDB-Tb y acoplarlo a las necesidades y limitaciones de software de los bloques diseñados en LabVIEW. Esto nos servirá como una gran fuente de investigación así como también, referencias que podrán ser usadas en cursos de comunicaciones digitales e inalámbricas.

Se realizan pruebas con 2 y hasta 3 distintos tipos de modulación donde podremos analizar las ventajas y desventajas de cada una en términos del BER (bit-error-rate).

El sistema cuenta con ecualización en el dominio de la frecuencia que consiste en estimar los coeficientes del canal de transmisión y llevarlos al dominio de la frecuencia. La señal recibida que fue afectada por el canal

también será llevada al dominio de la frecuencia y entonces se procede a realizar la división entre la señal y los coeficientes estimados. Esto compensará cualquier selectividad que el canal haya introducido y distorsionado de alguna manera la ganancia de la señal en una frecuencia específica.

Nuestro entorno de desarrollo será la plataforma LabVIEW, librerías y funciones que ésta posee para el equipo NI USRP, basado en el laboratorio 6 del manual de prácticas *Overview of Digital Wireless Communication: Physical Layer Exploration Lab using the NI USRP*, además de los SubVIs que desarrollamos, los que permitirán obtener el mayor rendimiento del sistema a implementar.

## ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTO .....	II
DEDICATORIA .....	III
TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN .....	IV
DECLARACIÓN EXPRESA .....	V
RESUMEN.....	VI
ÍNDICE GENERAL .....	VIII
ABREVIATURAS Y SIMBOLOGÍA .....	XIII
ÍNDICE DE FIGURAS.....	XV
ÍNDICE DE TABLAS.....	XIX
CAPÍTULO 1.....	1
PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA .....	1
ANTECEDENTES .....	3
CAPÍTULO 2.....	4
2. FUNDAMENTO TEÓRICO.....	4
2.1 LabVIEW y SDR .....	5
2.1.1 PANEL FRONTAL Y DIAGRAMA DE BLOQUES. ....	5
2.1.2 USRP Y SDR.....	6
2.2 ESQUEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL.....	8



2.2.1	MODULACIÓN QPSK.....	9
2.2.2	MODULACIÓN QAM.....	11
2.2.3	VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE QAM.....	13
2.3	FUNDAMENTOS DE OFDM.....	14
2.3.1	COMPARACIÓN ENTRE TRANSMISIONES OFDM Y SISTEMAS DE UNA SOLA PORTADORA.....	17
2.3.2	EVOLUCIÓN DE OFDM.....	20
2.3.3	ORTOGONALIDAD.....	22
2.3.4	TRANSFORMADA DE FOURIER EN TIEMPO DISCRETO.....	23
2.3.5	TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA. ....	24
2.3.6	LA TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER.....	25
2.3.7	ECUALIZACIÓN EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.....	27
2.4	GENERACIÓN, TRATAMIENTO, TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DE LA SEÑAL OFDM.....	31
2.4.1	CONVERSIÓN SERIAL A PARALELO. ....	33
2.4.2	CONVERSIÓN DEL DOMINIO DE LA FRECUENCIA AL DOMINIO DEL TIEMPO. ....	34
2.4.3	MODULACIÓN RF.....	35
2.4.4	PERIODO DE GUARDA. ....	36
2.4.5	PROTECCIÓN CONTRA EL “TIME OFFSET” .....	38
2.4.6	PROTECCIÓN CONTRA LA INTERFERENCIA INTER-SIMBOLO (ISI).....	40

2.4.7	EJEMPLO DE OFDM USANDO 4 SUBPORTADORAS.....	42
2.4.8	EFEECTO DEL RUIDO BLANCO EN EL SISTEMA OFDM.....	54
2.4.9	EFEECTO DEL CANAL MULTI-PASO EN EL SISTEMA OFDM. ..	56
2.5	ESTÁNDAR DE TELEVISIÓN DIGITAL ISDB-TB.....	57
2.5.1	DETERMINACIÓN DEL NÚMERO DE PORTADORAS NECESARIAS EN ISDB-TB.....	62
2.5.2	ORGANIZACIÓN DEL CANAL RADIOELÉCTRICO. ....	65
2.5.3	CAPAS DE TRANSMISION JERÁRQUICA .....	70
CAPÍTULO 3.....		73
3.	IMPLEMENTACIÓN DEL TRANSMISOR Y RECEPTOR.....	73
3.1	TRANSMISOR.....	78
3.1.1	MAPEADOR DE SÍMBOLOS EN BANDA BASE.....	78
3.1.2	PROCEDIMIENTO DEL MODULADOR OFDM.....	88
	IMPLEMENTACIÓN DEL MODULADOR OFDM EN LABVIEW .....	89
3.2	RECEPTOR. ....	92
3.2.1	PROCEDIMIENTO PARA LA DEMODULACIÓN OFDM.....	92
	DEMODULADOR OFDM LABVIEW .....	94
3.2.2	DEMODULACIÓN DE SÍMBOLOS 16-QAM .....	98
	PROCEDIMIENTO PARA DEMODULACIÓN 16-QAM EN LABVIEW .	101
3.2.3	ECUALIZADOR EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA FEQ .	104
	ECUALIZADOR EN LABVIEW .....	105

3.3	PRESENTACIÓN DEL MODELO SIMPLIFICADO ISDB-Tb.....	106
3.3.1	GENERADOR DE BITS PARA ISDB-Tb.....	108
3.3.2	NULLTONES ISDB-Tb Vls.....	111
	PROCEDIMIENTO LABVIEW.....	112
3.3.3	ZEROPADDING.....	116
	PROCEDIMIENTO LABVIEW.....	116
	CAPÍTULO 4.....	118
4.	ANÁLISIS Y RESULTADOS.....	118
4.1	COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA OFDM FRENTE A LA SELECTIVIDAD EN FRECUENCIA. ....	119
4.2	ANÁLISIS DEL BER VS SNR (Signal Noise Ratio) EN UN CANAL AWGN.....	123
4.3	ANÁLISIS DEL BER VS SNR (Signal Noise Ratio) EN UN CANAL MULTI-CAMINO.....	129
4.4	ANÁLISIS DE RESULTADOS PARA TRANSMISIONES CON Y SIN DESPLAZAMIENTO EN LA FRECUENCIA. ....	138
4.5	ANÁLISIS DEL BER EN UN SISTEMA OFDM EN PRESENCIA DE OFFSET.....	141
4.6	RESULTADOS DEL ESPECTRO DE UNA SEÑAL OFDM UTILIZANDO LOS PARAMETROS DEL ESTANDAR ISDB-Tb. ....	145

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	150
6. BIBLIOGRAFÍA.....	155
7. ANEXOS. ....	157

## ABREVIATURAS Y SIMBOLOGÍA

BER	Bit Error Rate.
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BW	Ancho de Banda.
CFO	Carrier Frequency Offset.
CP	Prefijo Cíclico.
DFT	Discret Fourier Transform.
FFT	Fast Fourier Transform.
FIR	Respuesta de Impulso Finito.
ICI	Inter Carrier Interference.
IDFT	Inverse Discret Fourier Transform.
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform.
ISDB	Integrated Services Digital Broadcasting.
ISI	Inter symbol Interference.
LABVIEW	Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench.
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing.
PS	Paralelo-Serie.
QAM	Quadrature Amplitud Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Radio-Frequency.

RX	Receptor.
SDR	Software Defined Radio.
SNR	Signal Noise Rate.
SP	Serial-Paralelo.
TX	Transmisor.
USRP	Universal Software Radio Peripheral.

## ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2.1 De izquierda a derecha: Panel Frontal, Diagrama de bloques .....	6
Figura 2.2 Constelación QPSK. ....	11
Figura 2.3 Constelación 16-QAM.....	14
Figura 2.4 Portadoras en esquema OFDM .....	16
Figura 2.5 Portadoras en esquema FDM .....	17
Figura 2.6 OFDM 8 sub-portadoras ortogonales.....	21
Figura 2.7 Señal OFDM en el dominio del tiempo.....	23
Figura 2.8 Diagrama de bloques Transmisor/Receptor OFDM. ....	33
Figura 2.9 Bloque IFFT .....	35
Figura 2.10 Mezclador Analógico.....	36
Figura 2.11 Mezclador Digital “Up Converter” .....	36
Figura 2.12 Inserción del Periodo de Guarda.....	38
Figura 2.13 Efecto de la Inserción del Periodo de Guarda. ....	41
Figura 2.14 Trama de bits a modular en OFDM. ....	42
Figura 2.15 Sub-portadora 1 y los bits que modula.....	45
Figura 2.16 Sub-portadora 2 y los bits que modula.....	45
Figura 2.17 Sub-portadora 3 y los bits que modula.....	46
Figura 2.18 Sub-portadora 4 y los bits que modula.....	46
Figura 2.19 Señal OFDM. ....	47
Figura 2.20 Señal OFDM generada. ....	48
Figura 2.21 Salida de la FFT O IFFT .....	51

Figura 2.22 Proceso IFFT .....	51
Figura 2.23 Procesos lineales consecutivos .....	51
Figura 2.24 Bits de entrada al procesador IFFT considerados señales frecuenciales. ....	53
Figura 2.25 Esquema general de modulación/demodulación .....	54
Figura 2.26 Banda de guarda superior e inferior de un canal.....	66
Figura 2.27 Organización del canal en segmentos. ....	68
Figura 2.28 Transmisión jerárquica en 3 capas .....	71
Figura 3.1 Diagrama de Flujo Modulador OFDM. ....	75
Figura 3.2 Diagrama de Flujo Demodulador OFDM.....	76
Figura 3.3 Diagrama de Flujo Modulador ISDB-Tb. ....	77
Figura 3.4 Constelación 16-QAM.....	79
Figura 3.5 Primer caso. ....	84
Figura 3.6 Segundo caso cuando es 0.....	85
Figura 3.7 Segundo caso cuando es 1.....	86
Figura 3.8 Tercer caso.....	87
Figura 3.9 Extracción de parámetros OFDM.....	90
Figura 3.10 Serial a paralelo y Null-tones. ....	91
Figura 3.11 Parámetros OFDM y Conversión serial-paralelo .....	96
Figura 3.12 Prefijo cíclico y FFT. ....	96
Figura 3.13 Ecuador FEQ.....	97
Figura 3.14 Finalización en etapa de Demodulación.....	98



Figura 3.15 FEQ .....	105
Figura 3.16 Bloque Serial-Paralelo. ....	107
Figura 3.17 Selección del tipo de modulación.....	110
Figura 3.18 Generación Aleatoria de bits.....	111
Figura 3.19 Descripción gráfica ISDB-Tb.....	112
Figura 3.20 Inserción del Símbolo"0" .....	114
Figura 3.21 Posiciones Null-Tones .....	115
Figura 3.22 Posiciones zero padding.....	117
Figura 4.1 Respuesta del canal, QPSK, 200KHz.....	120
Figura 4.2 Respuesta del canal, QPSK, 5MHz .....	121
Figura 4.3 Power Profile Delay, QPSK, 5MHz. ....	122
Figura 4.4 BER vs SNR, QPSK y Variación de sub-portadoras. ....	124
Figura 4.5 BER vs SNR 16-QAM y Variación de sub-portadoras. ....	125
Figura 4.6 BER vs SNR 64-QAM y Variación de sub-portadoras. ....	126
Figura 4.7 BER, 64 Portadoras y distintos esquemas de modulación. ....	127
Figura 4.8 BER, 256 Portadoras y distintos esquemas de modulación. ....	127
Figura 4.9 BER, 1024 Portadoras, distintos esquemas de modulación. ....	128
Figura 4.10 Respuesta al impulso del Canal Rayleigh. ....	129
Figura 4.11 Respuesta de Frecuencia, Canal Rayleigh. ....	129
Figura 4.12 Modulación QPSK en canal Multi-trayecto. ....	130
Figura 4.13 Modulación 16-QAM en canal Multi-trayecto.....	131
Figura 4.14 Modulación 64-QAM en canal Multi-trayecto.....	131

Figura 4.15 Respuesta del canal con multi-trayectos.....	132
Figura 4.16 Constelación Recibida. ....	133
Figura 4.17 Power Delay Profile ambiente Multi-Camino. ....	133
Figura 4.18 Deep Fading. ....	137
Figura 4.19 Respuesta del canal, Flat Fading.....	138
Figura 4.20 Respuesta del canal, Flat Fading.....	138
Figura 4.21 De izquierda a derecha: 100, 150, 200 Hz. ....	139
Figura 4.22 Diagrama de Bloques OFDM. ....	140
Figura 4.23 16-QAM 100, 150 Hz (izquierda a derecha).....	141
Figura 4.24 BER vs No, 100 Hz offset. ....	142
Figura 4.25 BER vs No, 150 Hz offset. ....	142
Figura 4.26 BER vs No, 200 Hz offset. ....	143
Figura 4.27 BER vs No, 250 Hz offset. ....	143
Figura 4.28 BER vs No, 300 Hz offset. ....	144
Figura 4.29 BER Vs SNR, 256 portadoras, aumentando el offset. ....	145
Figura 4.30 Configuración de ancho de Banda .....	146
Figura 4.31 Espectro ISDB-Tb sin re-ordenamiento.....	148
Figura 4.32 Espectro ISDB-Tb con re-ordenamiento .....	148

## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1 Conversión serie-paralelo. ....	43
Tabla 2.2 Parámetros del canal Rayleigh. ....	57
Tabla 3.1 Bits más significativos '00' ....	80
Tabla 3.2 Bits más significativos '01' ....	80
Tabla 3.3 Bits más significativos '11' ....	81
Tabla 3.4 Bits más significativos '10' ....	81
Tabla 3.5 Suma de los bits más significativos. ....	84
Tabla 3.6 Escenarios de decisión. ....	85
Tabla 3.7 Escenarios de decisión. ....	86
Tabla 3.8 Escenarios de decisión. ....	87
Tabla 3.9 Encontrando el bit más significativo. ....	99
Tabla 3.10 Segundo bit significativo. ....	100
Tabla 3.11 Tercer bit Significativo. ....	100
Tabla 3.12 Bit menos Significativo. ....	101
Tabla 3.13 Modo 1 Estándar ISDB-Tb. ....	106
Tabla 3.14 Cantidad de Bits necesarios. ....	109
Tabla 3.15 Posición de las Portadoras. ....	115
Tabla 7.1 Recomendación ITU-RM. 1225. ....	158

## INTRODUCCIÓN

El origen de OFDM se remonta a los años 60 cuando se publica la obra de R.W Chang *Sintesis of band-limited ortogonal signals for multichannel data transmission* [1]; aquí se describe el principio de transmitir mensajes simultáneamente en un canal limitado en banda sin interferencia entre canales (ICI) ni entre símbolos (ISI). Luego de esto hubo otra aportación que fue la de SB. Weinstein y P.M Elbert en 1971 [2], quienes usaron la transformada discreta de Fourier (DFT) para llevar a cabo el proceso de modulación/demodulación de la señal en banda base. EL trabajo se centró en la eliminación de interferencias entre canales y símbolos más que en mejorar los canales individuales. También se soluciona el problema de usar un banco de osciladores. Para eliminar el ISI usaron un espacio de guarda entre los símbolos y una ventana de coseno “alzado” en el dominio del tiempo. Pese a esta gran mejora aún quedaba el problema de mantener la ortogonalidad de las portadoras en el receptor.

Esta gran aportación se debe a Peled y Ruiz que en 1980, introdujeron el uso del *Prefijo Cíclico* [3]. En lugar del espacio de guarda vacío entre ellos se utilizó una extensión del símbolo OFDM para eliminar el problema de la ortogonalidad.

Todos estos aportes fueron decisivos para el desarrollo del estándar de televisión digital ISDB-Tb que aprovecha todos los beneficios de la técnica OFDM en su implementación.

## **CAPÍTULO 1**

### **PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA**

Durante décadas se ha tratado el problema del aprovechamiento eficiente del espectro y los problemas que el medio inalámbrico supone a una transmisión sobre éste. En el ámbito de la educación y la investigación nuestro país se encuentra en una etapa de desarrollo con varios mega-proyectos en este tema; y como es completamente normal los estudiantes en las universidades tienen un gran déficit en el área práctica de las telecomunicaciones; es por ello que éste proyecto es una forma de contribuir en el aprendizaje y sobretodo el entendimiento de los conceptos que deben ser correctamente aplicados en una transmisión inalámbrica sobre un canal real.

Con el uso de los SDR NI USRP se desea dejar un gran antecedente para futuras investigaciones y proyectos en la Universidad, ya que su alcance es muy grande y queremos que sea aprovechado al máximo por los estudiantes en el pregrado.

Con respecto al tema de investigación estamos determinados a demostrar todas las ventajas que la técnica OFDM ofrece y cómo esta permitió el desarrollo del estándar ISDB-T debido a la robustez frente a los efectos multicaminos en un entorno urbano en transmisiones inalámbricas, aprovechamiento eficiente del espectro, la protección contra la interferencia inter-simbólica, interferencia inter-portadora (ORTOGONALIDAD), entre otras.

## **ANTECEDENTES**

Años atrás la técnica de multiplexación OFDM ha sido usada para diversas aplicaciones pero por la falta de equipos orientados a la investigación en el área de las telecomunicaciones los proyectos quedaban muchas veces en las etapas de simulación, aunque ésta sea importante, no siempre es la más adecuada para el aprendizaje; ahora es posible averiguar los problemas que pueden aparecer en una transmisión real con la ayuda de los USRP. De una manera sencilla, a través de la configuración de una red LAN entre USRP-PC y la programación mediante el entorno de desarrollo gráfico de LabVIEW será una experiencia distinta de cómo se acostumbraban a realizar las investigaciones y simulaciones en la Universidad.



## **CAPÍTULO 2**

### **FUNDAMENTO TEÓRICO.**

La técnica de modulación OFDM surge originalmente en las décadas de los 50 y 60 pero su implementación con los elementos electrónicos de la época era muy compleja o prácticamente no viable.

En la actualidad se ha tornado común la implementación de este tipo de sistemas por el gran alcance de los elementos de estado sólido y el gran poder de procesamiento actual. Es por esto que usamos una herramienta como LabVIEW que permite implementar todos los bloques de un sistema de comunicación tales como: la sincronización, estimación del canal, modulación, ecualización, entre otros. Estos bloques están embebidos en software, los cuales rigen todo el proceso de comunicación entre los transmisores y receptores (hardware).

La parte del Hardware se implementa con el uso de los USRP (Universal Software Radio Peripheral) módulos programables (SDR) que facilitan establecer cualquier sistema de comunicación.

## **2.1 LabVIEW y SDR**

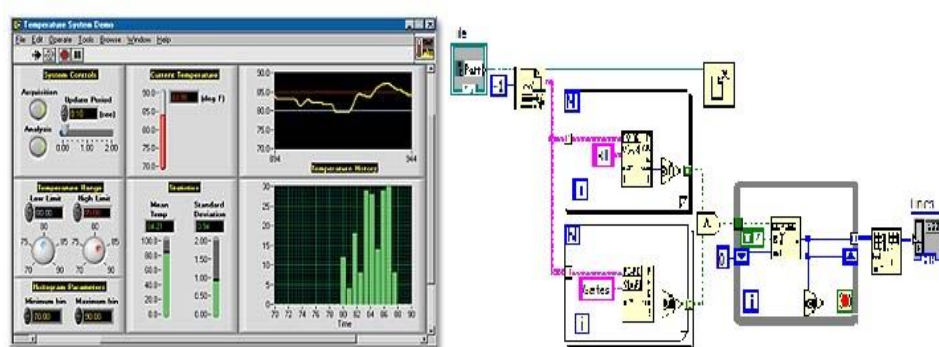
LabVIEW es un extenso entorno de desarrollo que brinda a científicos e ingenieros integración con hardware sin precedentes y amplia compatibilidad. LabVIEW inspira a resolver problemas, acelerar la productividad y da seguridad para innovar, crear y desplegar continuamente sistemas de medidas y control tanto para el sector productivo como educativo. Su interfaz gráfica permite desarrollar programas de forma intuitiva basados en diagramas de bloque de poca complejidad pero con una alta gama de aplicaciones. Para nuestro uso nos enfocamos en el procesamiento digital de señales con los bloques de la transformada rápida de Fourier y su Inversa (FFT/IFFT). [4]

### **2.1.1 PANEL FRONTAL Y DIAGRAMA DE BLOQUES.**

LabVIEW es una herramienta gráfica de programación basado en bloques por lo que es indispensable tener una interfaz para poder interactuar con el usuario. Consta de dos partes: la ventana de PANEL FRONTAL y la de DIAGRAMA DE BLOQUES. El Panel Frontal es la interfaz, la utilizamos para interactuar cuando el

programa se está ejecutando y los usuarios puedan observar los datos actualizados en tiempo real. [5]

En el Diagrama de Bloques se define la funcionalidad del programa de forma gráfica, aquí se colocan íconos que realizan una determinada función y se interconectan entre sí. (Código que controla el programa).



**Figura 2.1 De izquierda a derecha: Panel Frontal, Diagrama de bloques**

### 2.1.2 USRP Y SDR.

Universal Software Radio Peripheral (USRP) es un radio flexible y rentable que transforma una PC estándar en una plataforma de generación de prototipos inalámbrica. Combinado con el software NI LabVIEW, los transceptores NI USRP ofrecen una plataforma potente

para generar rápidamente prototipos de sistemas inalámbricos de Radio Frecuencia (RF).

Los USRP ofrecen un nuevo enfoque para la educación, la cual tradicionalmente se limitó a la conceptualización matemática. Con los USRP y la plataforma LabVIEW, es posible obtener experiencia práctica explorando los sistemas de comunicaciones.

El SDR es una tecnología emergente dentro de la industria inalámbrica que tiene gran potencial para ser utilizado en una amplia gama de usos. En términos de requisitos de comunicación presenta soluciones baratas para los diversos sectores como militar, civil y comercial. Los dispositivos de equipo y de red del SDR pueden ser controlados usando la programación dinámica de su software, y puede ser reconfigurados y actualizados para mejorar sus características, protocolos, seguridad, funcionamiento y servicios. Los SDR presentan ventaja al hardware de radio convencional, puesto que los sistemas de radio tradicionales pueden proporcionar solamente parámetros fijos.

En un SDR, el mismo hardware puede ser utilizado para realizar diferentes funciones en diferentes momentos. Ofrece a éste una

arquitectura flexible que permite cambiar la naturaleza del radio en tiempo real. En un radio convencional, todas las funciones de procesamiento de señales, tales como transposición de frecuencia, filtrado, demodulación, etc., se realiza en hardware y por lo tanto no se pueda cambiar sin alterar el diseño del mismo. Mientras que este método ha resultado ser práctico para un rango muy grande de aplicaciones, existen casos en que la habilidad para alterar la funcionalidad del radio en tiempo real es altamente deseable. Interoperabilidad con sistemas existentes heredados, habilidad para operar con los diferentes estándares de las regiones, son algunos ejemplos de cuando se desea un sistema reconfigurable.

## **2.2 ESQUEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL.**

Los datos digitales en un enlace OFDM son transferidos usando un esquema de modulación digital en cada una de las sub-portadoras. Un esquema de modulación es una asignación de palabras de datos en una constelación real (fase) e imaginaria (cuadratura); también llamada constelación IQ. Por ejemplo la modulación 256-QAM (Quadrature Amplitud Modulation) tiene 256 puntos IQ en la constelación, construida en un cuadro de 16 columnas uniformemente espaciadas en el eje real y 16 filas en el eje imaginario. El número de bits que pueden ser transferidos en un símbolo corresponde a  $\log_2 M$ , donde M es el

número de puntos en una constelación, así 256-QAM trasfiere 8 bits por símbolo. Cada dato es asignado a una única posición en la constelación. El vector complejo resultante  $I + j \cdot Q$ , corresponde a una amplitud de  $\sqrt{I^2 + Q^2}$  y una fase de  $\Phi(I + j \cdot Q)$  donde  $j = \sqrt{-1}$ .

Incrementando el número de puntos en una constelación no se cambia el ancho de banda de la transmisión, pero usando un esquema de modulación con un gran número de puntos en la constelación, permite mejorar la eficiencia espectral. Por ejemplo 256-QAM tiene una eficiencia espectral de 8b/s/Hz, comparado con solo 1b/s/Hz de BPSK.

Sin embargo, un gran número de puntos en la constelación será difícil de resolver en el receptor. Debido a que el espaciamiento entre símbolos estará reducido, solo hará falta una pequeña cantidad de ruido para que éste cause errores en la transmisión. [6]

### 2.2.1 MODULACIÓN QPSK.

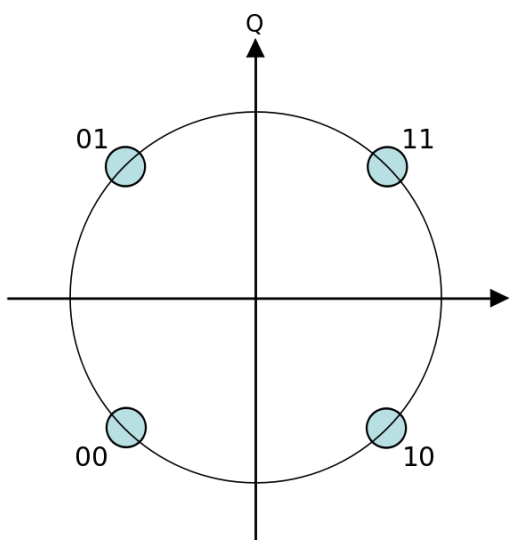
La transmisión por desplazamiento de fase cuaternaria (QPSK) o, en cuadratura PSK, como a veces se le llama, es otra forma de modulación angular de amplitud constante. La QPSK es una técnica de codificación M-ario, en donde  $M=4$ . Con QPSK son posibles cuatro

fases de salida, para una sola frecuencia de la portadora. Debido a que hay cuatro fases de salida diferentes, tiene que haber cuatro condiciones de entrada diferentes. Como la entrada digital a un modulador de QPSK es una señal binaria (base 2), para producir cuatro condiciones diferentes de entrada, se necesita más de un solo bit de entrada. Con 2 bits, hay cuatro posibles condiciones: 00, 01, 10 y 11. En consecuencia, con QPSK, los datos de entrada binarios se combinan en grupos de 2 bits llamados dibits. Cada código dibit genera una de las cuatro fases de entrada posibles. Por tanto, para cada dibit de 2 bits introducidos al modulador, ocurre un solo cambio de salida.

El análisis matemático muestra que un sistema QPSK puede usarse tanto para duplicar la tasa de datos, en comparación con BPSK mientras se mantiene el ancho de banda de la señal o para mantener la tasas de datos de BPSK sin dividir a la mitad el ancho de banda. En este último caso, la tasa de errores de bit (BER) es exactamente igual para ambas modulaciones, lo que puede originar confusiones al describirlas y considerarlas. [7]

Respecto a un ancho de banda predeterminado, la ventaja de QPSK sobre BPSK está que con el primero se transmite el doble de la

velocidad de datos en un ancho de banda determinado en comparación con BPSK, usando la misma tasa de error. Como contraparte, los transmisores y receptores QPSK son más complicados que los de BPSK, aunque con las modernas tecnologías electrónicas, el costo es muy moderado.



**Figura 2.2 Constelación QPSK.**

### 2.2.2 MODULACIÓN QAM

La Modulación de Amplitud en Cuadratura o QAM es una modulación digital en la que el mensaje está contenido tanto en la amplitud como en la fase de la señal transmitida. Se basa en la transmisión de dos mensajes independientes por un único camino. Esto se consigue modulando una misma portadora, desfasada  $90^\circ$  entre uno y otro



mensaje. Esto supone la formación de dos canales ortogonales en el mismo ancho de banda, con lo cual se mejora la eficiencia de ancho de banda que se consigue con esta modulación.

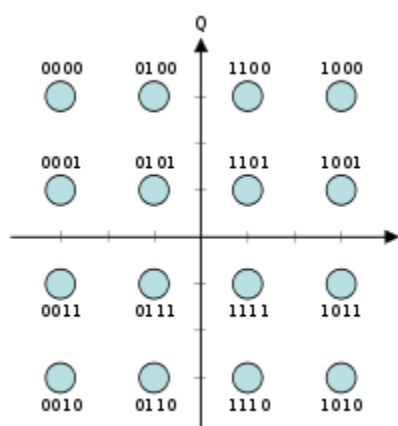
Cuando es usada para transmisiones digitales en comunicaciones de radio sus características permiten tener tasas de datos mayores que ordinarios esquemas de modulación en amplitud y fase. Al igual que en los sistemas de modulación por desplazamiento de fase el número de símbolos que hay en la constelación lo indica la descripción del formato de modulación, por ejemplo, 16-QAM utiliza una constelación con 16 símbolos.

Los símbolos en QAM están dispuestos en una rejilla cuadrada con un espaciamiento igual horizontal y vertical y esto da como resultado que las formas más comunes de utilizar QAM sea con un número de puntos igual a una potencia de 2; es decir 2, 4, 8, 16, etc. Mediante el uso de formatos de modulación de orden superior se podrá transmitir más bits por símbolos. Sin embargo los símbolos estarán más cerca los unos de los otros lo que hará al sistema más susceptible al ruido y a la Interferencia Inter-Simbólica.

### 2.2.3 VENTAJAS Y DESVENTAJAS DE QAM

Aunque QAM parece aumentar la eficacia de la transmisión para sistemas de comunicaciones de radio mediante la utilización tanto de la amplitud y las variaciones de fase, tiene también algunos inconvenientes. El primero es que es más susceptible al ruido porque los símbolos están más cerca como se había mencionado anteriormente solo se necesitara un ligero nivel de ruido para desplazar la señal a una región de decisión diferente. Los receptores que usan esquemas en frecuencia o en fase son capaces de eliminar afecciones en la amplitud, este no es el caso de QAM por su dependencia de la información en la amplitud como en fase.

La segunda limitación también se asocia con el componente de la amplitud de la señal. Cuando una señal modulada en frecuencia o fase es amplificada en un transmisor de radio, no hay necesidad de usar amplificadores lineales, pero usando QAM que contiene una componente en amplitud, la linealidad debe mantenerse. Desafortunadamente los amplificadores lineales son menos eficientes y consumen mucha energía lo que hace a QAM menos atractiva en soluciones móviles. [8]



**Figura 2.3 Constelación 16-QAM**

### 2.3 FUNDAMENTOS DE OFDM.

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) es muy similar a la conocida y muy usada técnica FDM (Frequency Division Multiplexing). OFDM usa los principios de FDM para permitir que múltiples mensajes sean enviados sobre un único canal de radio. Sin embargo lo realiza de una manera mucho más controlada, permitiendo una mejora en la eficiencia espectral.

Un simple ejemplo de FDM es el uso de diferentes frecuencias para cada una de las estaciones de radio FM (frecuencia modulada). Todas las estaciones transmiten al mismo tiempo pero no interfieren la una con la otra debido a que cada una transmite con diferentes portadoras.

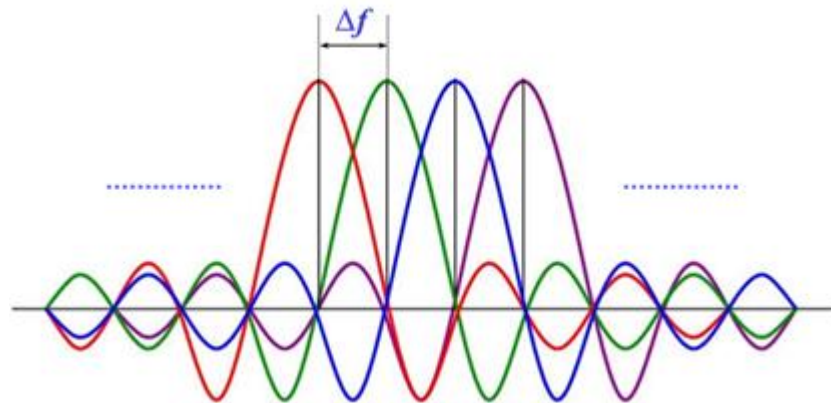
Adicionalmente cada portadora está separada lo suficiente para que no haya un solapamiento de estas en el dominio de la frecuencia.

OFDM es diferente a FDM en muchos aspectos. Si bien en OFDM se transmiten varias portadoras como en FDM estas no están separadas la una de la otra; más bien intencionalmente se encuentran solapadas para mejorar la eficiencia espectral. Todas las sub-portadoras dentro la señal OFDM están sincronizadas en tiempo y frecuencia permitiendo que la interferencia entre portadoras esté cuidadosamente controlada. El hecho de que las sub-portadoras se encuentren traslapadas no causa Interferencia inter-portadora (ICI) debido a la modulación de naturaleza ortogonal. Típicamente en FDM las señales deben de tener una gran banda de guarda entre canales para prevenir interferencia. Esto reduce la eficiencia espectral global. Sin embargo el empaquetamiento ortogonal de las sub-portadoras en OFDM reduce esta banda de guarda, mejorando así la eficiencia espectral.

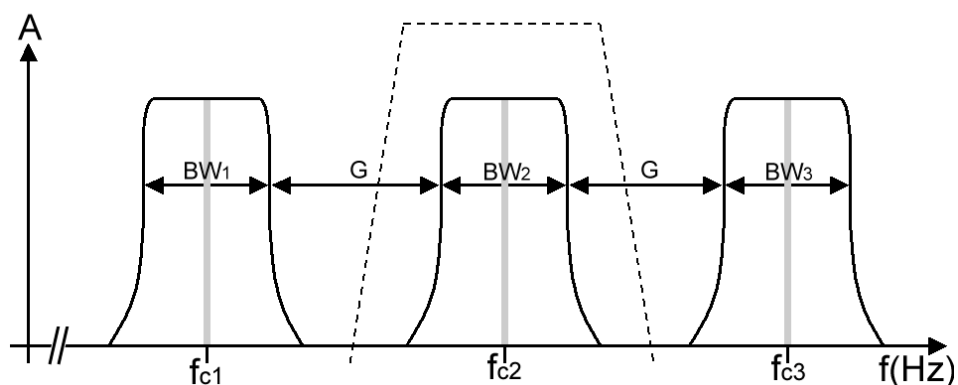
En una sola transmisión OFDM todas las sub-portadoras son sincronizadas, restringiendo la transmisión a un esquema de modulación digital. OFDM está basado en símbolos, y puede ser pensado como un gran número de portadoras de bajo "bit rate" transmitidas en paralelo. Todas estas portadoras transmitiendo al

unísono y sincronizadas en tiempo y frecuencia forman un solo bloque en el espectro. Esto es para asegurar que la naturaleza ortogonal de la estructura se mantenga. [9]

En la Figura 2.4 y Figura 2.5 se pueden observar la diferencia principal entre los 2 esquemas que es el uso eficiente del espectro.



**Figura 2.4 Portadoras en esquema OFDM**



**Figura 2.5 Portadoras en esquema FDM**

### 2.3.1 COMPARACIÓN ENTRE TRANSMISIONES OFDM Y SISTEMAS DE UNA SOLA PORTADORA.

EL *bit error rate* (BER) de un sistema OFDM es dependiente de muchos factores, tales como el esquema de modulación usado, la cantidad de multi-caminos, y el nivel de ruido en la señal. Sin embargo si observamos el desempeño de OFDM con solo un canal AWGN tenemos que este desempeño es exactamente el mismo que el de una transmisión de una sola portadora con el mismo esquema de modulación.

Si nos fijamos en una sola sub-portadora OFDM (dado que las sub-portadoras son ortogonales entre ellas, esto no afecta el rendimiento en ninguna forma) entonces es exactamente lo mismo que la

transmisión de una sola portadora modulada en cuadratura sin un filtrado pasa-banda. La amplitud y fase transmitida permanece constante durante el periodo del símbolo y es *configurado* basado en el esquema de modulación y los datos transmitidos. Este vector transmitido es luego actualizado en el principio de cada símbolo. Esto resulta en una respuesta de frecuencia de la forma *sinc*, que es la respuesta requerida para OFDM.

El receptor óptimo para una transmisión de una sola portadora es un receptor coherente de acoplamiento, el cual puede ser implementado con la mezcla de la señal DC con un "IQ MIXER". Esto resulta en una salida en fase y cuadratura (IQ) que describe la amplitud y fase de la portadora modulada recibida. La amplitud y fase de la señal transmitida es constante sobre el periodo de símbolo, y por lo que el método óptimo para remover el máximo ruido de la señal es usar un filtro *integrate-and-dump*. Este filtro promedia el vector IQ recibido sobre el símbolo entero, luego realiza la demodulación IQ en el promedio. [10]

La demodulación de una señal OFDM es realizada de la misma manera exactamente. En el receptor una FFT es usada para estimar la amplitud y fase de cada sub-portadora. La operación de FFT es

equivalente a mezclar en IQ cada una de las portadoras a DC y luego aplicar un *integrate-and-dump* sobre el número de muestras de la FFT. De aquí podemos ver que la FFT realiza la misma operación que un filtro de acoplamiento en la transmisión de una sola portadora, excepto que ahora es para un banco de sub-portadoras.

De aquí podemos concluir que en un canal AWGN, OFDM tendrá el mismo rendimiento que una transmisión de una portadora sin banda limitada.

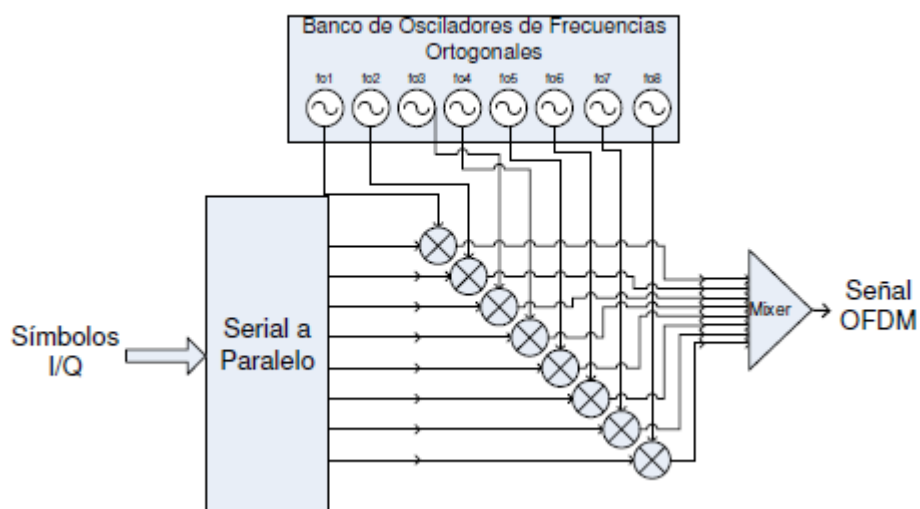
Sin embargo, la mayoría de los ambientes de propagación sufren de los efectos del multi-camino. Para un ancho de banda de transmisión fijo, la tasa de símbolo para una transmisión de una sola portadora es muy alto, mientras tanto que para una señal OFDM es  $N$  veces más bajo, donde  $N$  es el número de sub-portadoras usadas. Esta baja tasa de símbolo resulta en una reducción de la ISI. En adición a esta reducción de ISI, los sistemas OFDM pueden usar un periodo de guarda al inicio de cada símbolo OFDM. Este periodo de guarda remueve cualquier ISI más pequeña que su longitud; y si es lo suficientemente largo podría remover la ISI en su totalidad. [11]



La propagación multi-camino produce también el desvanecimiento selectivo en frecuencia (*frequency selective fading*); esto afecta a determinadas sub-portadoras individuales. La mayoría de los sistemas OFDM usan *Forward Error Correction* (FEC) para compensar a las sub-portadoras que sufren severos desvanecimientos.

### **2.3.2 EVOLUCIÓN DE OFDM.**

Diversos métodos para FDM han sido ampliamente utilizados para canales selectivos en frecuencia, tal como lo sería un canal con multi-trayectoria. El problema constante que había presentado este tipo de multiplexación es la prevención del traslape entre sub-portadoras, lo que exige la colocación de una región de espectro de separación entre ellas, la cual debía ser igual a lo que permitieran la precisión de los filtros en el receptor. La separación y posterior discriminación entre sub-portadoras no supone tampoco un eficiente aprovechamiento del ancho de banda. Es entonces que eventualmente se propone OFDM, pues emplea tonos ortogonales para modular las señales. De este modo los tonos están espaciados a intervalos de frecuencia iguales a la tasa de símbolos y a la que es capaz de separar el receptor.



**Figura 2.6 OFDM 8 sub-portadoras ortogonales.**

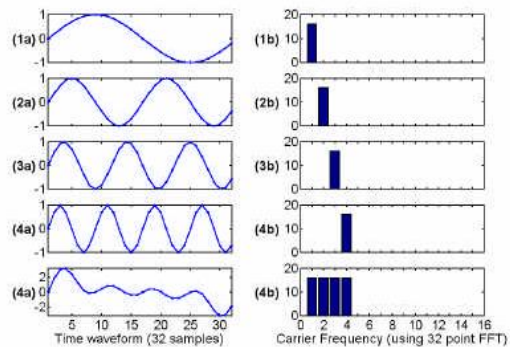
En la Figura 2.6 se observa un esquema de lo que sería una implementación de OFDM con apenas 8 frecuencias ortogonales, realizada totalmente en la etapa de radiofrecuencia (RF). Se observa la dependencia del sistema de la precisión de cada oscilador y demás elementos que pueden introducir espurias como *mixers* y divisores, además debemos contar con las no linealidades de filtros y amplificadores que suponen una demodulación coherente en el receptor. Si tomamos en cuenta que normalmente se requerirían muchas más sub-portadoras, es fácil presumir la complejidad y costos prohibitivos en que incurriría este tipo de dispositivo. A pesar de estas limitantes este concepto fue introducido ya en los años 60 para usarse en radios militares de alta frecuencia.

### 2.3.3 ORTOGONALIDAD.

Las señales son ortogonales si estas son mutuamente independientes entre sí. La ortogonalidad es la propiedad que permite que múltiples señales de información sean transmitidas sobre un canal común y detectadas sin interferencia. La pérdida de ortogonalidad da como resultado degradación en la comunicación debido al deterioro de las señales. Algunos esquemas de multiplexación son naturalmente ortogonales como es el caso de la Multiplexación por división de tiempo (TDM) en donde se asigna un "slot" de tiempo a la señal de información que se desea transmitir permitiendo así que en ese momento de tiempo solo una sea la fuente de información. En el dominio de la frecuencia las portadoras en una señal OFDM están espaciadas tan cerca como es teóricamente posible mientras se mantenga la ortogonalidad entre ellas.

OFDM logra la ortogonalidad en el dominio de la frecuencia colocando cada una de las señales de información dentro de las diferentes sub-portadoras. [12] La frecuencia de banda base de cada sub-portadora es escogida para ser un entero múltiple del inverso de la tasa de símbolo "symbol rate" resultando en que todas las portadoras tengan un número entero de ciclos por símbolo. Como consecuencia de esto

las portadoras son ortogonales entre sí. La Figura 2.7 muestra la construcción de una señal OFDM en el dominio del tiempo.



**Figura 2.7 Señal OFDM en el dominio del tiempo**

### 2.3.4 TRANSFORMADA DE FOURIER EN TIEMPO DISCRETO.

La transformada de Fourier en tiempo discreto (DTFT) es una de las formas específicas del análisis de Fourier. Como tal, ésta toma una función y la transforma en otra la cual es llamada la “*representación en el dominio de la frecuencia*”, o simplemente “DTFT” de la función original. La DTFT requiere como entrada una función discreta la cual es normalmente creada por un muestreo digital.

**DEFINICIÓN.**

$$X_{2\pi\omega} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n]e^{-i\omega n} \quad (2.1)$$

**2.3.5 TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA.**

A diferencia de la DTFT esta transformación únicamente evalúa suficientes componentes frecuenciales para reconstruir el segmento finito que se analiza. Utilizar la DFT implica que el segmento que se analiza es un único período de una señal periódica que se extiende de forma infinita; si esto no se cumple, se debe utilizar una ventana para reducir los espurios del espectro. Por la misma razón, la DFT inversa (IDFT) no puede reproducir el dominio del tiempo completo, a no ser que la entrada sea periódica indefinidamente. Por estas razones, se dice que la DFT es una transformada de Fourier para análisis de señales de tiempo discreto y dominio finito. La entrada de la DFT es una secuencia finita de números reales o complejos, de modo que es ideal para procesar información almacenada en soportes digitales. En particular, la DFT se utiliza comúnmente en procesamiento digital de señales y otros campos relacionados dedicados a analizar las frecuencias que contiene una señal muestreada. Un factor muy importante para este tipo de aplicaciones es que la DFT puede ser

calculada de forma eficiente en la práctica utilizando el algoritmo de la transformada rápida de Fourier o FFT (Fast Fourier Transform). [13]

### DEFINICIONES.

La secuencia de  $N$  números complejos  $x_0, x_1, \dots, x_{N-1}$  se transforma en la secuencia de  $N$  números complejos  $X_0, X_1, \dots, X_{N-1}$  mediante la DFT con la fórmula:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-\frac{2\pi i}{N}kn} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.2)$$

La transformada inversa de Fourier discreta viene dada por:

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{\frac{2\pi i}{N}kn} \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.3)$$

### 2.3.6 LA TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER.

La transformada rápida de Fourier (FFT) es un algoritmo de la transformada de Fourier discreta el cual reduce el número de cálculos necesarios desde un valor de  $N$  a  $2N \log_2 N$ . Si la función a ser

transformada no está armónicamente relacionada a la frecuencia de muestreo, la respuesta de una FFT toma forma de una función sinc.

El algoritmo pone algunas limitaciones en la señal y en el espectro resultante. Por ejemplo: la señal de la que se tomaron muestras y que se va a transformar debe consistir de un número de muestras igual a una potencia de dos. La mayoría de los analizadores FFT permiten la transformación de 512, 1024, 2048 o 4096 muestras. El rango de frecuencias cubierto por el análisis FFT depende de la cantidad de muestras recogidas y de la proporción de muestreo.

### **DEFINICIÓN.**

Sean  $x_0, x_1, \dots, x_{N-1}$  números complejos. La transformada discreta de Fourier (DFT, por sus siglas en inglés) se define como:

$$f_j = \sum_{k=0}^{N-1} x_k e^{-\frac{2\pi i}{n}kj} \quad j = 0, 1, 2, \dots, n-1 \quad (2.4)$$

Dado que la transformada discreta de Fourier inversa es análoga a la transformada discreta de Fourier, con distinto signo en el exponente y un factor  $1/N$ , cualquier algoritmo FFT puede ser fácilmente adaptado

para el cálculo de la transformada inversa. Por lo general, tenemos que:

$$x[n] = IDFT\{X[k]\} = \frac{1}{N}(DFT\{X^*[k]\})^* \quad (2.5)$$

### 2.3.7 ECUALIZACIÓN EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA.

El canal inalámbrico  $h[l]$  discreto es una forma matemática de representar la respuesta en frecuencia del canal y de como el medio de propagación afecta la señal transmitida.

Las imperfecciones que producen son variadas pero la más perjudicial y la que más se busca corregir es el hecho de los coeficientes del canal  $h[l]$  crean interferencia inter-símbolo (ISI). La solución que se busca es aumentar una etapa que se llama ecualización lineal. Los coeficientes del canal  $h[l]$  son desconocidos en el receptor, por lo tanto se debe hacer un proceso de estimación del canal y luego usarlo para el proceso de ecualización de la frecuencia.

Los pasos de estimación y ecualización benefician haciendo algunas asunciones adicionales acerca del canal de propagación. Es razonable



asumir que el canal es causal y FIR (respuesta de impulso finito). Es causal porque, naturalmente, el canal de propagación no puede predecir el futuro. Y es FIR porque no existen ambientes perfectamente reflectantes, y la energía de la señal decae como una función de la distancia entre el transmisor y el receptor. Esencialmente cada vez que hay una reflexión solo es reflejada una parte de la energía de la señal, es decir, existen pérdidas. Adicionalmente como la señal está propagándose, ésta pierde energía por la dispersión en el ambiente.

La estimación del canal nos provee la información necesaria para saber cómo el canal va a afectar nuestra señal en frecuencias distintas y como OFDM permite asumir que cada portadora está afectada por un “flat channel” podremos realizar una ecualización lineal y simplemente dividir nuestra señal recibida en receptor por un conjunto de coeficientes que representan la respuesta del canal. [14]

Con la inserción del prefijo cíclico la secuencia de salida en el transmisor queda expresada como la ecuación (2.6):

$$w[n] = \frac{1}{N} S[m] e^{j2\pi \frac{m(n-L_c)}{N}} \quad n = 0, \dots, N + L_c - 1 \quad (2.6)$$

En la recepción la señal recibida después del filtro de acoplamiento, *symbol timing*, sincronización y *downsampling* esta expresada en la ecuación (2.7)

$$y[n] = \sum_{l=0}^L h[l] w[n-l] + v[n] \quad (2.7)$$

El receptor descarta las primeros  $L_c$  muestras para formar la ecuación (2.8) y obviando el ruido.

$$\bar{y}[n] = y[n + L_c] \quad (2.8)$$

$$\bar{y}[n] = \sum_{l=0}^L h[l] w[n + L_c - l] \quad n = 0, \dots, N - 1$$

$$\bar{y}[n] = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^L h[l] \sum_{m=0}^{N-1} s[m] e^{j2\pi \frac{m(n+L_c-L_c-1)}{N}}$$

$$\bar{y}[n] = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L} h[l] \sum_{m=0}^{N-1} s[m] e^{j2\pi \frac{mn}{N}} e^{-j2\pi \frac{ml}{N}}$$

$$\bar{y}[n] = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \left( \sum_{l=0}^{L} h[l] e^{-j2\pi \frac{ml}{N}} \right) s[m] e^{j2\pi \frac{mn}{N}} \quad (2.9)$$

El receptor toma la DFT de las muestras.

$$\bar{Y}[k] = DFT[\bar{y}[n]]$$

$$\bar{Y}[k] = \sum_{n=0}^{N-1} \bar{y}[n] e^{-j\frac{2\pi kn}{N}}$$

$$\bar{Y}[k] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} \left( \sum_{l=0}^{L} h[l] e^{-j2\pi \frac{ml}{N}} \right) s[m] e^{j2\pi \frac{mn}{N}} e^{-j2\pi \frac{kn}{N}}$$

$$\begin{aligned} \bar{Y}[k] &= \sum_{m=0}^{N-1} \left( \sum_{l=0}^{L} h[l] e^{-j\frac{2\pi ml}{N}} \right) s[m] e^{j\frac{2\pi n(m-k)}{N}} ; \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi n(m-k)}{N}} \\ &= N\delta[m - k] \end{aligned}$$

$$\bar{Y}[k] = \left( \sum_{n=0}^{N-1} h[l] e^{-j \frac{2\pi ml}{N}} \right) s[k]$$

$$\bar{Y}[k] = H[k]s[k]$$

Así la ecualización en frecuencia solo bastará haciendo la división de  $Y[K]$  con  $H[K]$ ; ecuación (2.10)

$$s[k] = \frac{Y[K]}{H[K]} \quad (2.10)$$

## 2.4 GENERACIÓN, TRATAMIENTO, TRANSMISIÓN Y RECEPCIÓN DE LA SEÑAL OFDM.

Las señales OFDM son generadas digitalmente debido a la dificultad de crear grandes bancos de osciladores de enganche de fase y receptores en el dominio analógico. En la Figura 2.8 se muestra el diagrama de bloques de un transmisor OFDM típico. La sección del transmisor convierte los datos digitales a ser transmitidos, en un mapeo de subportadoras de amplitud y fase.

Luego se transforma esta representación espectral de datos a el dominio del tiempo usando la transformada discreta inversa de Fourier (IDFT). La transformada rápida de Fourier inversa realiza la misma operación que la IDFT, excepto que esta es mucho más eficiente computacionalmente como se introdujo, y por eso es usada en todos los sistemas prácticos. [15]

El receptor realiza la operación inversa del transmisor, mezclando la señal RF a una señal de banda base para su proceso. Luego se usa la transformada de Fourier (FFT) para analizar la señal en el dominio de la frecuencia. La amplitud y fase de las sub-portadoras es luego elegida y convertida de regreso en los datos digitales.

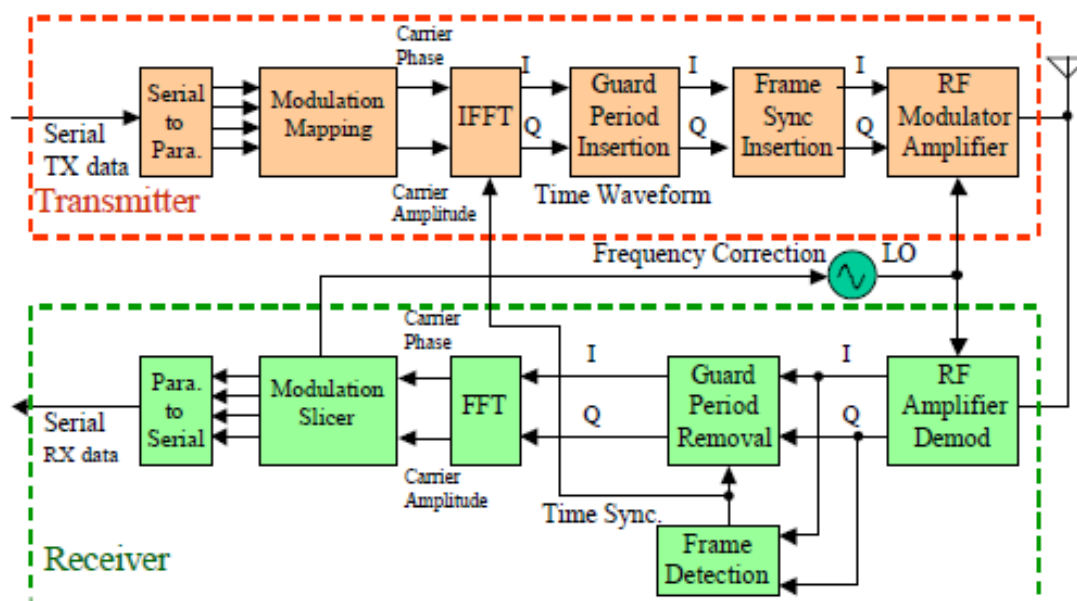


Figura 2.8 Diagrama de bloques Transmisor/Receptor OFDM.

#### 2.4.1 CONVERSIÓN SERIAL A PARALELO.

La información a ser transmitida está típicamente en forma de una corriente de datos seriales "stream". En OFDM cada símbolo transmite de 40 a 4000 bits, y por eso una etapa de conversión de serie a paralelo es necesaria y así convertir la entrada serial a la información que va a ser transmitida en cada símbolo OFDM. Los datos alojados en cada símbolo dependen del esquema de modulación utilizado y el número de sub-portadoras.

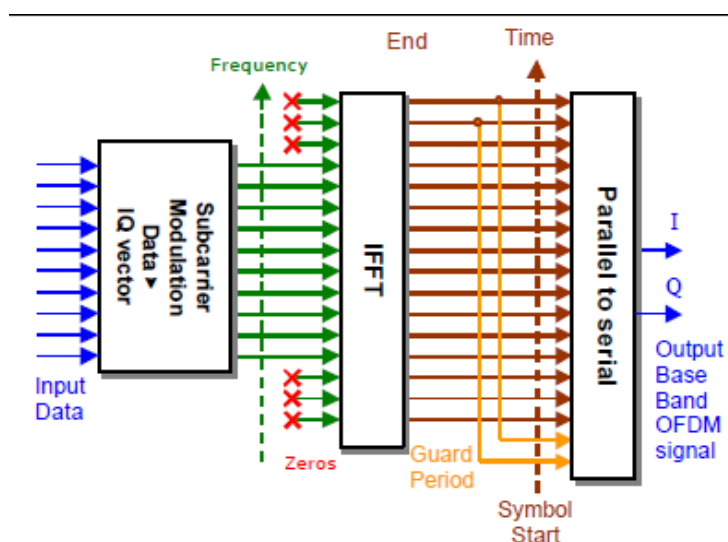
Cuando una transmisión OFDM ocurre en un ambiente multi-camino, el desvanecimiento selectivo en frecuencia puede dar a lugar a la atenuación de grupos de sub-portadoras y producir errores en los bits. Estos valores nulos en la respuesta de frecuencia del canal producen que la información enviada en la vecindad de las sub-portadoras sea destruida, resultando en la agrupación de errores de bits “bits error” en cada símbolo.

#### **2.4.2 CONVERSIÓN DEL DOMINIO DE LA FRECUENCIA AL DOMINIO DEL TIEMPO.**

Un bloque IFFT es usado para convertir esta señal al dominio del tiempo, permitiendo que pueda ser transmitida. La Figura 2.9 muestra un bloque IFFT del transmisor OFDM. Antes de hacer el cambio de dominio cada una de las muestras discretas de la IFFT corresponde a una sub-portadora.

La mayoría de las sub-portadoras son moduladas con información. Pero existen portadoras que no son moduladas y “seteadas” a una amplitud cero; este tipo de portadoras se las conoce como “NULL TONES”. Estos “NULL TONES” proveen una banda de guarda en frecuencia y actúan eficazmente como una interpolación de la señal y

permite una atenuación progresiva en los filtros de reconstrucción anti-“aliasing”.



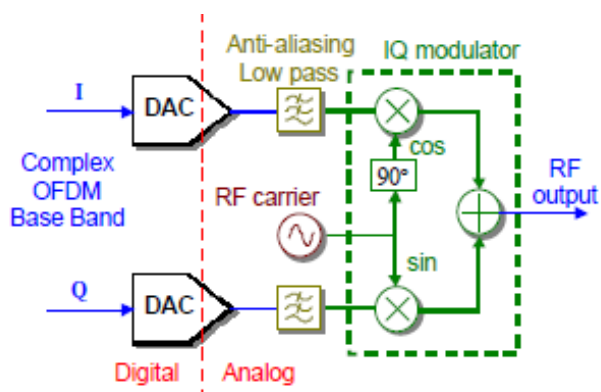
**Figura 2.9 Bloque IFFT**

### 2.4.3 MODULACIÓN RF.

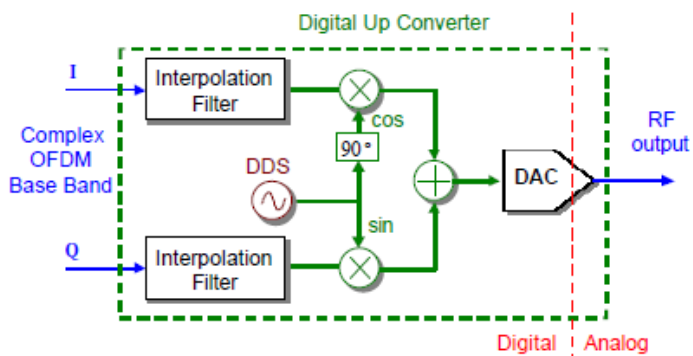
La salida del modulador OFDM genera una señal de banda base, la cual debe ser mezclada a una frecuencia requerida para la transmisión. Esto puede ser implementado usando técnicas analógicas como la mostrada en la Figura 2.10 o usando “Digital Up Converter” como el mostrado en la Figura 2.11. Ambas técnicas realizan la misma operación, sin embargo el rendimiento de la modulación digital tenderá a ser más efectivo debido a una mejor



adaptación entre el procesamiento de los canales I y Q, y la efectividad de fase del modulador digital IQ.



**Figura 2.10 Mezclador Analógico.**



**Figura 2.11 Mezclador Digital "Up Converter"**

#### 2.4.4 PERIODO DE GUARDA.

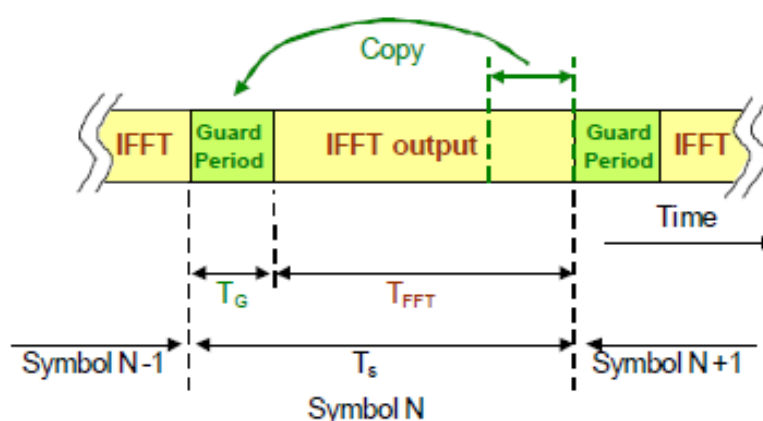
Para un ancho de banda de un sistema dado la tasa de símbolo de una señal OFDM es mucho más baja que un esquema de transmisión

de una portadora. Por ejemplo para una modulación BPSK de una sola portadora, la tasa de símbolo corresponde a la tasa de bits de la transmisión. Sin embargo para un sistema OFDM el ancho de banda es dividido en  $N$  sub-portadoras, resultando en una tasa de símbolo  $N$  veces menor que en la transmisión de una portadora. Esta baja tasa hace que OFDM naturalmente resista los efectos de la Interferencia Inter-Símbolo (ISI) causada por los varios caminos de propagación.

La propagación multi-camino es causada por la señal de radio reflejada por objetos en el ambiente de la propagación, tales como paredes, edificios, montañas, etc. Estas múltiples señales llegan al transmisor en diferentes tiempos debido que se recorrieron distintas distancias. Esto extiende los límites de los símbolos causando una fuga de energía entre ellos. [16]

El efecto de la ISI en una señal OFDM puede mejorar aún más por la adición de un periodo de guarda en el inicio de cada símbolo. Este periodo de guarda es una copia cíclica que extiende la longitud de la onda del símbolo. Cada sub-portadora en la sección de información del símbolo tiene un número entero de ciclos. Debido a esto, colocar copias de los símbolos al inicio da como resultado una señal continua, sin discontinuidades en las uniones. Por lo tanto copiando el final de

un símbolo y añadiendo esto al inicio da como resultado un tiempo de símbolo más largo. La Figura 2.12 muestra la inserción del periodo de guarda.



**Figura 2.12 Inserción del Periodo de Guarda.**

La longitud total del símbolo es  $T_s = T_G + T_{fft}$  donde  $T_s$  es la longitud total del símbolo en muestras,  $T_G$  es la longitud del periodo de guarda y  $T_{fft}$  es el tamaño de la IFFT usada para generar la señal OFDM.

#### 2.4.5 PROTECCIÓN CONTRA EL “TIME OFFSET”

Para decodificar una señal OFDM el receptor tiene que tomar la FFT de cada símbolo recibido, para calcular la amplitud y fase de las subportadoras. Para un sistema OFDM que tiene en el transmisor y receptor el mismo “sample rate” se debe usar el mismo tamaño de la

FFT y así mantener la ortogonalidad de las sub-portadoras. Cada símbolo recibido tiene  $N + L_c$  muestras donde  $N$  es el tamaño de la FFT y  $L_c$  es el tamaño del prefijo cíclico. El receptor solo necesita  $N$  muestras del símbolo recibido para decodificar la señal. El restante  $L_c$  son símbolos redundantes y no son necesarios. Para un canal ideal sin retraso de propagación (delay spread) el receptor puede escoger cualquier "TIME OFFSET", hasta la longitud del periodo de guarda, y aun así obtener el número de muestras correctas.

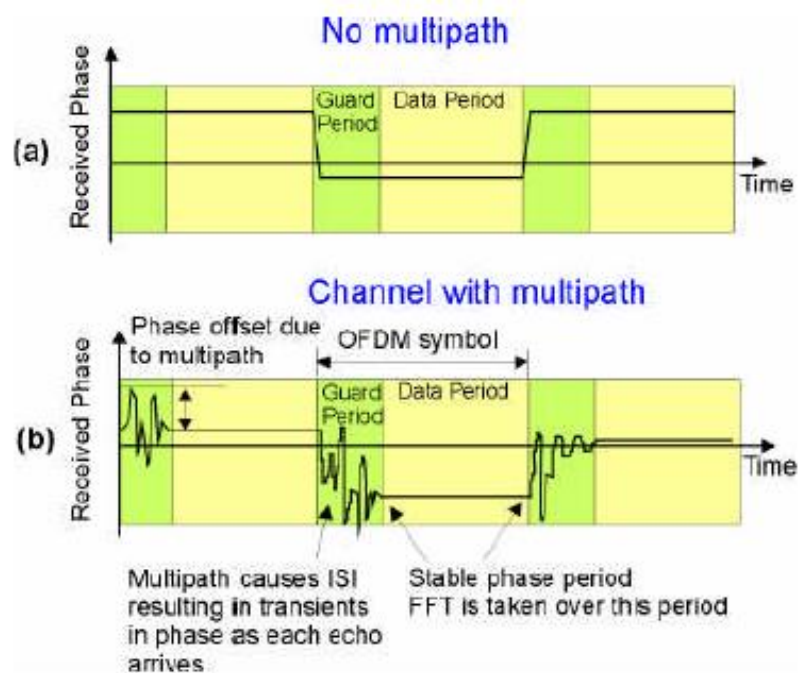
Debido a la naturaleza cíclica del periodo de guarda cambiando el time offset simplemente resulta en una rotación de la fase de todas las sub-portadoras en la señal. La cantidad de la rotación en fase es proporcional a la frecuencia de la sub-portadora. Siempre que el tiempo desplazamiento se mantenga constante de símbolo a símbolo, la rotación de fase debido al "time offset" se puede remover como parte de la ecualización de canal. En entornos de trayectos múltiples la ISI reduce la longitud efectiva del periodo de guarda que conduce a una correspondiente reducción del "time offset error".

El movimiento relativo entre el transmisor y el receptor dan como resultado el frequency offset que causa una rotación en la señal recibida lo que afecta en términos de ISI y bit error rate. [17]

## 2.4.6 PROTECCIÓN CONTRA LA INTERFERENCIA INTER-SIMBOLO (ISI)

En una señal OFDM la amplitud y fase de las sub-portadoras deben permanecer constantes sobre el periodo de símbolo con el fin de que las sub-portadoras mantengan la ortogonalidad. Si estos no son constantes significa que el espectro de las sub-portadoras no tiene la forma de un *sinc*, y por ello los “null tones” no estarán en las frecuencias correctas resultando en Interferencia Inter-Portadora (ICI). En el límite del símbolo la amplitud y la fase cambien de repente al nuevo valor requerido para el siguiente símbolo. En ambientes multi-caminos la ISI causa propagación de la energía entre los símbolos, resultando en cambios transitorios en la amplitud y fase de la sub-portadora en el inicio del símbolo. La longitud de estos efectos transientes corresponden al retardo de propagación del canal de radio. La señal transiente es un resultado de cada componente multi-camino que llegan en momentos ligeramente diferentes, cambiando el vector de la sub-portadora recibida. La Figura 2.13 muestra este efecto. Añadiendo un periodo de guarda se da tiempo para que la parte transiente de la señal decaiga, es por eso que la FFT es tomada de una parte en estado estacionario del símbolo. Esto elimina el efecto de la ISI siempre que el periodo de guarda sea mayor al retardo mayor de propagación del canal. Los efectos restantes causados por el multi-

camino, tales como el escalamiento en amplitud y la rotación en fase son corregidos con la ecualización del canal.



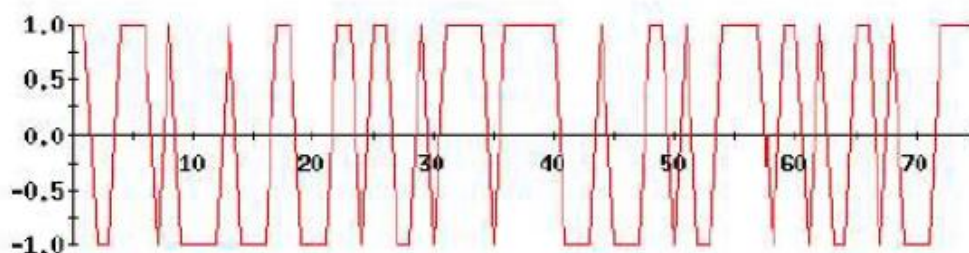
**Figura 2.13 Efecto de la Inserción del Periodo de Guarda.**

La adición del periodo de guarda remueve la mayor parte de los efectos de la ISI; sin embargo en la práctica, los componentes multicaminos tienden a decaer lentamente con el tiempo resultando con un poco de ISI incluso con un periodo de guarda relativamente largo.

### 2.4.7 EJEMPLO DE OFDM USANDO 4 SUBPORTADORAS.

En general en OFDM se trabaja con  $N$  sub-portadoras, sin embargo con la actual tecnología  $N$  puede presentar valores comprendidos entre 16 y 1024 siendo estos potencias de 2 dependiendo del medio de transmisión y el sistema en particular que se vaya a emplear. [18]

En el presente apartado se examinara la secuencia de bits a transmitir mostrada en la Figura 2.14 y se mostrara el desarrollo de la señal OFDM en el caso sencillo de cuatro sub-portadoras ( $N = 4$ ). La señal presenta una tasa de símbolo de valor un símbolo por segundo y una frecuencia de muestreo de una muestra por símbolo por lo que cada transmisión es de un bit.



**Figura 2.14 Trama de bits a modular en OFDM.**

Los primeros bits son: 1,1,-1,-1,1,1,1,-1,1,-1,-1,-1,-1,1,-1,-1,-1,1...

En la Tabla 2.1 se presentan estos bits en forma de columnas de cuatro, ya que, como comentamos anteriormente, en esta demostración se utilizaran solamente cuatro sub-portadoras. Realmente solo se ha realizado una conversión serie-paralelo de estos bits.

C1	C2	C3	C4
1	1	-1	-1
1	1	1	-1
1	-1	-1	-1
-1	1	-1	-1
-1	1	1	-1
-1	-1	1	1

**Tabla 2.1 Conversión serie-paralelo.**

En cada columna se representan los bits que portaran todas y cada una de las portadoras.

Comenzaremos el análisis con la primera de ellas, C1. Determinaremos el valor concreto de esta frecuencia. Según el Teorema de Nyquist la menor de las frecuencias que podemos utilizar debe ser el doble del valor de la tasa de muestreo. En este ejemplo la tasa de información por portadora es de  $\frac{1}{4}$  o, expresado de otra manera, de un símbolo por segundo para un total de cuatro

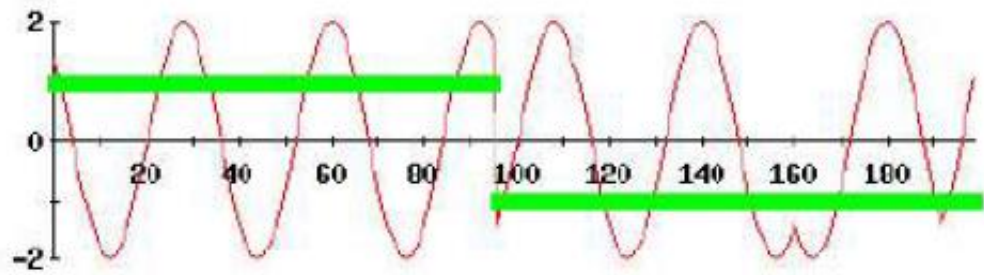


portadoras. Consecuentemente la menor frecuencia capaz de soportar una tasa de  $\frac{1}{4}$  es de  $\frac{1}{2}$  Hz. Sin embargo escogeremos, por comodidad, una frecuencia de 1 Hz para conseguir que las frecuencias de las portadoras sean números enteros ya que si, por ejemplo hubiese elegido una frecuencia inicial de  $\frac{1}{2}$  Hz, los armónicos resultantes hubiesen sido 1,  $\frac{3}{2}$  y 2 Hz o si hubiese sido de  $\frac{7}{8}$  los armónicos serían  $\frac{7}{4}$ ,  $\frac{7}{2}$  y  $2\frac{1}{2}$  Hz.

En esta realización utilizaremos un esquema de modulación BPSK. Sin embargo no existen limitaciones en este aspecto, es decir el hecho de haber usado cualquier otro esquema, como QPSK, 32-QAM, no produciría ningún tipo de controversia ni complicación adicional.

### **SUB-PORTADORA 1**

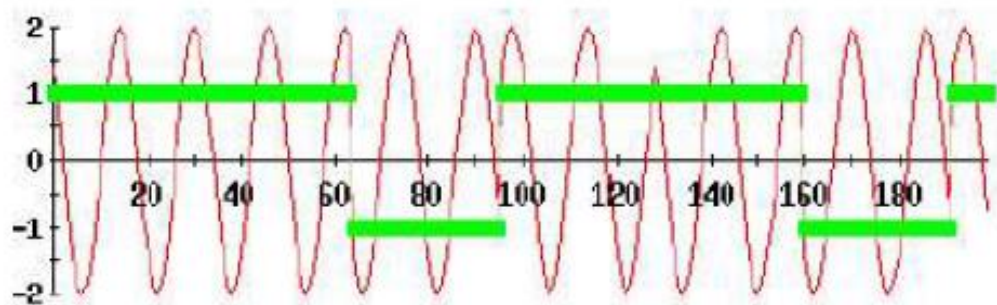
Se transmitirá la secuencia: 1, 1, 1, -1, -1, -1 como se muestra en la Figura 2.15



**Figura 2.15 Sub-portadora 1 y los bits que modula.**

## **SUB-PORTADORA 2**

Esta portadora presenta una frecuencia de 2 Hz que no es más que el siguiente valor del armónico ortogonal consecuente de haber tomado la frecuencia inicial de 1 Hz. En la se muestran los bits de la segunda columna: 1, 1,-1, 1, 1,-1.



**Figura 2.16 Sub-portadora 2 y los bits que modula.**

### SUB-PORTADORA 3

En este caso la secuencia de bits a transmitir es: -1, 1,-1,-1, 1,1.

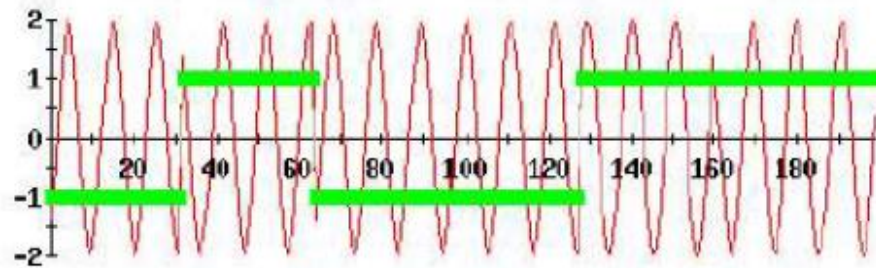


Figura 2.17 Sub-portadora 3 y los bits que modula.

### SUB-PORTADORA 4

Por último se representa la cuarta y última sub-portadora con los siguientes bits: -1, -1, -1, -1, -1, -1, 1.

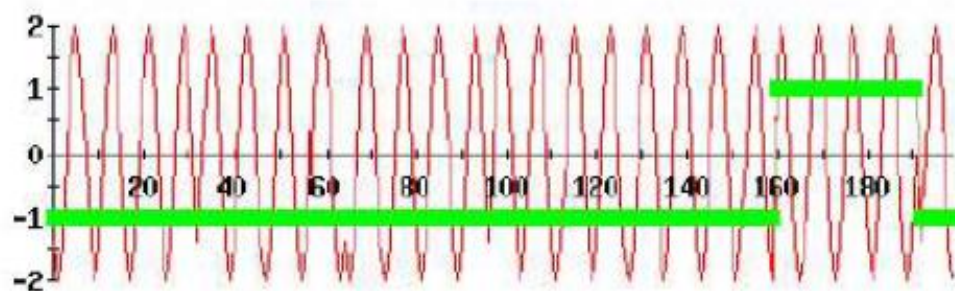
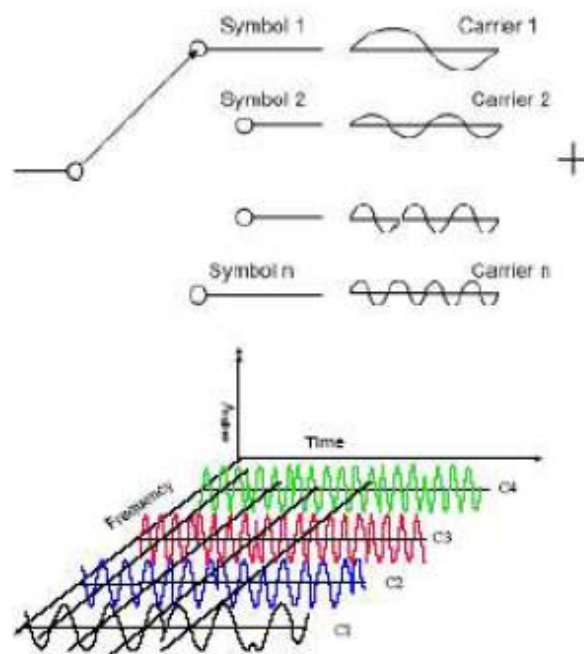


Figura 2.18 Sub-portadora 4 y los bits que modula.

En el siguiente paso se modulan todos los bits usando cuatro portadoras ortogonales independientes de frecuencias 1 ,2 ,3 y 4 Hz.

El proceso a realizar no es más que tomar la trama completa, distribuir los bits de uno en uno en su portadora correspondiente tal y como se representa en la Figura 2.18.

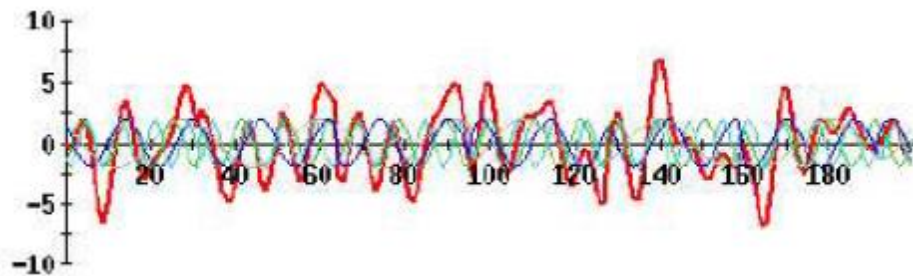
Posteriormente, tal y como se aprecia en la Figura 2.19, las cuatro portadoras moduladas se suman para crear la señal OFDM.



**Figura 2.19 Señal OFDM.**

Se puede resumir todo con la ecuación 2.11 donde  $m_n$  son las amplitudes de las señales sinusoidales y las sinusoides representan las frecuencias ortogonales entre sí.

$$c(t) = \sum_{n=1}^N m_n(t) \sin(2\pi n t) \quad (2.11)$$



**Figura 2.20 Señal OFDM generada.**

La ecuación 2.11 es básicamente una transformada inversa de Fourier así que realizaremos un estudio de los efectos de esta transformada sobre las señales en las que actúa y que son la base de la creación de señales OFDM.

Aplicar la transformada de Fourier a una señal consiste en multiplicar sucesivamente dicha señal por exponenciales complejas dentro de un

rango de frecuencias, sumas el resultado de cada producto y asignas ese valor a un cierto coeficiente de esa frecuencia.

Al conjunto de estos coeficientes se le denomina espectro de la señal y determina el peso relativo de esa señal en esa determinada frecuencia. Al resultado de aplicar la FFT se le denomina comúnmente señal en el dominio de la frecuencia. En la Figura 2.21 podemos ver un ejemplo de lo expresado anteriormente.

Podemos escribir la FFT en forma de sinusoidales de la siguiente manera:

$$X(k) = \sum_{n=1}^N x(n) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) + j \sum_{n=1}^N x(n) \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (2.12)$$

En este caso  $x(n)$  serán los coeficientes de los senos y cosenos de frecuencias  $2\pi k/N$ , donde  $k$  es el índice de las frecuencias dentro de las  $N$  posibles y  $n$  es el índice temporal.  $X(k)$  es el valor del espectro para la  $k$ -ésima frecuencia y  $x(n)$  es el valor de la señal en el instante  $n$ , por ejemplo en la Figura 2.22 vemos que  $x(k=1) = 1.0$ .

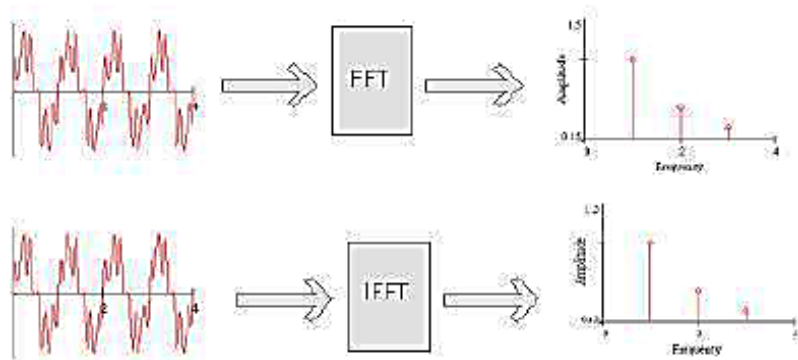
La transformada inversa toma el espectro y lo convierte al dominio temporal multiplicando de nuevo por otro conjunto de funciones exponenciales.

La ecuación para la IFFT es:

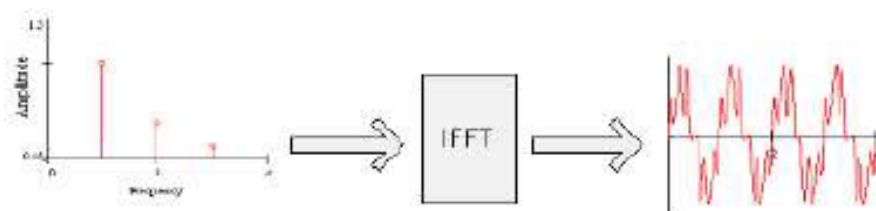
$$x(n) = \sum_{k=1}^N X(k) \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - j \sum_{k=1}^N X(k) \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (2.13)$$

La diferencia entre las ecuaciones (2.12) y (2.13) es el tipo de coeficientes que toman las sinusoides y el signo menos.

Ambos procesos (IFFT y FFT) forman un par lineal, es decir si usamos ambos consecutivamente se obtendrá el resultado del que se partió tal y como se ve en la Figura 2.23:



**Figura 2.21 Salida de la FFT O IFFT**



**Figura 2.22 Proceso IFFT**



**Figura 2.23 Procesos lineales consecutivos**

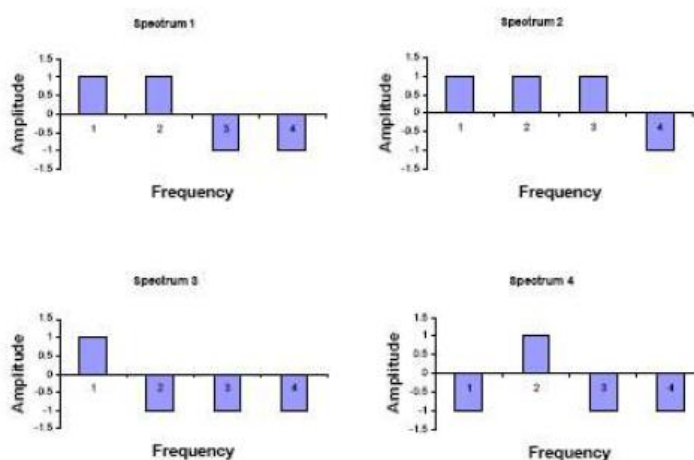


La primera columna de la Tabla 2.1 puede considerarse como amplitudes pertenecientes a un determinado conjunto de sinusoides a las cuales se le calcula su IFFT produciendo una señal en el dominio del tiempo. Esto nos lleva a la siguiente paradoja: obtenemos una señal en el tiempo, pero no podemos procesar mediante una IFFT una señal en el tiempo para que como resultado nos de otra señal en el dominio temporal. La respuesta reside en que los bits de entrada no los debemos considerar una representación en el dominio del tiempo sino amplitudes de sinusoides a ciertas frecuencias de forma que usando la IFFT se crean símbolos OFDM, ahora sí, en el dominio del tiempo.

La IFFT es un concepto puramente matemático y no tiene en cuenta el tipo de señal que se tiene a la entrada ni el tipo de la que se obtiene a la salida. Sin embargo la IFFT limitara su salida a la longitud de su entrada. Tanto la FFT como la IFFT producirán los mismo resultados con la misma entrada (ver Figura 2.24) sin embargo no se tendrá en cuenta este concepto del par FFT/IFFT sino que solo se consideraran espectros a la entrada de la IFFT.

Siguiendo con la idea anterior cada columna de la Tabla 2.1 se puede considerar (aunque no es estrictamente cierto) como un espectro tal y

como se observa en la Figura 2.24. Cada espectro tiene solo cuatro frecuencias: 1, 2, 3 y 4 Hz. Cada uno de estos espectros se procesa mediante la IFFT para dar como resultado una señal en el dominio del tiempo.



**Figura 2.24 Bits de entrada al procesador IFFT considerados señales frecuenciales.**

La IFFT procesa rápidamente la señal en el dominio del tiempo aunque tenga que calcular una portadora por separado y posteriormente sumar los resultados. Si llamamos a este proceso IFFT puede ser que formalmente sea lo más corrector, sin embargo puede llegar a ser confuso. Debido al hecho de la linealidad de la IFFT y de la FFT y a que sean procesos totalmente reversibles se podría haber llamado FFT en lugar de IFFT puesto que en ambos casos se

producirían los mismos resultados. Habitualmente en cualquier literatura relacionada con el tema, se encontrara que se produce una IFFT en el transmisor, no obstante este proceso, por lo expuesto anteriormente, podría ser FFT en el transmisor, siempre y cuando fuera el proceso inverso (es decir IFFT) en el receptor.

Por último en la Figura 2.25 podemos observar el proceso completo de la Modulación/demodulación de la señal.



**Figura 2.25 Esquema general de modulación/demodulación**

#### **2.4.8 EFECTO DEL RUIDO BLANCO EN EL SISTEMA OFDM.**

El ruido existe en todos los sistemas de comunicación que operan sobre un canal físico analógico como el canal de radio. Las fuentes principales son el ruido térmico del ambiente, ruido eléctrico en los amplificadores del receptor y la interferencia inter-celular. En adición a esto el ruido también puede ser generado internamente en el sistema de comunicaciones como un resultado de la Interferencia Inter-

Símbolo (ISI), Interferencia Inter-Portadora (ICI), y la interferencia por modulación. Estas fuentes de ruido decrecientan la relación señal a ruido (SNR), y en última instancia limitan la eficiencia espectral del sistema. El ruido, en todas sus formas, es el principal efecto perjudicial en la mayoría de los sistemas de comunicaciones de radio. Es por lo tanto importante para estudiar los efectos de la tasa de ruido en las comunicaciones y algunas de las soluciones que existen entre el nivel de ruido y la eficiencia espectral del sistema.

La mayoría de los tipos de ruido presentes en un sistema de comunicaciones de radio pueden ser modelados usando el Ruido Blanco Gaussiano Aditivo (AWGN). Este ruido tiene una densidad espectral uniforme, y una distribución gaussiana en amplitud. El ruido eléctrico y el térmico tienen propiedades del ruido blanco gaussiano, permitiéndoles ser modelados con precisión como un AWGN. También la mayoría de las otras fuentes de ruido poseen propiedades AWGN debido a que la transmisión es OFDM. Las señales OFDM tienen una densidad espectral plana y una distribución en amplitud gaussiana siempre que el número de portadoras sea grande, debido a esto la interferencia inter-celular de los sistemas OFDM tienen propiedades AWGN. Por la misma razón ICI, ISI, e IMD también tienen propiedades AWGN por las señales OFDM.

#### 2.4.9 EFECTO DEL CANAL MULTI-PASO EN EL SISTEMA OFDM.

La propagación multi-camino hace referencia a la combinación de señales provenientes de reflexiones, dispersiones y difracciones producidas por edificios, árboles u personas (ambientes exteriores) y por paredes u objetos dentro de una oficina o casa (ambientes interiores), en la antena del receptor.

**DISTRIBUCIÓN RAYLEIGH:** Distribución estadística que muestra la naturaleza aleatoria de un ambiente multicamino sin línea de vista (NLOS, Non-line-of-sight), en donde cada camino de arribo afecta la amplitud de la señal que transcurre sobre él según la ecuación (2.14).

$$p(r) = \left(\frac{r}{\sigma^2}\right) e^{-r/\sigma^2} \quad (2.14)$$

Dónde:

r: Representa la magnitud de una variable aleatoria compleja gaussiana.

$\sigma$ : Es la variación estándar de la variable aleatoria compleja gaussiana, siendo  $\sigma^2$  la potencia de la misma.

### 2.4.9.1 PARÁMETROS PARA EL CANAL RAYLEIGH.

Modificando los parámetros para la implementación del canal Rayleigh acorde a nuestro sistema se plantea los siguientes valores:

Tap's	Basado en Canal tipo B	
	Retardo (us)	Potencia (dB)
1	1	0
2	2	-3.6
3	3	-7.2
4	5	-10.8
5	7	-25.2

**Tabla 2.2 Parámetros del canal Rayleigh.**

## 2.5 ESTÁNDAR DE TELEVISIÓN DIGITAL ISDB-TB.

Durante las últimas décadas la humanidad ha desarrollado tecnologías enfocadas al mejoramiento de la transmisión de información a través de redes de telecomunicaciones y al aprovechamiento del espectro radioeléctrico para los servicios de telecomunicaciones, incluyendo la parte atribuido al servicio de televisión terrestre radiodifundida. En la actualidad se está viviendo la transformación global de este servicio en el que la televisión digital representa una revolución en la transmisión de programas junto a una gran flexibilidad en los contenidos emitidos,

siendo posible mezclar un número determinado de canales de vídeo, audio y datos en una sola señal. [19]

Con la digitalización de la televisión se incrementa la calidad de las imágenes comparables a la de un DVD, la señal es menos propensa a ruidos e interferencias que la analógica y con respecto al sonido se apreciará su profundidad y claridad.

Se logra un mejor aprovechamiento del uso del espectro, se aumenta el número de canales que pueden emitirse, se optimizan los costos de distribución y recepción para los operadores, se accede a una gama de nuevos servicios adicionales (asociados a las transmisiones televisivas e independientes como los interactivos) y es posible la recepción en exteriores e interiores e inclusive con característica de poder ser recibida en equipos portátiles y móviles. La radiodifusión digital terrestre del servicio de televisión constituirá un avance tecnológico importantísimo en el ámbito de las comunicaciones y reviste una gran importancia, teniendo en cuenta la penetración que alcanza el servicio de televisión en Ecuador. Así, a través de la televisión se tendrá acceso a los grandes mercados del mundo de la información, permitiendo a los usuarios interactuar con la televisión y utilizar los aplicativos que ésta proporcione para conectarse con diferentes proveedores de servicios.

Asimismo, el desarrollo de la televisión digital terrestre posibilita el acceso de los sectores de población de escasos recursos a redes y servicios de telecomunicaciones ya establecidos o por establecer, a los cuales no es posible acceder actualmente.

En la televisión analógica, los parámetros de la imagen y del sonido se representan por las magnitudes analógicas de una señal eléctrica, en donde el transporte de esta señal analógica a los hogares ocupa muchos recursos. En la televisión digital estos parámetros analógicos se representan a través de señales digitales en código binario, es decir usando los dígitos "1" y "0". El proceso de digitalización de una señal analógica lo realiza el conversor analógico/digital, el cual se encarga de comprimir la señal, almacenarla y transportarla con un mínimo uso de recursos sin degradar la calidad del video ni del audio.

Los canales radioeléctricos de la Televisión digital ocupan el mismo ancho de banda (6MHz) que los canales utilizados por la televisión analógica pero, debido a la utilización de técnicas de compresión de las señales de imagen y sonido (MPEG), tienen capacidad para un número variable de programas de televisión en función de la velocidad de transmisión, pudiendo oscilar entre un único programa de televisión de alta definición "HDTV" (gran calidad de imagen y sonido) a cuatro



programas con calidad técnica similar a la actual “SDTV”. La televisión digital terrestre brinda una serie de beneficios, entre los cuales podemos citar:

- Permite tener una recepción de alta calidad en nuestros hogares.
- Permite la recepción portátil y en movimiento.
- Permite usar redes de única frecuencia.
- Requiere menor potencia de transmisión.
- Incrementa la oferta de programas y servicios multimedia.
- Mejora de la calidad de la imagen y del sonido (se evitan los efectos de *nieve* y de doble imagen de la televisión analógica) en la zona de cobertura, consecuencia de la robustez de la señal digital frente al ruido, las interferencias y la propagación multi-trayecto.
- Permite un realismo mayor de los contenidos.
- Permite visualizar un formato panorámico de 16:9
- Se puede ofrecer un sonido multicanal, con calidad de disco compacto.

Adicionalmente la multiplicidad de canales de audio permite conseguir el efecto de sonido perimétrico empleado en las salas de cine. Aparte,

estos canales podrían emplearse para transmitir diferentes idiomas con el mismo programa de video.

- El televisor pasara a convertirse en un terminal multimedia que podrá admitir datos procedentes de los servicios de telecomunicaciones, suministrando servicios de valor añadido como correo electrónico, cotizaciones de bolsa, video-teléfono, guías electrónicas de programas (EPG), video bajo demanda, pay-per-view, teletexto avanzado, banco en casa, tienda en casa, etc.
- Facilita los servicios de ámbito nacional, regional y local.

La televisión digital, conlleva a una mejora en la recepción de la señal de televisión, optimizando el uso del espectro radioeléctrico y aporta una mayor calidad en la imagen y sonido. El proceso de transición de la televisión analógica a la digital ha venido inicialmente marcado por el interés de los gobiernos por aprovechar de forma más eficiente el espectro, por ampliar la oferta de canales, impulsar los nuevos servicios. La idea inicialmente era que América Latina tuviera un estándar unificado, sin embargo dado que las características y necesidades de cada país son distintas, se planteó buscar el estándar que cumpla con la mayoría de las expectativas, por tal motivo, los

países pioneros se convirtieron en una fuente interesante para analizar más que en una tendencia determinante.

### **2.5.1 DETERMINACIÓN DEL NÚMERO DE PORTADORAS NECESARIAS EN ISDB-TB.**

Es posible determinar el número de portadoras necesarias a partir del cálculo de la capacidad de transmisión máxima teórica del canal con probabilidad de error arbitrariamente pequeña, por aplicación del Teorema de Shannon.

Para ello, primero es necesario fijar un valor de referencia para la relación portadora-ruido (C/N). En TV analógica y suponiendo que se dispone de un canal Gaussiano, se necesitarán unos 46 dB para proporcionar una excelente calidad de señal. En TV digital los niveles exigidos dependerán de varios factores: tipo de canal (Rayleigh, Rice o Gaussiano), tasa de codificación interna (código de protección) y tipo de modulación utilizado, con lo cual el valor de C/N variará entre un mínimo de 3 dB con canal Gaussiano, alta redundancia de bits y QPSK a un máximo de 28 dB con canal Rayleigh, baja redundancia de bits y 64-QAM. [20]

Para poder aplicar el Teorema de Shannon, el dato necesario es la relación señal-ruido S/N y en general, en sistemas de modulación tales como el OFDM, C/N no es igual a S/N debido a varios factores, entre ellos, que dentro de la anchura de banda considerada además de las portadoras de datos (la “señal”), están presentes las portadoras piloto, con una potencia ligeramente superior que las primeras. Si bien se pueden calcular exactamente los valores de C/N y S/N<sub>s</sub>, la diferencia no es significativa cuando el nivel de señal es el necesario para ofrecer buena calidad de servicio. En TV digital, con un canal de Rice (señal directa y múltiples reflexiones), modulación 64-QAM y redundancia media, se requiere una C/N de 18 dB (63 veces) por lo que, si la anchura de banda del canal  $Bw_c$  es de 6 MHz, se tiene:

$$C(\text{bps}) = Bw_c \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right)$$

$$C(\text{Mbps}) = 6 \cdot \log_2(1 + 63)$$

$$C = 36\text{Mbps}$$

La capacidad teórica recién calculada permite establecer una relación fundamental: La razón entre la cantidad de portadoras a utilizar  $L$  y el tiempo total de duración de cada símbolo  $T_s = T_u + T_g$ .

El intervalo de guarda (al igual que otros parámetros, como se verá más adelante) deberá ser ajustable de acuerdo a la configuración que se adopte para el sistema. Lo más razonable sería que dichos parámetros formen un conjunto reducido de valores discretos y normalizados, evitando que puedan tomar valores arbitrarios elegidos libremente por el radiodifusor. Esto es fundamental para que los receptores y/o set top box's tengan la menor complejidad posible, simplificado su diseño, fabricación, ajuste y posterior mantenimiento, con la consiguiente reducción de costos.

Estas y otras razones conducen a fijar cuatro valores posibles para la relación  $\frac{T_g}{T_u}$  que en forma abreviada es representada mediante el símbolo  $\Delta = 1/4; 1/8; 1/16; 1/32$ .

El valor de la razón dependerá de la magnitud del tiempo máximo de retardo del canal.

Podemos calcular entonces el número de portadoras de la siguiente manera:

$$\frac{L}{T_U + T_G} = 6 \times 10^6$$

$$\frac{L}{\frac{T_G}{\Delta} + T_G} = \frac{L}{32T_G + T_G} = 6 \times 10^6$$

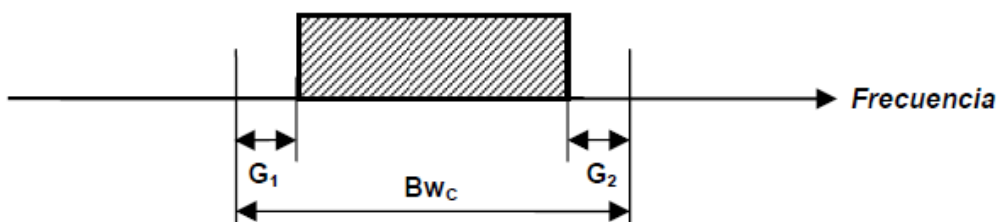
$$L = 33 \times 7 \times 6 = 1386$$

$$L = 1386 \text{ portadoras.}$$

### 2.5.2 ORGANIZACIÓN DEL CANAL RADIOELÉCTRICO.

Como ocurre en la mayoría de los servicios de radiodifusión (en referencia exclusiva a los servicios de comunicación audiovisual que emplean el espectro radioeléctrico como medio), no es posible utilizar toda la anchura de banda disponible para la transmisión, siendo necesario dejar ciertos márgenes por encima y por debajo de los límites del canal asignado. Estos márgenes, que se conocen como “bandas de guarda”, en frecuencias de VHF y UHF suelen tener entre

20 kHz y 200 kHz de ancho (según el tipo de servicio y las pendientes que presenten las curvas de respuesta en frecuencia espectral) y han sido pensados como medida de seguridad para evitar posibles interferencias sobre los canales adyacentes. La Figura 2.26 ilustra este sencillo concepto:



**Figura 2.26 Banda de guarda superior e inferior de un canal.**

Con dos bandas de guarda de 200 kHz cada una, son unos 400 kHz los que no podrán utilizarse del total de 6 MHz. Se podría pensar entonces, en organizar el canal en porciones (que la norma denomina “segmentos” y se representan como  $N_s$ ) de unos 400 kHz aproximadamente. Entonces:

$$N_s = \frac{Bw_c}{400} = \frac{6000KHz}{400} = 15$$

Dado que la anchura de uno de los segmentos se deberá repartir entre las bandas de guarda, quedarían 14 disponibles para el servicio. Pero el estándar ISDB-Tb contempla además la posibilidad de ofrecer un servicio de banda angosta que utiliza un solo segmento (y de allí la denominación “one-seg”). El segmento destinado a one-seg debe ocupar el centro de la banda, a fin de que el receptor pueda sintonizarlo fácilmente. Si este segmento ocupa la posición central y se deja igual cantidad de segmentos a derecha e izquierda de él, la banda debería dividirse en 14 segmentos en lugar de 15 y reservar uno de ellos para distribuir entre las bandas de guarda. Por lo tanto, la anchura de cada segmento será:

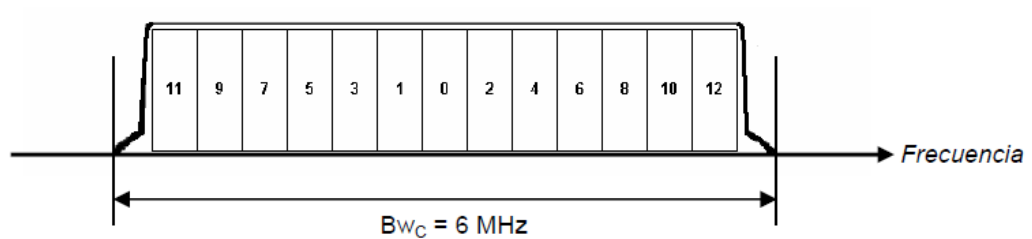
$$N_s = \frac{Bw_c}{14} = \frac{6000KHz}{14} = 428.57 KHz$$

El estándar ISDB-Tb<sub>b</sub> ha sido definido como un sistema de “*banda segmentada*”, donde cada segmento tiene una anchura de 428,57 kHz. Como los segmentos utilizan modulación OFDM, se lo denomina OFDM- BST. [21]

Al disponer de un total de 13 segmentos para el servicio, el canal quedaría organizado de la manera que muestra la figura 16, donde



además puede verse como se numeran los segmentos en ISDB-T<sub>b</sub> (segmentos impares a la izquierda y segmentos pares a la derecha del segmento central).



**Figura 2.27 Organización del canal en segmentos.**

Por lo tanto, la anchura de banda total ocupada por los 13 segmentos es entonces:

$$B_w = N_s \times B_{w_s} = 13 \frac{3000}{7} = 5.571 \text{ MHz}$$

A pesar de estos cálculos aparentemente correctos se necesita realizar un reajuste de los parámetros OFDM. Si bien se calculó y mostro que se necesitan 1386 portadoras, si estas se distribuyen por

igual entre los 13 segmentos, la cantidad de portadoras  $L_s$  que entrarán en cada uno de ellos es:

$$L_s = \frac{L}{N_s} = \frac{1386}{13} = 106.6$$

Resulta evidente que la cantidad de portadoras debe ser un número entero y el resultado está indicando que se necesitarán más de 106 portadoras por segmento. Si se elige  $L_s = 107$ , la separación entre las portadoras dentro de cada segmento será:

$$\Delta f = \frac{3000}{107} = 4.0053 \dots \text{KHz}$$

Y por tanto, el periodo útil de símbolo es:

$$T_U = \frac{1}{\Delta f} = 249.666 \dots \text{us}$$

Este tiempo útil de símbolo que se acaba de calcular es un número periódico y por lo tanto, los intervalos de guarda a él asociados

también lo serán. Determinada la frecuencia de muestreo de IFFT necesaria, se podrá comprobar que no existirá un número entero de muestras dentro de los períodos  $T_u$  y  $T_G$ , y por ende, tampoco dentro del período total de símbolo  $T_s$ .

En consecuencia, deberá adoptarse el número entero siguiente y esta es la razón por la cual en ISDB-T<sub>b</sub> la cantidad de portadoras por segmento resulta ser:

$$L_s = 108$$

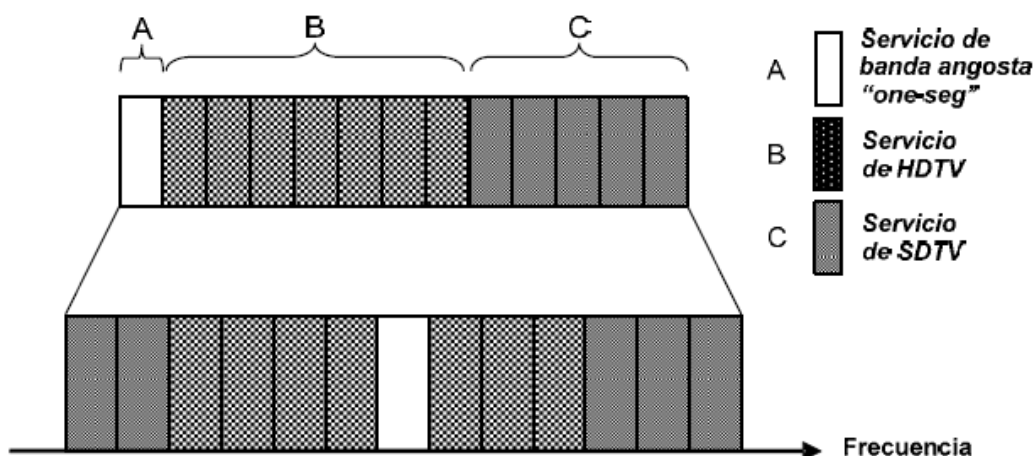
Al adoptar 108 portadoras por segmento, se tendrá un total para los 13 segmentos de 1404 portadoras de datos más la portadora DC.

### **2.5.3 CAPAS DE TRANSMISION JERÁRQUICA**

El sistema ISDB-T<sub>b</sub> permite organizar la información a transmitir en tres capas jerárquicas diferentes, denominadas A, B y C. Se trata de una función muy importante y es el motivo por el cual el canal ha sido dividido en segmentos, convirtiéndolo en un sistema de *banda segmentada*.

La Figura 2.28 muestra un ejemplo muy sencillo, donde se han asignado las tres capas a diferentes servicios.

También se muestra su correspondencia con la posición de los segmentos en el espectro (recordar que los segmentos pares e impares se ordenan respectivamente, de derecha a izquierda del segmento central):



**Figura 2.28 Transmisión jerárquica en 3 capas**

Cada capa jerárquica se conforma con uno o más segmentos OFDM, tantos como requiera la anchura de banda del servicio que se desea ofrecer. El número de segmentos y el conjunto de parámetros de codificación para cada capa jerárquica pueden ser configurados por el

radiodifusor, siendo posible especificar para cada una y por separado, parámetros tales como esquema de modulación para las portadoras, codificación interna y entrelazado de tiempo.

El segmento central puede ser utilizado para recepción parcial y en ese caso se lo considera como una capa jerárquica. El servicio tiene la denominación especial “*one-seg*” y apunta principalmente a ofrecer un servicio de LDTV (TV de baja definición) para teléfonos móviles y otros dispositivos con pantallas de tamaño reducido. [22]

## **CAPÍTULO 3**

### **IMPLEMENTACIÓN DEL TRANSMISOR Y RECEPTOR.**

El presente capítulo pretende mostrar el proceso de diseño del modulador OFDM en el transmisor como del demodulador OFDM en la recepción, los cuales están constituido por diferentes etapas; cada una de estas se ira detallando permitiendo así obtener una correcta implementación y su entendimiento. Además está contemplado realizar en la parte de recepción la ecualización en el dominio de la frecuencia para mitigar efectos que el canal inalámbrico produce y son inherentes en todo sistema de comunicación. De forma adicional se realizaron dos tipos de modulación digital como es 16-QAM y 64-QAM tanto en el transmisor como en el receptor.

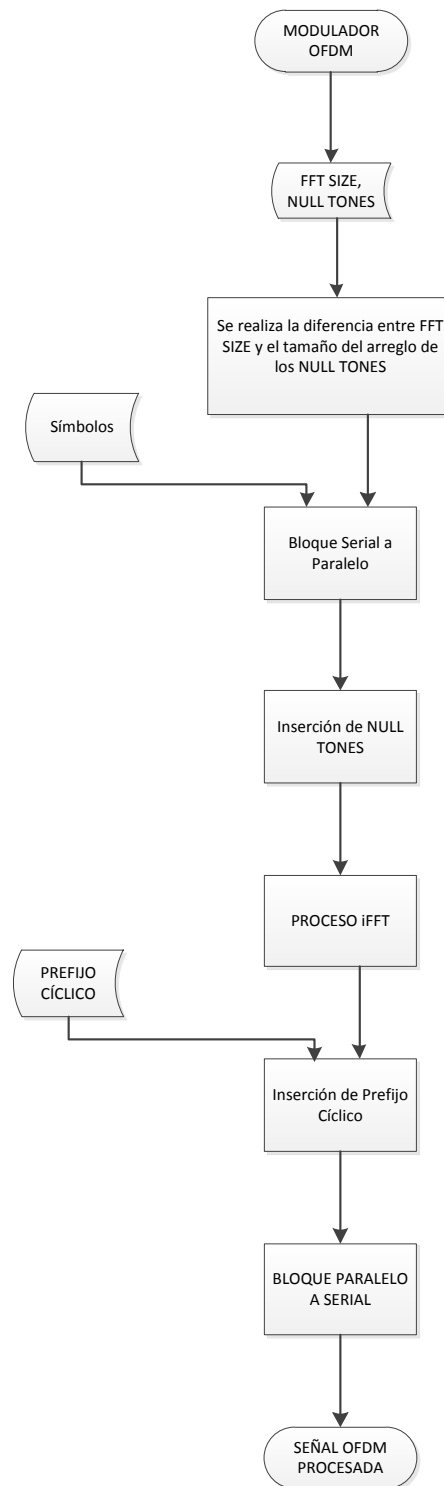
Para demostrar cómo funciona la técnica de multiplexación OFDM se decidió realizar un modelo simplificado del estándar de televisión digital ISDB-Tb

con el objetivo de analizar los múltiples beneficios que ésta ofrece en términos de eficiencia espectral y protección contra el efecto multi-trayectoria.

## **DIAGRAMAS DE FLUJO**

Como procedimiento previo a la implementación se realizaron los diagramas de flujo de los 3 VI's más representativos del sistema como lo son:

- Modulador OFDM.
- Demodulador OFDM.
- Modulador OFDM ISDB-Tb.



**Figura 3.1 Diagrama de Flujo Modulador OFDM.**



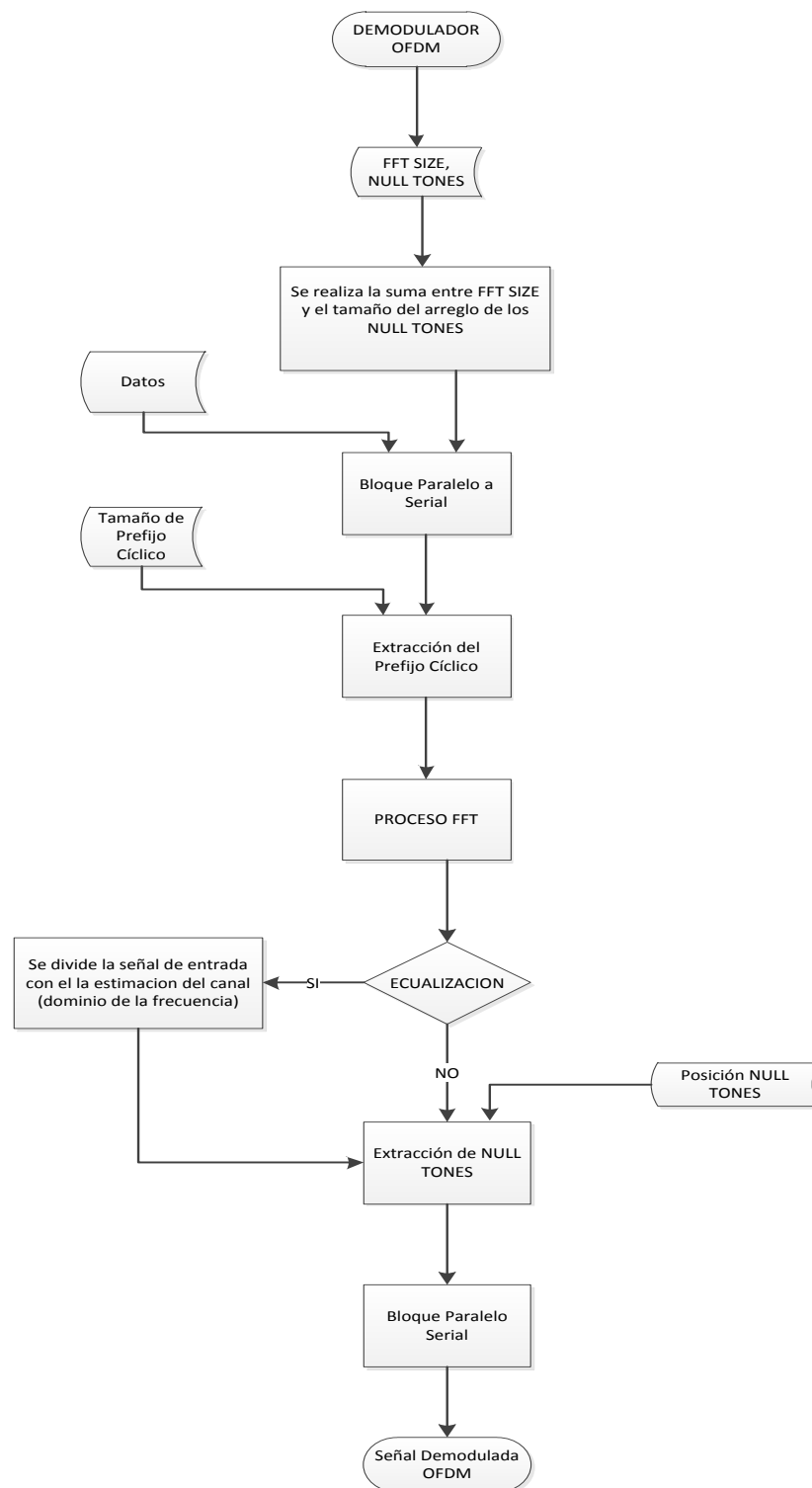
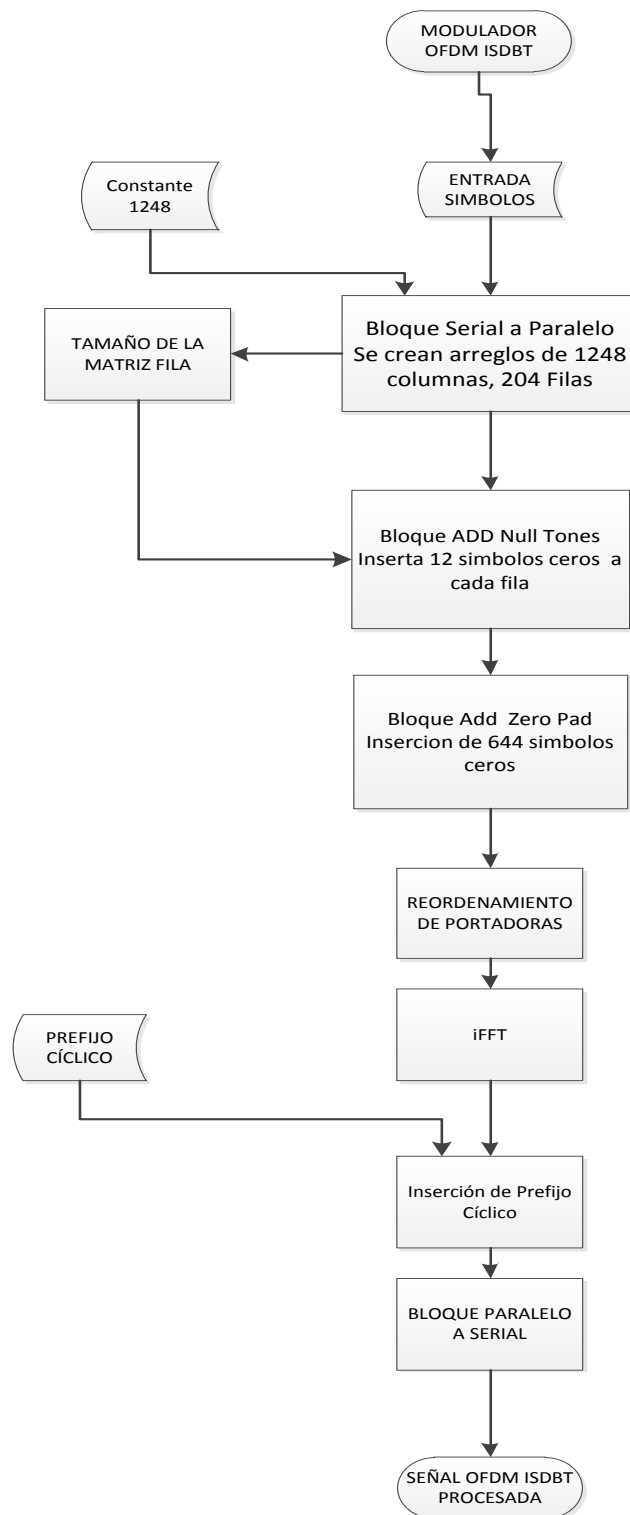


Figura 3.2 Diagrama de Flujo Demodulador OFDM.



**Figura 3.3 Diagrama de Flujo Modulador ISDB-Tb.**

### **3.1 TRANSMISOR.**

En ésta, la etapa de transmisión se desarrolló diferentes subVIs tales como el mapeador de banda base y el modulador OFDM los cuales son de fundamental importancia en el proceso.

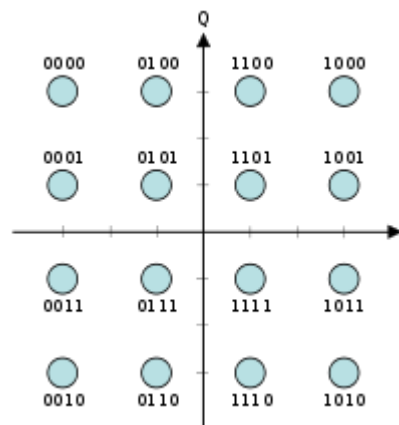
#### **3.1.1 MAPEADOR DE SÍMBOLOS EN BANDA BASE.**

La modulación por amplitud de cuadratura QAM, es un tipo de modulación mediante la cual la portadora se modula tanto en amplitud como en fase, en el diagrama de constelaciones existen 16 símbolos y cada símbolo le corresponden 4 bits dependiendo la asignación de estos y respetando la distancia unitaria entre ellos.

#### **PROCEDIMIENTO DEL MODULADOR 16 QAM.**

Una vez recibida la trama de datos y elegido el tipo de modulación (16 QAM) se pretende establecer la correcta codificación, tomando los datos y representándolos en símbolos.

Por cada 4 bits de la secuencia existirá un símbolo único en una posición específica dentro del diagrama de constelación. Se basó la modulación en la Figura 3.4:



**Figura 3.4 Constelación 16-QAM**

Cabe notar que existe distancia unitaria, que indica que cada paquete de bits de un símbolo varía con otro a su alrededor en un solo bit lo que permite que sea más eficiente al momento de detectar errores y que sean posible corregirlos.

Se toma la secuencia en segmentos de datos de cuatro bits para establecer su correspondiente símbolo. Se analiza la forma decimal de los primeros dos bits más significativos; en base a estos y con la Figura 3.4 sabremos en qué columna de la constelación se encuentra nuestro dato.

Existen cuatro casos de análisis:

**PRIMER CASO: CUANDO LOS DOS BITS MAS SIGNIFICATIVOS SON "00"**

Ahora se analiza la forma decimal de los dos bits menos significativos para definir nuestro dato con la siguiente asignación:

Dos bits menos significativo	Representacion del simbolo
"00"	$-3+3i$
"01"	$-3 +i$
"11"	$-3 -i$
"10"	$-3 -3i$

**Tabla 3.1 Bits más significativos '00'**

**SEGUNDO CASO: CUANDO LOS DOS BITS MAS SIGNIFICATIVOS SON "01"**

Se analiza la forma decimal de los dos bits menos significativos para definir nuestro dato con la siguiente asignación:

Dos bits menos significativo	Representacion del simbolo
"00"	$-1+3i$
"01"	$-1 +i$
"11"	$-1 -i$
"10"	$-1 -3i$

**Tabla 3.2 Bits más significativos '01'**

### TERCER CASO: CUANDO LOS DOS BITS MAS SIGNIFICATIVOS SON "11"

Se analiza la forma decimal de los dos bits menos significativos para definir nuestro dato con la siguiente asignación.

Dos bits menos significativo	Representacion del simbolo
"00"	$1+3i$
"01"	$1+i$
"11"	$1-i$
"10"	$1-3i$

Tabla 3.3 Bits más significativos '11'

### CUARTO CASO: CUANDO LOS DOS BITS MAS SIGNIFICATIVOS SON "10"

Ahora se analiza la forma decimal de los dos bits menos significativos para definir nuestro dato con la siguiente asignación:

Dos bits menos significativo	Representacion del simbolo
"00"	$3+3i$
"01"	$3+i$
"11"	$3-i$
"10"	$3-3i$

Tabla 3.4 Bits más significativos '10'


Con esto quedan definidos todos los posibles casos (16), ubicados equi-posicionalmente en el diagrama de constelaciones.

### MAPEADOR EN LABVIEW.



Con los parámetros iniciales de configuración se extrae del cluster *modulation parameters in* lo siguiente:

**modulation type** Tipo de modulación, QPSK, 16 QAM, 64 QAM.

El bloque modulador 16 QAM consta de una entrada llamada ***input bit stream*** y una salida ***output simbols*** que son arreglos unidimensionales.

Una vez elegido el tipo de modulación 16 QAM, del arreglo *input bit stream* se obtiene su tamaño a través de la función *Array Size*  esto sirve para conocer el número de iteración que realizara el lazo *FOR* dividiendo este valor para cuatro, lo que indica la cantidad de paquetes de bits que son mapeados.

Del arreglo de entrada se escoge una ventana de datos que toma los primeros cuatro bits por cada una de las iteraciones que realice el *lazo FOR* con el siguiente procedimiento:

La función *Index Array*  toma el arreglo de entrada y el índice del producto de la iteración multiplicado por cuatro y se obtiene el primer elemento de la ventana de cuatro bits, el segundo bit se lo obtiene incrementando en uno  el producto antes mencionado. La suma del primer y segundo bit sirve como entrada a la función *CASE STRUCTURE* en donde se obtiene el tercer y cuarto bit a través de incrementos sucesivos.

Dentro del *Case Structure* se generan tres posibles casos:


**Primer Caso: Cuando la suma es 0.**

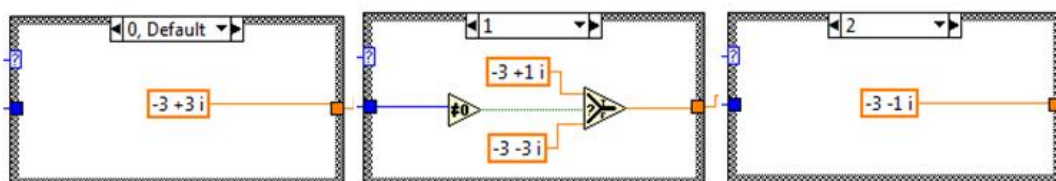
Se realiza la suma del cuarto y tercer bit de la ventana, con otro *Case Structure* se decide a favor de cada valor de la suma según la siguiente tabla:



Suma	Símbolo
0	$-3 + 3i$
1	$-3 + i$
	$-3 - 3i$
2	$-3 - i$

**Tabla 3.5 Suma de los bits más significativos.**

Para el caso cuando la suma sea 1 se pregunta por el cuarto bit con la función **Select**  que decide a favor de  $-3 + i$  si es diferente de 0, ó  $-3 - 3i$  en caso contrario. Ver Figura 3.5



**Figura 3.5 Primer caso.**

### **Segundo Caso: Cuando la suma es 1.**


Se analiza el segundo bit con otro *Case Structure* para los dos posibles casos cuando sea 0 ó 1.

Cuando sea 0:

Se realiza la suma del cuarto y tercer bit de la ventana, con otro *Case Structure* se decide a favor de cada valor de la suma según la Tabla 3.6:

Suma	Símbolo
0	$+3 + 3i$
1	$+3 + i$
	$+3 - 3i$
2	$+3 - i$

Tabla 3.6 Escenarios de decisión.

Para el caso cuando la suma sea 1 se decide por el cuarto bit con la función *Select*  que decide a favor de  $+3 + i$  si es diferente de 0 ó  $+3 - 3i$  en caso contrario. Ver Figura 3.6

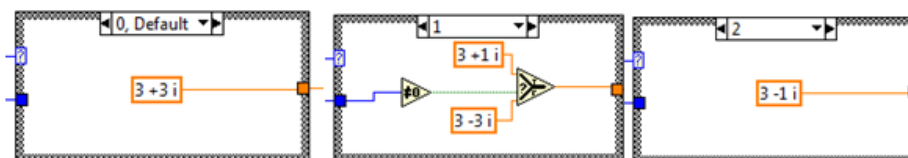


Figura 3.6 Segundo caso cuando es 0.


Cuando sea 1:

Se realiza la suma del cuarto y tercer bit de la ventana, con otro *Case Structure* se decide a favor de cada valor de la suma según la

Tabla 3.7

Suma	Símbolo
0	$-1 + 3i$
1	$-1 + i$
	$-1 - 3i$
2	$-1 - i$

Tabla 3.7 Escenarios de decisión.

Para el caso cuando la suma sea 1 se pregunta por el cuarto bit con la función  Select que decide a favor de  $-1 + i$  si es diferente de 0 ó  $-1 - 3i$  en caso contrario. Ver Figura 3.7

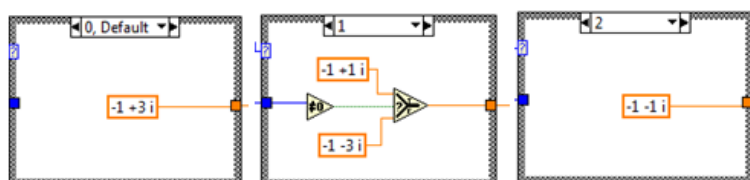


Figura 3.7 Segundo caso cuando es 1.

Tercer Caso: Cuando la suma es 2

Se realiza la suma del cuarto y tercer bit de la ventana, con otro *Case Structure* se decide a favor de cada valor de la suma según la Tabla 3.8:

Suma	Símbolo
0	$+1 + 3i$
1	$+1 + i$
	$+1 - 3i$
2	$+1 - i$

Tabla 3.8 Escenarios de decisión.

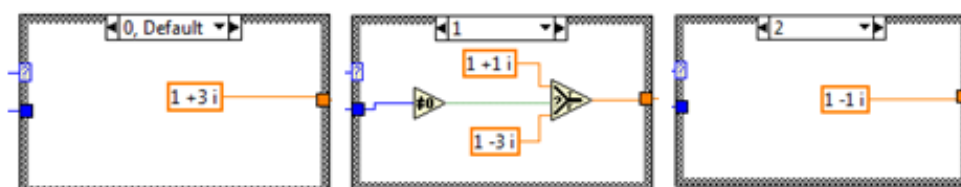



Figura 3.8 Tercer caso.

Para el caso cuando la suma sea 1 se decide por el cuarto bit con la función *Select*  que decide a favor de  $+1 + i$  si es diferente de 0 ó  $+1 - 3i$  en caso contrario. Ver Figura 3.8

### 3.1.2 PROCEDIMIENTO DEL MODULADOR OFDM.

Después del proceso de mapeo los bits de información se convierten en símbolos, estos datos entraran a nuestro modulador OFDM para poder armar la trama.

Una vez recibida la secuencia que contiene los símbolos es necesario saber la cantidad de sub-portadoras ( $N$ ) que se desea implementar, además de especificar la cantidad de Null Tones ( $K$ ) a agregar indicando la posición donde se encuentren y la cantidad de símbolos usados como prefijo cíclico ( $L_c$ ).

El primer paso consta en segmentar los símbolos que ingresan de forma serial al modulador a una que sea de forma paralela, para esto es necesario conocer cuántos datos va a tener cada fila, esto será la diferencia entre el número de portadoras y los Null Tones ( $N-K$ )

Ahora tenemos varias filas de datos de tamaño ( $N-K$ ) y es necesario agregar a este punto la cantidad  $K$  de Null Tones en todas las filas existentes, es de notar que estos datos son ceros y tienen una ubicación específica dentro de la columna.

El bloque de datos se encuentra en el dominio de la frecuencia porque está constituido de símbolos, es necesario hacer el cambio de dominio al tiempo usando la transformada Inversa Rápida de Fourier (iFFT).

Para mitigar los efectos de la multi-trayectoria de nuestra señal OFDM se agrega un intervalo de guarda o también conocido como prefijo cíclico este parámetro se especifica antes de la modulación y significa agregar una fracción de datos de la parte final de cada fila ( $L_c$ ) a la parte inicial de esta.

Para dejar lista nuestra trama OFDM se realiza el proceso inverso es decir serie-paralelo ahora paralelo-serial obteniendo una trama unidimensional de datos.

### **IMPLEMENTACIÓN DEL MODULADOR OFDM EN LABVIEW**

Con los parámetros iniciales de configuración del modulador OFDM, se extrae del clúster OFDM Modulador:

- Null Tones Matriz que contiene la posición de los ceros que se deben agregar.

- **FFT size (N)** Número de sub-portadoras presente en la modulación OFDM.
- **Length of CP (Lc)** Indica la cantidad de datos que se agregan como prefijo cíclico a la trama OFDM.

A la secuencia de entrada se la transforma de serial a paralelo para ello se debe especificar qué tamaño debe tener cada fila, este valor es la diferencia entre **FFT size** y el tamaño del arreglo **Null tones** que se lo obtiene a través de la función *array size* que esta diferencia sirve como parámetro de entrada al bloque S:P

que se encuentra en la librería OFDM\_comm1\_0.

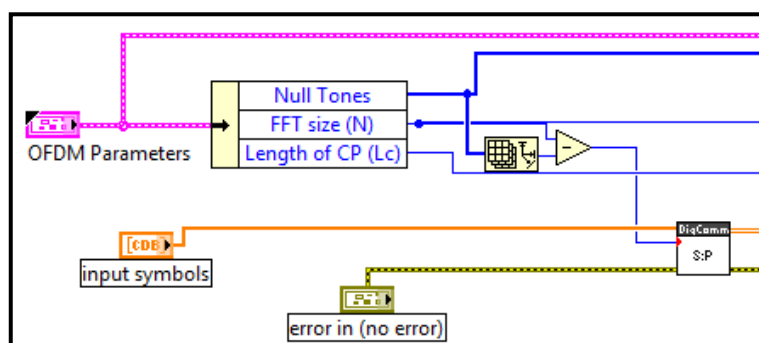
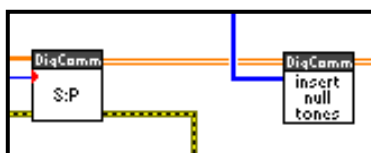


Figura 3.9 Extracción de parámetros OFDM.

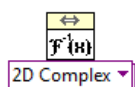
A la salida del bloque S:P se le deben agregar los Null tones para ello se utiliza el bloque *insert null tones* que recibe de parámetros un arreglo bidimensional que es la salida del bloque S:P y

el arreglo *Null Tones* que contiene las posiciones de donde se deben agregar los ceros.




**Figura 3.10 Serial a paralelo y Null-tones.**


Hasta esta parte tenemos un arreglo de símbolos de  $N$  filas con  $K$  valores de Null-tones. Ahora se toma la transformada inversa de Fourier de cada fila, para esto utilizamos la función *Inverse FFT.vi*



esta función permite calcular la transformada Inversa Rápida De Fourier de un arreglo bidimensional.

Para seguir formando la trama OFDM es necesario agregar el prefijo cíclico con la función  que consta de tomar el arreglo bidimensional, y de cada fila toma la cantidad específica de datos  $L_c$  de la parte final de la final, (parámetro inicial de configuración) para agregarla en la parte inicial.



Se vuelve a pasar de forma serial a paralela para tener la trama OFDM en una dimisión; se usa la función P:S 

Para dejar lista la trama OFDM se multiplica cada elemento por un factor de raíz de N que sirve para compensar el proceso IFFT.

### **3.2 RECEPTOR.**

En esta sección se describieron los subVIs correspondientes a la etapa receptora tales como el demodulador de banda base, el demodulador OFDM y el ecualizador en el dominio de la frecuencia.

#### **3.2.1 PROCEDIMIENTO PARA LA DEMODULACIÓN OFDM.**

En la parte de recepción del sistema OFDM se reciben los datos y los siguientes parámetros como el tamaño de la FFT (N), la longitud del prefijo cíclico (Lc) y el arreglo que contiene la posición de los Null Tones, con estos se realiza el proceso de demodulación.

Para demodular se necesita extraer los datos ingresados en la modulación es por eso que se realiza el proceso inverso; se suma el tamaño de la FFT (N) y la longitud del prefijo cíclico (Lc) que sirve de parámetro para el siguiente etapa.

La suma sirve para realizar el proceso de serie a paralelo, cada fila tiene un tamaño  $N + L_c$ .

Ahora se debe extraer el prefijo cíclico que se introdujo en la modulación, estos datos se encuentran al inicio de cada fila, la cantidad de datos es un parámetro de configuración.

Se procede a realizar la transformada de Fourier que nos permitirá tener nuestros datos del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia y poder trabajar con símbolos.

A este punto se decide si se desea ecualizar los datos, para ello se utiliza un Ecualizador OFDM que con los coeficientes de la estimación del canal y los datos de entrada nos estimará la secuencia que se haya enviado

Todo este procedimiento se lo realiza de forma paralela con todas las filas existentes y se las trabaja independientemente

Ahora se extrae los Null Tones que se encuentran en posiciones específicas en todas las filas de la matriz que contiene la trama OFDM.

Para volver a armar la secuencia OFDM como fue enviada se vuelve al proceso de conversión de paralelo a serie para tener datos de forma unidimensional.

Como la muestra inicial escoge muchos datos y no se sabe cuántos símbolos se enviaron, se recorta el arreglo a la cantidad real de datos enviados, esto es un parámetro del demodulador.

En la parte final se escala un factor de raíz de  $N$  que se introdujo en la parte del modulador para tener listo nuestros símbolos demodulados.

## **DEMODULADOR OFDM LABVIEW**

Con los parámetros iniciales de configuración del modulador OFDM, se extrae del clúster OFDM Demodulador:

- **Null Tones** Matriz que contiene la posición de los ceros que se deben agregar.
- **FFT size (N)** Número de Sub-portadoras presente en la modulación OFDM.
- **Length of CP (Lc)** Indica la cantidad de datos que se agregan como prefijo cíclico a la trama OFDM.
- Se extrae del cluster *modulation parameters in* lo siguiente:
- **number of data symbols (derived)** Indica la cantidad de símbolos que se deben de tomar después del proceso de demodulación.
- **Equalize Channel** Arreglo que contiene los coeficientes de la estimación del canal que sirven para la ecualización.

Una vez recibida la trama se la debe convertir de forma serial a paralela para ello se utiliza **DiagComm** bloque S:P que recibe de parámetro la suma de la cantidad de prefijo cíclico agregado y el tamaño de la FFT.

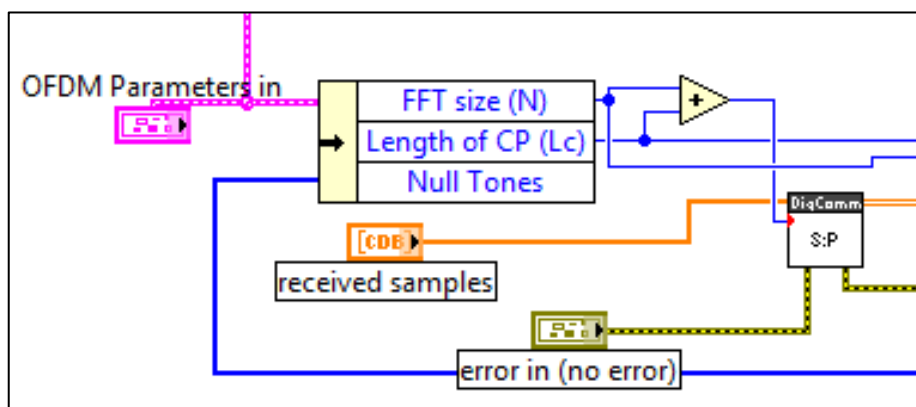


Figura 3.11 Parámetros OFDM y Conversión serial-paralelo

Se extrae el prefijo cíclico de la secuencia bidimensional con el bloque

*OFDM remove CP* y el parámetro **Lc**.



Se debe obtener los símbolos a través de la Transformada de Fourier

(FFT) para ello se utiliza la función *FFT.vi*

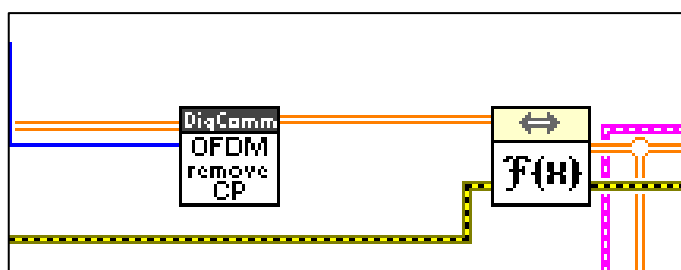



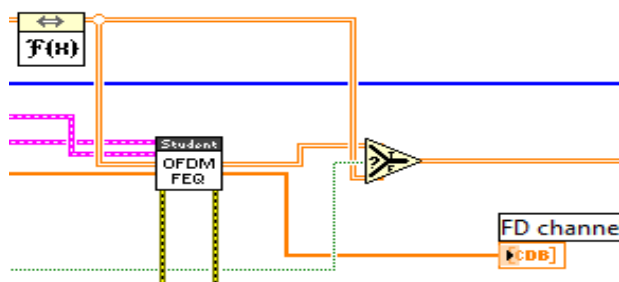
Figura 3.12 Prefijo cíclico y FFT.

A este punto la matriz pasa por un selector  que permitirá elegir dos opciones:

Por Verdadero la trama es ecualizada a través del bloque `OFDM FEQ.vi`



Por Falso la trama no se modifica y estará de la misma forma que ingreso.



**Figura 3.13 Ecualizador FEQ**

A la trama se le remueven los Null Tones con el bloque `remove null tones.vi`

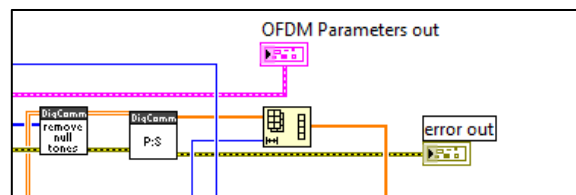


Se realiza el proceso de conversión de paralelo a serial con el bloque



`P:S` dejando un arreglo unidimensional.

Como el receptor desconoce la cantidad de datos enviados es necesario cortar los datos la cantidad de símbolos enviados para ello usamos la función *Reshape Array .vi* y el parámetro Numero de datos de símbolos (*Parámetro de configuración inicial*).



**Figura 3.14 Finalización en etapa de Demodulación**

Para la parte final se divide cada elemento por la raíz de N para tener lista la demodulación.

### 3.2.2 DEMODULACIÓN DE SÍMBOLOS 16-QAM

El proceso de demodulación consiste en discriminar los símbolos para obtener su respectiva representación en forma de bits, para ello nos basamos en la modulación y la constelación de la Figura 3.4 para recupera los bits y usando el criterio de máxima verosimilitud se ha establecido una región de decisión específica para un paquete de bits.

Dada la constelación en la Figura 3.4 se pretende explotar las características de esta a fin de simplificar su implementación y tener un mejor entendimiento del proceso de demodulación.

<b>0000</b>	<b>0100</b>	<b>1100</b>	<b>1000</b>
<b>0001</b>	<b>0101</b>	<b>1101</b>	<b>1001</b>
<b>0011</b>	<b>0111</b>	<b>1111</b>	<b>1011</b>
<b>0010</b>	<b>0110</b>	<b>1110</b>	<b>1010</b>

**Tabla 3.9 Encontrando el bit más significativo.**

Si se analiza con detalle la constelación, es posible notar que la parte real de todos los símbolos tiene como primer bit un 1 mientras que en la parte real negativa, el primer bit es un 0 con esta característica se va acortando la región de decisión para poder armar nuevamente nuestros bits demodulados en banda base.

Ahora que ya conocemos nuestro primer bit tratamos de explotar otra característica para el segundo bit, es de notar que este otro bit es 1 cuando la parte real del símbolo está acotado en los valores de 2 y -2 y es 0 en otro caso.



<b>0000</b>	<b>0100</b>	<b>1100</b>	<b>1000</b>
<b>0001</b>	<b>0101</b>	<b>1101</b>	<b>1001</b>
<b>0011</b>	<b>0111</b>	<b>1111</b>	<b>1011</b>
<b>0010</b>	<b>0110</b>	<b>1110</b>	<b>1010</b>

**Tabla 3.10 Segundo bit significativo.**

Para nuestro tercer bit tratamos de encontrar otra característica y esta se pueda observar en que la parte imaginaria en nuestro diagrama de constelación, el tercer bit toma el valor 0 cuando es positiva y 1 cuando es negativa con esto ya está definido el rango de decisión para este bit.

<b>0000</b>	<b>0100</b>	<b>1100</b>	<b>1000</b>
<b>0001</b>	<b>0101</b>	<b>1101</b>	<b>1001</b>
<b>0011</b>	<b>0111</b>	<b>1111</b>	<b>1011</b>
<b>0010</b>	<b>0110</b>	<b>1110</b>	<b>1010</b>

**Tabla 3.11 Tercer bit Significativo**


Ya hemos encontrado la demodulación para los 3 bits más significativos ahora al igual que los anteriores bits encontraremos otra característica que tenga nuestro 4 bit, esta se puede observar en la constelación de la siguiente forma, para cuando nuestro símbolo tenga la parte imaginaria acotada entre los valores de 2 y -2 el bit siempre va ser 1 caso contrario será 0.


0000	0100	1100	1000
0001	0101	1101	1001
0011	0111	1111	1011
0010	0110	1110	1010

**Tabla 3.12 Bit menos Significativo**


Con esto ya hemos definido cada uno de nuestros 4 bits para la demodulación es de notar que cada uno es independiente del otro en la forma de obtenerlos y que depende solo de la parte real o imaginaria del símbolo, esto nos permite reestructurar la demodulación colocando en orden el bit más significativo y haciendo una concatenación de los otros bits.




### **PROCEDIMIENTO PARA DEMODULACIÓN 16-QAM EN LABVIEW**


Con los símbolos como datos y la función *Complex to Re/Im*  se procede a separar la parte real e imaginaria de los símbolos a través de un lazo *FOR* se recorre cada uno de los elemento del arreglo de símbolos para tomar cada uno, demodularlo y así continuar independientemente con los demás símbolos.




Una vez dentro del lazo cada arreglo parte real e imaginaria se obtiene el primer elemento con la función *index array*  y con el




procedimiento antes mencionada se obtiene cada uno de los bits demodulados.

Para el primer bit más significativo, tomamos el elemento de la parte Real y lo comparamos con la función **Greater Than Zero**  que nos da un valor booleano y que a través de la función **Case Structure** decidirá si es mayor que cero el bit será 1 ó 0 en otro caso

Para el segundo bit, ahora nos interesa que la parte Real del símbolo se encuentre acotado entre 2 y -2 para ello utilizamos la función **Less**  y **Greater or Equal**  y cómo debe cumplirse las dos condiciones utilizamos la función **And** , esto da como resultado un valor booleano que permite a través de la función **Case Structure** decidirá si es mayor que cero el bit será 1 ó 0 en otro caso.

Para el tercer bit, ahora nos interesa la parte Imaginaria del símbolo, lo comparamos con la función **Greater Than Zero**  que nos da un valor booleano y que a través de la función **Case Structure** decidirá si es mayor que cero el bit será 1 ó 0 en otro caso.

Para el último bit, el menos significativo ahora nos interesa que la parte Imaginaria del símbolo se encuentre acotado entre 2 y -2 para ello utilizamos la función **Less**  y **Greater or Equal**  y cómo debe cumplirse las dos condiciones utilizamos la función **And** , esto da como resultado un valor booleano que permite a través de la función **Case Structure** decidirá si es mayor que cero el bit será 1 ó 0 en otro caso.

Obtenidos independientemente cada uno de los 4 bits ahora debemos concatenarlos desde el más significativo al menos significativo, con la función **Built Array** . Todo este procedimiento se realizara dependiendo del tamaño del arreglo de los símbolos que se obtiene con la función **Array Size** , para finalizar la demodulación se debe colocar en forma serial cada uno de los arreglos obtenidos después del lazo **For** este paso lo realizaremos con la función **Reshape Array**  y como parámetro el tamaño del arreglo multiplicado por 4, esto permitirá que el arreglo sea de una sola dimensión y con los bits demodulados.

### 3.2.3 ECUALIZADOR EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA FEQ

Un ecualizador es un filtro que mitiga los efectos dispersivos del canal el proceso de ecualización es hecho para ser adaptativo cuando el filtro tiene, a capacidad de ajustar los coeficientes continuamente durante la transmisión de los datos.

Para realizar la ecualización se debe de tener los siguientes datos:

- El arreglo que contiene los símbolos de la estimación del canal.
- El arreglo después de la salida de la FFT en la parte de la demodulación OFDM.

La estimación del canal es un arreglo que debe ser recortado a la cantidad de  $N$  que es el tamaño de la FFT, y aplicarle la Transformada de Fourier FFT.


Como la ecualización se basa en recuperar la secuencia enviada, entonces a través de la estimación del canal y la secuencia recibida se procede a realizar lo siguiente:

Se procede a recorrer el arreglo bidimensional de entrada para dividirlo con la estimación del canal.

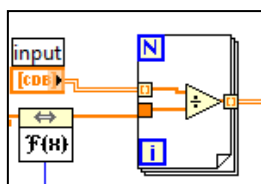
La secuencia de salida es la ecualizada.

$$s[k] = \frac{Y[K]}{H[K]} \quad (3.1)$$

### ECUALIZADOR EN LABVIEW

El arreglo estimación de canal debe ser recortado, para hacerlo, usamos la función *Reshape Array.vi*  que recibe de parámetro el tamaño de la FFT y nos indicara el tamaño del arreglo.

Con la entrada proveniente de la demodulación OFDM y la estimación del canal se recorre con un lazo FOR el arreglo bidimensional de entrada para dividir cada fila por la estimación del canal.



**Figura 3.15 FEQ**

### 3.3 PRESENTACIÓN DEL MODELO SIMPLIFICADO ISDB-Tb.

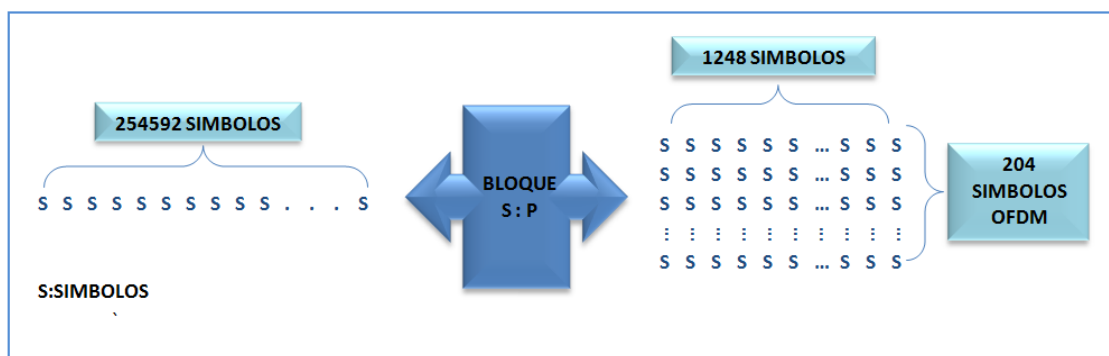
Para la implementación de la técnica OFDM se ha basado en los parámetros aplicados al estándar de televisión digital ISDB -T, para ello se realizaron diferentes VIs para su correcta implementación, es de notar que no se sigue la normativa de forma estricta, debido a que nuestro interés es mostrar como OFDM es aplicado al estándar y su visualización en el espectro. EL Estándar de Televisión Digital tiene tres modos de operación cada uno con diferentes parámetros, nuestro enfoque es el modo 1 que tiene las siguientes características técnicas que se pueden variar:

<b>MODO</b>	<b>1</b>
Número de Portadoras	<b>2048</b>
Portadoras Activas	<b>1405</b>
Número de Símbolos OFDM (Trama)	<b>204</b>
Duración de Símbolo	<b>252 us</b>
Prefijo Cíclico	<b>1/8,1/16,1/32</b>
Modulación	<b>QPSK,16-QAM</b>

**Tabla 3.13 Modo 1 Estándar ISDB-Tb.**

El tiempo de símbolo OFDM queda determinado por la inversa del ancho de banda ocupado por cada sub-portadora. El tiempo de símbolo OFDM queda determinado por la inversa del ancho de banda ocupado por cada sub-portadora. Además es una medida fija de 6 MHz, pero de forma práctica queda en 5.57 MHz y todos los demás parámetros deben permitir que este valor sea fijo en la transmisión.

Una vez mapeados los bits en símbolos se procede a llevar la cadena de datos seriales a forma paralela como se muestra en la Figura 3.16 con el bloque serial a paralelo



**Figura 3.16 Bloque Serial-Paralelo.**



Se procede a insertar 12 Nulltones por cada uno segmento de datos, cada segmento consta de 96 portadoras más 12 símbolos nulos dando resultado de 108 símbolos por segmento y un total de 1404 símbolos que deben de completar con símbolos ceros hasta completar la cantidad de 2048 símbolos, gracias a esto es posible ingresar a un bloque IFFT que determina los coeficientes para poder transmitir la información.

### 3.3.1 GENERADOR DE BITS PARA ISDB-Tb

EL estándar de televisión digital ISDB-Tb ha dividido el espectro en 13 segmentos cada segmento se genera la siguiente cantidad de bits

$$B_s = 188 * 8 * N \quad (3.2)$$

Donde:

$$N = \frac{L_d * B_p * K_i * K_o}{8} \quad (3.3)$$

$L_d$ : Es el número de sub-portadoras activas

$B_p$ : Tipo de modulación QPSK (2) 16QAM (4) 64QAM (6)

$K_i$ : El tipo de codificación interna Ej: 1/2, 2/3, 3/4 etc.

$K_0$ : El tipo de codificación externa (REED SOLOMON 204/188)

Nuestro interés es generar el total de bits sin tomar en cuenta la codificación interna ( $K_i=1$ ), que los bits ya tengan la codificación interna  $K_0=204/188$ , la cantidad de portadoras activas para el caso de modo 1  $L_d=96$  y el tipo de modulación queda a elección del usuario.

$$B_s = 204 * 96 * B_p \quad (3.4)$$

Sin importar el tipo de modulación que se realice la cantidad de símbolos que se deben generar debe ser la misma

	<b>Bp</b>	<b>Bits</b>
<b>BPSK</b>	<b>1</b>	<b>254,592</b>
<b>QPSK</b>	<b>2</b>	<b>509,184</b>
<b>16 QAM</b>	<b>4</b>	<b>1,018,368</b>

**Tabla 3.14 Cantidad de Bits necesarios.**

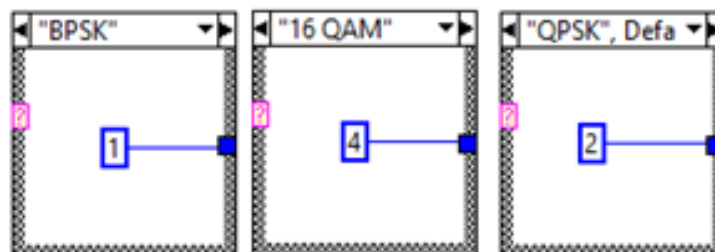
## PROCEDIMIENTO EN LABVIEW

Se extrae del Cluster *modulation parameter in* lo siguiente:



-  Indica el tipo de modulación que se va a realizar

Para generar la cantidad necesario de bits es necesario conocer el tipo de modulación y así la cantidad correcta según la Tabla 3.14

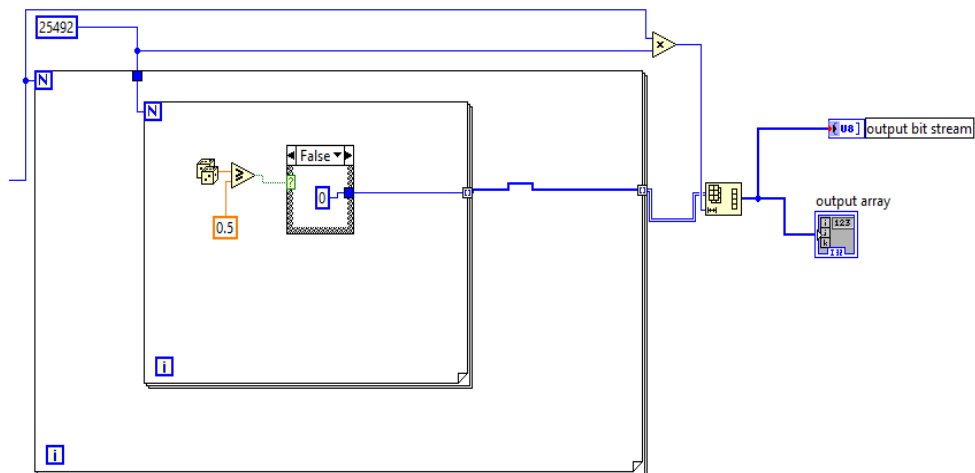
Con la función *Case Structure* y el tipo de modulación como entrada, se asigna los valores Bp. Ver Figura 3.17



**Figura 3.17 Selección del tipo de modulación.**

Estos sirven para establecer  el número de iteración en un lazo *FOR* externo, dentro del primer lazo existe otro lazo *FOR*, con número constante para la iteración de **254592**, luego se generan los bits a través de la función *Random Number* que obtiene valores entre 1 y 0, se los compara con el valor de 0.5 con la función *Great Or Equal* 

se decide con la función *Case Structure* si el resultado de comparar es verdadero se obtiene 1 caso contrario 0, a la salida del segundo lazo es necesario redimensionar los bits en el arreglo a través de la función *Reshape* de esta forma se consiguen generar de manera aleatorizada cada uno de los bits que se utilizaran específicamente para cada tipo de modulación.

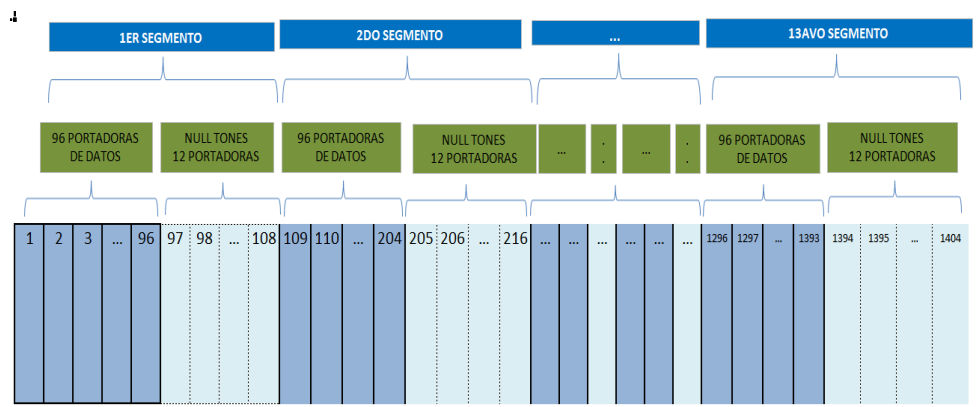


**Figura 3.18 Generación Aleatoria de bits.**

### 3.3.2 NULLTONES ISDB-Tb VIs

El estándar de televisión digital utiliza 13 segmentos para transmitir información más un segmento que es de guarda, los 13 segmentos consta de 96 portadoras de datos y 12 portadoras nulas, para nuestro forma simplificada del transmisor ISDB-Tb cada uno de estas

portadoras nulas son insertadas después de las 96 portadoras de datos obteniendo un total de 106 portadoras para cada segmento como se muestra en la Figura 3.19



**Figura 3.19 Descripción gráfica ISDB-Tb.**

Cada símbolo nulo tiene el mismo esquema de modulación que la de los símbolos con datos este punto es diferente debido a que las portadoras nulas también varían de modulación.

### PROCEDIMIENTO LABVIEW

El BLOQUE *NULLTONES ISDB-Tb* tiene dos entradas: Input Array, Filas y una salida Output Array.

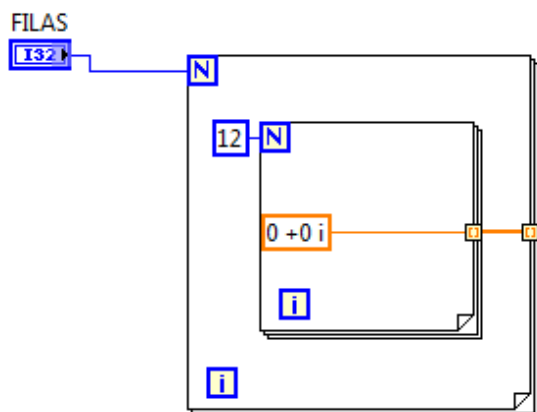
**Input Array** consta de los símbolos que pasaron del bloque serial a paralelo en la parte del Modulador OFDM.

**Filas** es una entrada que indica la cantidad de filas que se generaron en el proceso de conversión serial a paralelo, estas filas indican la cantidad de símbolos OFDM que genera mi transmisor. El estándar maneja 204 símbolos OFDM en un cuadro OFDM


**Output Array** consta de los símbolos que ingresaran al bloque IFFT en el modulador OFDM.

Dentro del VI *NULLTONESISBT* existes dos partes:

La primera parte se trata de generar 12 símbolos cero ( $0 + 0i$ ) a través de un lazo *FOR* anidado, en lazo interno se generan los 12 símbolos de una sola dimensión, y en lazo externo la cantidad de filas que tienen que existir con el parámetro de entrada **FILAS**, la salida es un arreglo de dos dimensiones de tamaño (**FILAS X 12**) estos sirven de portadoras pilotos luego de pasar el modulador OFDM. Ver Figura 3.20



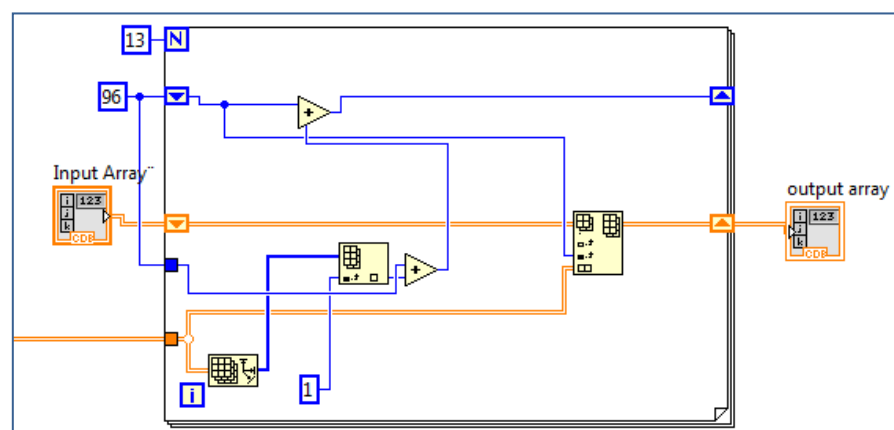
**Figura 3.20 Inserción del Símbolo "0"**

La segunda parte representa la inserción de los NULLTONES entre cada segmento de datos; se insertan 12 NULLTONES por cada 96 símbolos como se muestra en la Figura 3.19 para ello se utiliza un lazo FOR con 13 iteraciones debido a que existen 13 segmentos, el arreglo que ingresa al lazo tiene el tamaño (204x1248). Se utiliza la función `Insert Into Array`  que recibe como entrada el arreglo de los símbolos datos y el arreglo de símbolos nulos, estos dos arreglos tienen la misma cantidad de filas, además otra entrada que indica en qué posición se insertara el segundo arreglo de nulos dentro del primero, para ello se desea que este valor vaya variando y ubicarlos en la posición correcta en el arreglo, según la Tabla 3.15.

Segmentos	Posición del Arreglo
1-2	96
2-3	204
3-4	324
4-5	444
5-6	564
6-7	684
7-8	804
8-9	924
9-10	1044
10-11	1164
11-12	1284
12-13	1404

**Tabla 3.15 Posición de las Portadoras.**

Esto se logra con la función *SHIFT REGISTER* que acumula los valores anteriores y se suma con el valor del tamaño del arreglo símbolos nulos que siempre será 12. Ver Figura 3.21



**Figura 3.21 Posiciones Null-Tones**



El arreglo Output Array ahora tiene tamaño (204x1404) y sirve de entrada para el bloque de ZEROPADDING.

### 3.3.3 ZEROPADDING

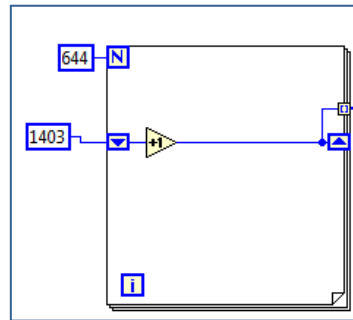
Antes de ingresar nuestro arreglo al bloque IFFT es necesario que los datos ingresados sean múltiplos de potencia de 2, después del bloque *NULLTONES/ISDB-Tb* los datos tienen un tamaño (204x1404), como 1404 no es potencia de dos, se busca el número más cercano que sería 2048 y la cantidad que hay que agregar son símbolos ceros.

#### PROCEDIMIENTO LABVIEW

El VI ZEROPDDING tiene una entrada llamada ISDB-Tb INPUT y una salida ISDB-Tb IFFT. ISDB-Tb INPUT es el arreglo que contiene los datos después de la salida del VI NULLTONES con tamaño (204x1404).

ISDB-Tb IFFT este arreglo servirá para ingresar al bloque IFFT su tamaño es de (204x2048). Se genera un arreglo que contiene las posiciones que se deben rellenar con ceros (símbolos) con un lazo FOR con 644 iteraciones el primer elemento del arreglo es el número

1404 hasta el número 2047 a través de la función SHIFT REGISTER la función Increment. Ver Figura 3.22.



**Figura 3.22 Posiciones zero padding.**

## **CAPÍTULO 4**

### **ANÁLISIS Y RESULTADOS.**

Este capítulo comprende los diferentes estudios que se realizaron a nuestro sistema de comunicación inalámbrico con la implementación de la técnica OFDM.

Nos centraremos en los distintos parámetros de medición que permiten conocer las ventajas y desventajas que tiene el sistema tales como el BER y el SNR cuando variamos las condiciones de transmisión y recepción, así como también en la forma de las constelaciones receptadas.

Realizamos un balance de factores (trade-off) el cual se refiere a los dilemas que surgen cuando se desea beneficiar una cualidad del sistema pero resignando otras.

#### 4.1 COMPORTAMIENTO DEL SISTEMA OFDM FRENTE A LA SELECTIVIDAD EN FRECUENCIA.

##### PRIMER EXPERIMENTO.

Se configuró el transmisor y el receptor de la siguiente manera:

TX oversample factor: 20

TX Sample rate 4Msamples/sec

Rx oversample factor: 20

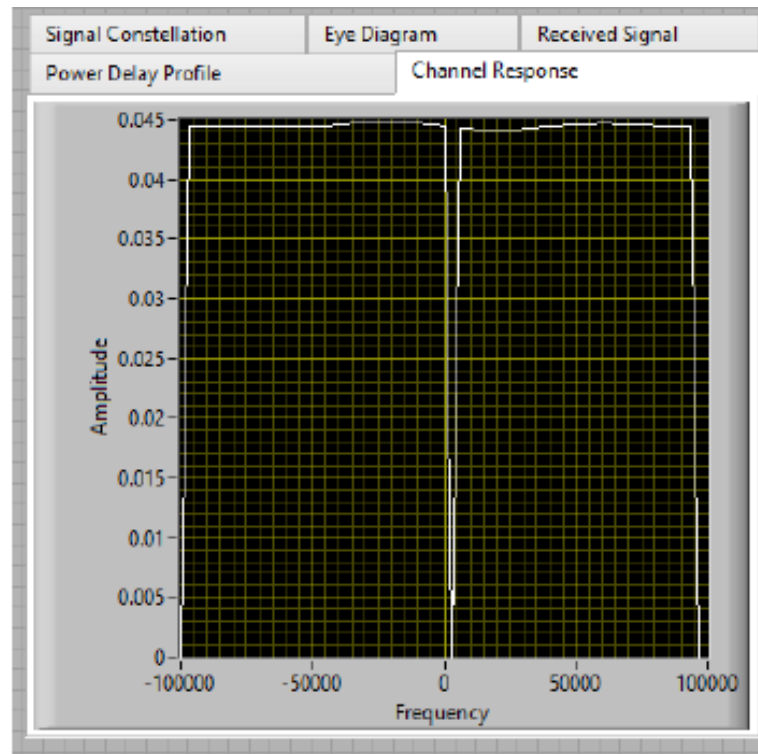
RX Sample rate: 4MSamples/sec

MODULACION: QPSK

$$\text{Symbol Rate} = \frac{TX \text{ sample rate}}{TX \text{ oversample}} = \frac{4M\text{sample/s}}{20} = 200 \text{ Khz.}$$

BW: 200Khz.

Con estos valores y después de haber transmitido un paquete de forma exitosa se observa en la Figura 4.1 que la respuesta en frecuencia del canal es plana; se interpreta entonces que el canal es de banda angosta o que el ancho de banda de la señal transmitida es menor que el ancho de banda coherente de éste.



**Figura 4.1 Respuesta del canal, QPSK, 200KHz.**

## **SEGUNDO EXPERIMENTO.**

Se configuró el transmisor y el receptor de la siguiente manera:

TX oversample: 4

TX Sample rate: 20MSamples/sec

Rx oversample: 4

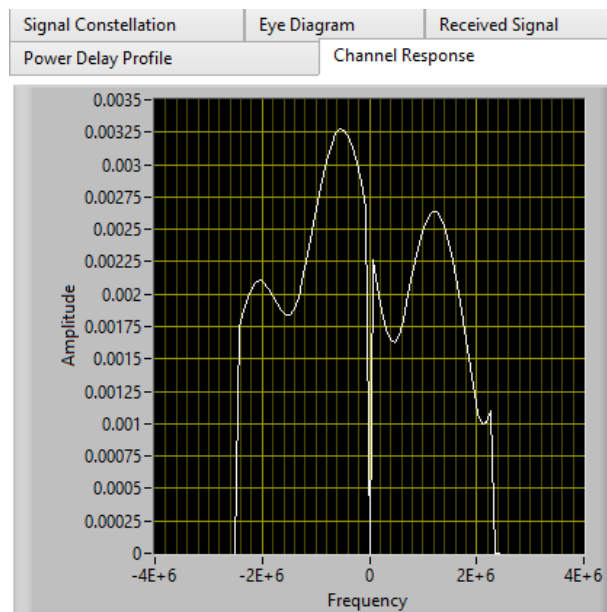
RX Sample rate: 20MSamples/sec

MODULACIÓN: QPSK

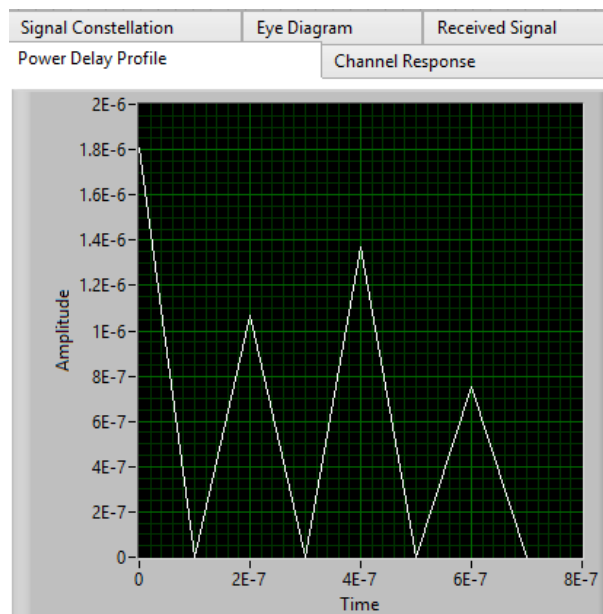
$$\text{Symbol Rate} = \frac{TX \text{ sample rate}}{TX \text{ oversample}} = \frac{20M\text{sample/s}}{4} = 5 \text{ Mhz.}$$

BW: 5M

Con estos valores y después de haber transmitido un paquete de forma exitosa se observa en la Figura 4.2 que la respuesta en frecuencia del canal NO es plana; debido a que el ancho de banda de la señal transmitida es mayor que el ancho de banda coherente de éste; y al efecto multipaso que se observa en el *power delay profile* de la Figura 4.3. [23]



**Figura 4.2 Respuesta del canal, QPSK, 5MHz**



**Figura 4.3 Power Profile Delay, QPSK, 5MHz.**

Se puede advertir después de ejecutados los 2 experimentos que mientras más ancho de banda se utilice para transmitir información, el canal irá perdiendo la capacidad de responder de manera plana en todo el rango de frecuencias. Esta no afecta de gran manera al sistema OFDM debido a que la información no está distribuida en una sola portadora sino en varias, lo que da el efecto de tener varios canales independientes a un tiempo de símbolo mayor que en una transmisión de portadora única.

## 4.2 ANÁLISIS DEL BER VS SNR (Signal Noise Ratio) EN UN CANAL AWGN.

Se realizaron experimentos donde se varió la potencia del ruido ( $N_o$ ) en el canal AWGN, el esquema de modulación (QPSK, 16-QAM y 64-QAM), el número de sub-portadoras  $N$  (64, 256 y 1024) y se analizó cual fue el comportamiento del bit-error-rate (BER) en el receptor.

### Experimento 1:

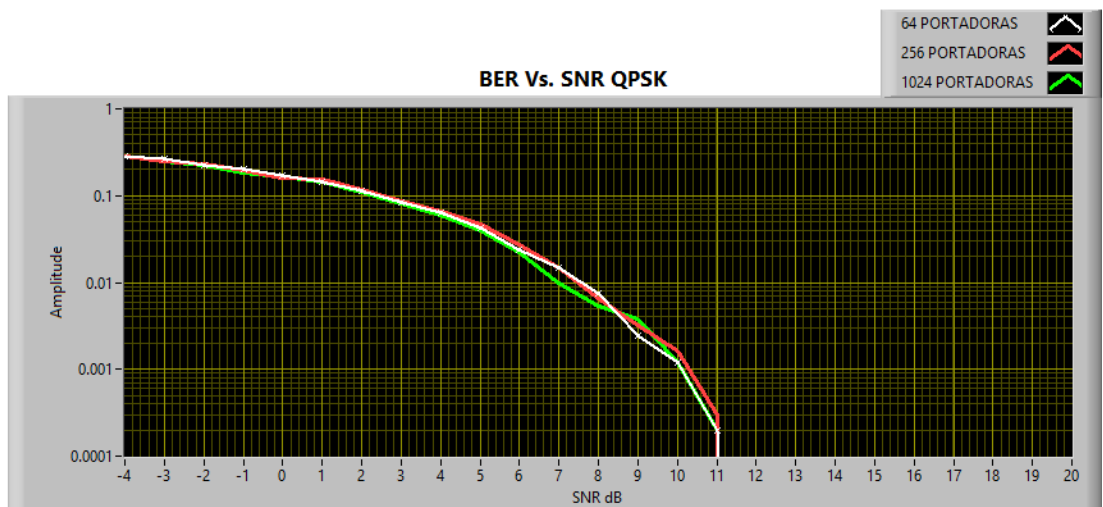
Modulación: QPSK

Sub-portadoras ( $N$ ): 64, 256, 1024

SNR [dB]: -4:20[dB]

Para éste caso se superponen las gráficas con los distintos números de portadoras como se muestra en la Figura 4.4





**Figura 4.4 BER vs SNR, QPSK y Variación de sub-portadoras.**

Las diferencias en el BER no son representativas; es decir que el número de sub-portadoras no afecta de manera significativa al bit-error-rate.

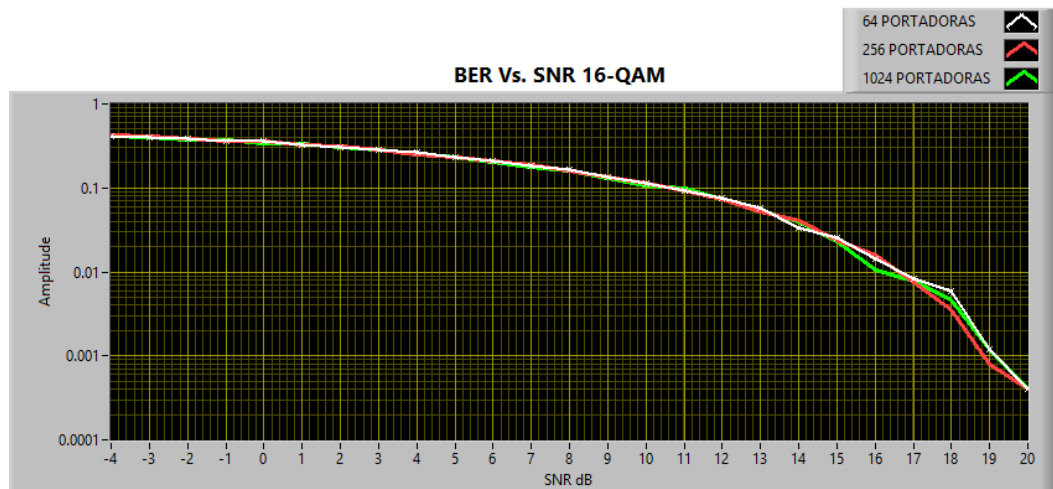
Las gráficas se muestran en escala lineal y en escala logarítmica.

### **Experimento 2:**

Modulación: 16-QAM

Sub-portadoras (N): 64, 256, 1024

SNR [dB]: -4:20[dB]



**Figura 4.5 BER vs SNR 16-QAM y Variación de sub-portadoras.**

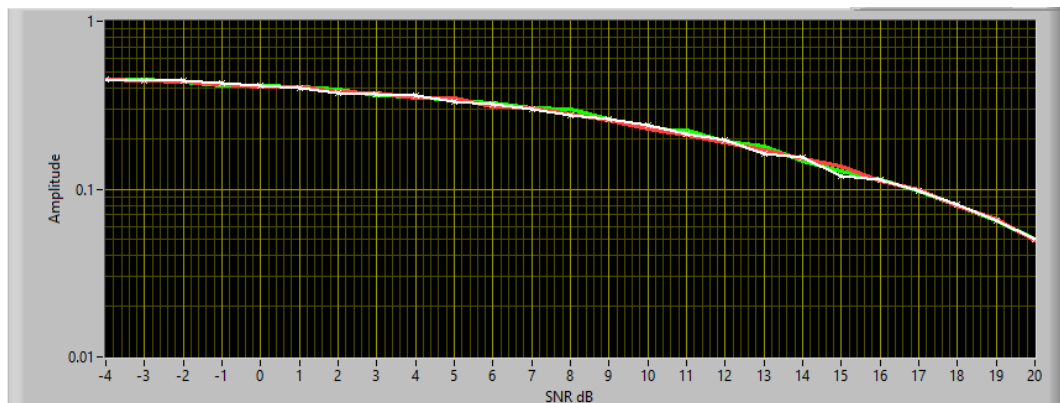
Al igual que en el experimento 1 no hubo una variación significativa en las gráficas del BER como se muestra en la Figura 4.5

### Experimento 3:

Modulación: 64-QAM

Sub-portadoras (N): 64, 256, 1024

SNR [dB]: -4:20[dB]



**Figura 4.6 BER vs SNR 64-QAM y Variación de sub-portadoras.**

En el esquema 64-QAM tampoco se aprecia diferencia en las gráficas con distintos números de sub-portadoras.

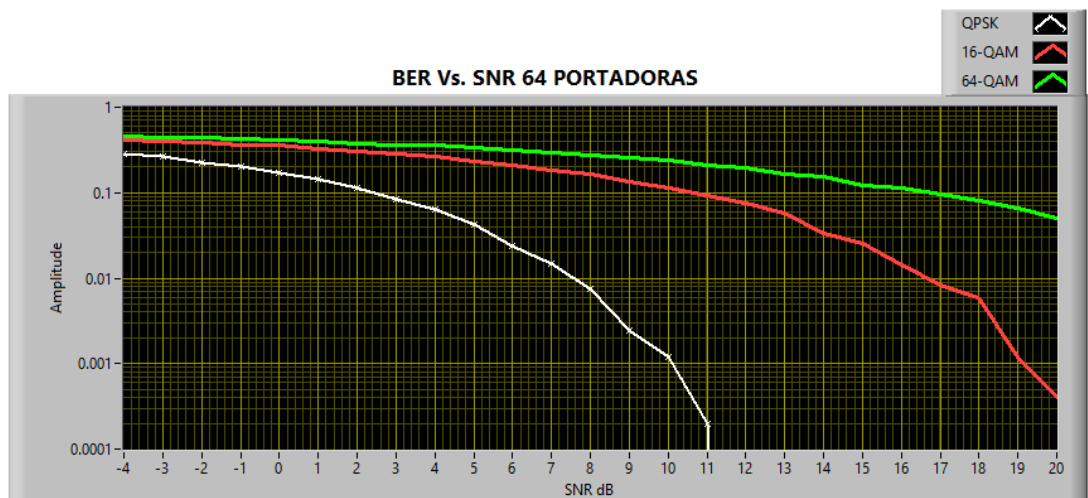
#### **Experimento 4:**

Modulación: QPSK, 16-QAM, 64-QAM.

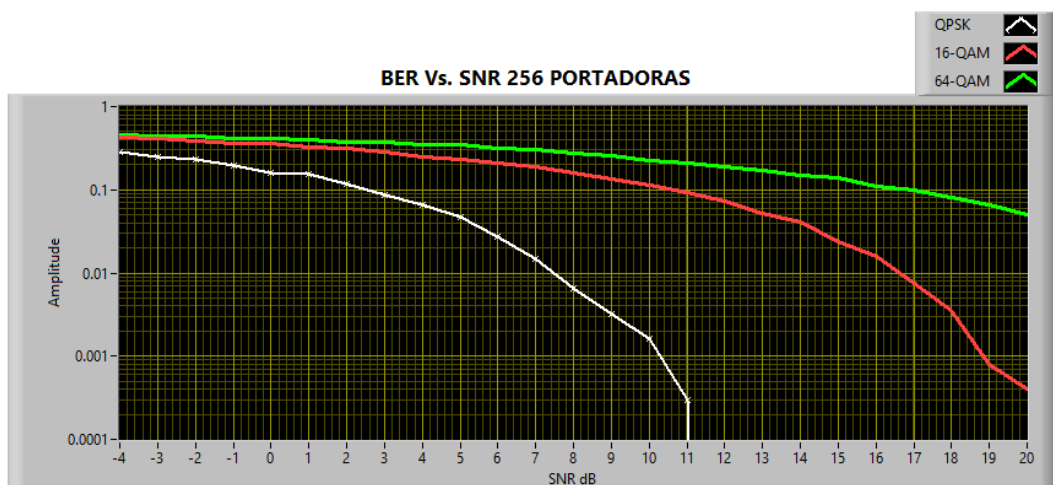
Sub-portadoras (N): 64, 256, 1024.

SNR ( $N_0$ ) [dB]: -20:4[dB]

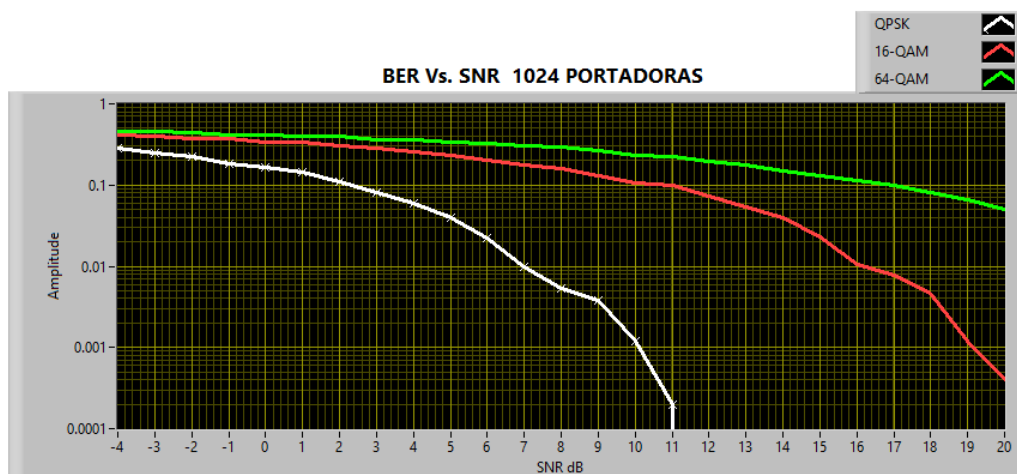
En este experimento se variaron los esquemas de modulación manteniendo constante el número de sub-portadoras.



**Figura 4.7 BER, 64 Portadoras y distintos esquemas de modulación.**



**Figura 4.8 BER, 256 Portadoras y distintos esquemas de modulación.**



**Figura 4.9 BER, 1024 Portadoras, distintos esquemas de modulación.**

Una vez realizadas los distintos experimentos variando los esquemas de modulación y manteniendo fijo el número de sub-portadoras se puede observar que al aumentar la robustez de la modulación, la susceptibilidad al ruido es mayor.

Por ejemplo en la Figura 4.7 se observa que para tener un bit-error-rate (BER) del 10% se necesitan como máximo los siguientes valores de SNR:

QPKS: 3[dB].

16-QAM: 11[dB].

64-QAM: 17[dB].

Esta tendencia se cumple independientemente de la cantidad de sub-portadoras que se utilicen.

### 4.3 ANÁLISIS DEL BER VS SNR (Signal Noise Ratio) EN UN CANAL MULTI-CAMINO.

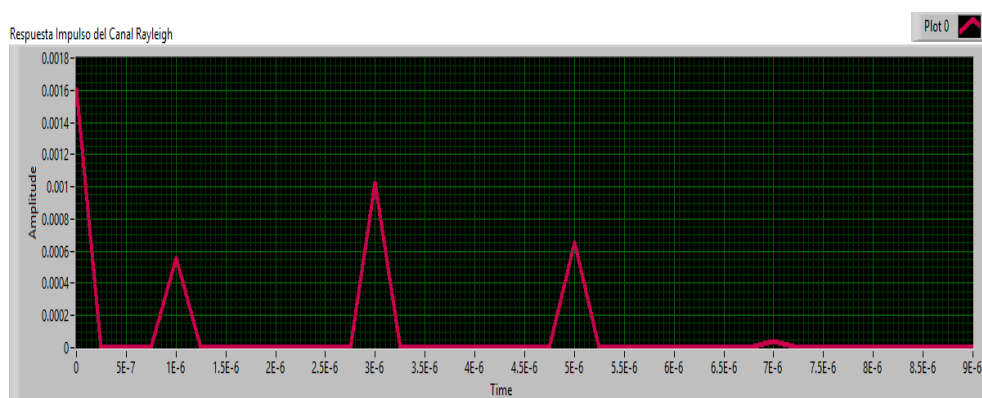


Figura 4.10 Respuesta al impulso del Canal Rayleigh.

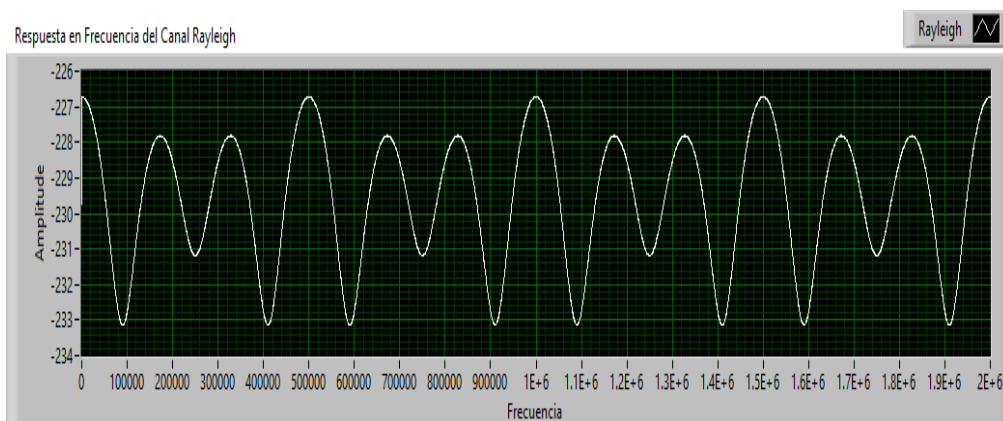
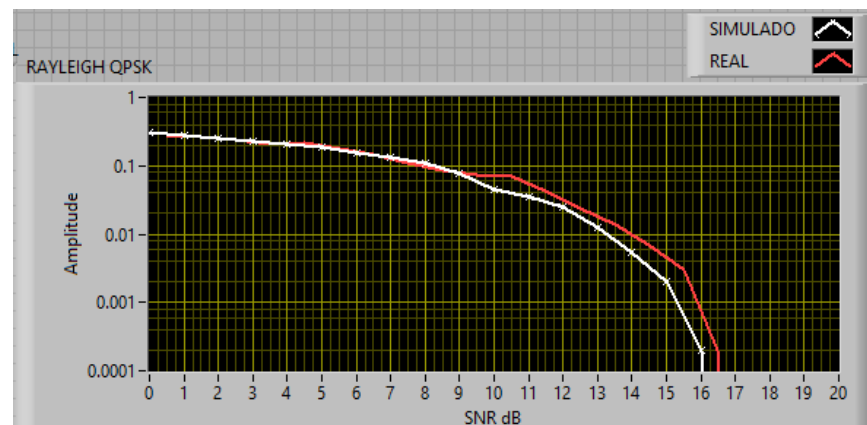


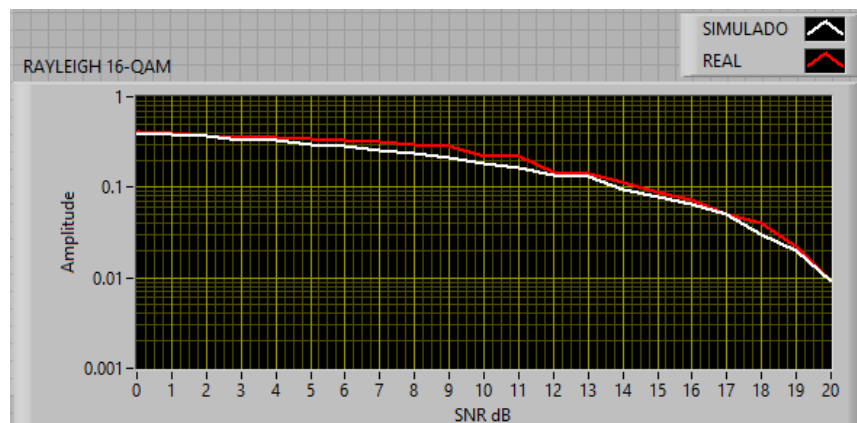
Figura 4.11 Respuesta de Frecuencia, Canal Rayleigh.

La Figura 4.10 y la Figura 4.11 muestran los pasos del canal rayleigh y un ancho de banda selectivo en frecuencia respectivamente.

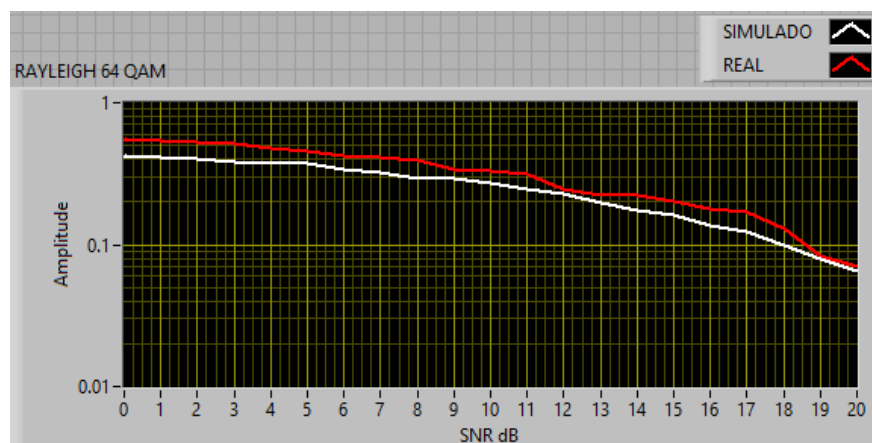


**Figura 4.12 Modulación QPSK en canal Multi-trayecto.**

Con una emulación del canal Rayleigh en la transmisión QPSK se puede observar en la Figura 4.12 un comportamiento muy similar en las curvas roja (real) y blanca (simulada).



**Figura 4.13 Modulación 16-QAM en canal Multi-trayecto.**



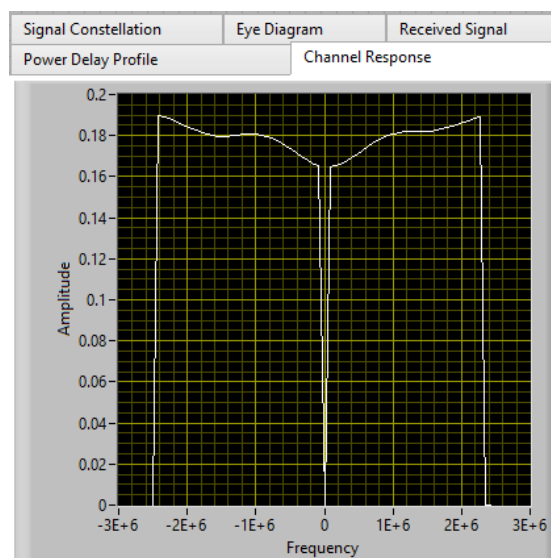
**Figura 4.14 Modulación 64-QAM en canal Multi-trayecto.**

Las Figura 4.12, Figura 4.13 y Figura 4.14 muestran como la modulación QPSK es más robusta en términos de BER que los esquemas 16-QAM y 64-QAM ya que se necesita un menor SNR para que los errores disminuyan de manera considerable. En los otros 2 esquemas se necesita un SNR mayor para mitigar el mismo BER. Se

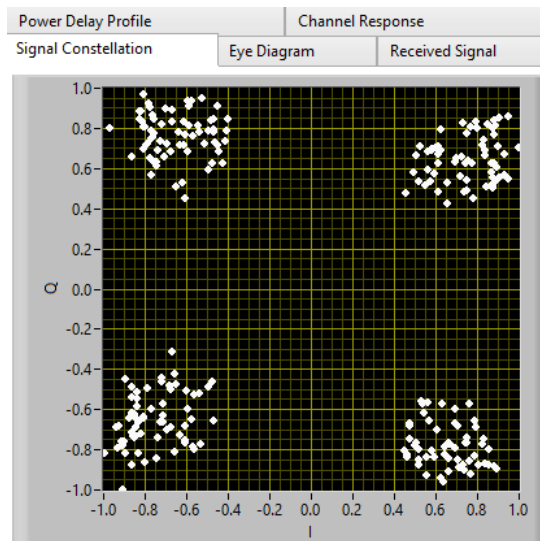


recalca también que la experimentación difiere en un valor aceptable con las gráficas simuladas.

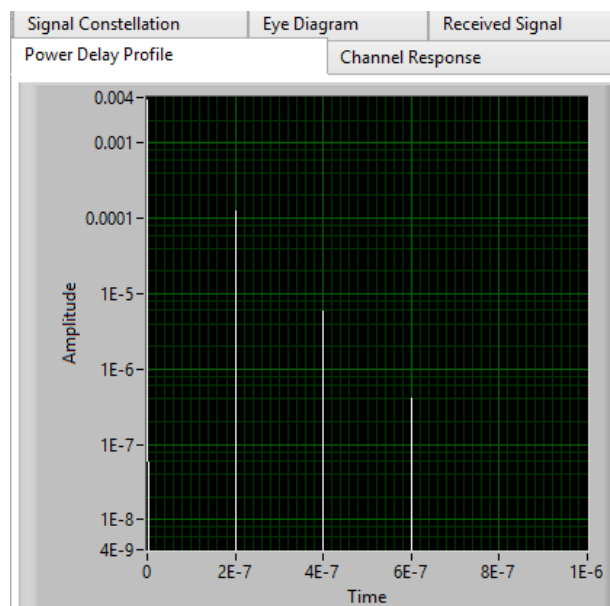
## RESPUESTA DEL CANAL Y POWER DELAY PROFILE.



**Figura 4.15** Respuesta del canal con multi-trayectos.



**Figura 4.16 Constelación Recibida.**



**Figura 4.17 Power Delay Profile ambiente Multi-Camino.**

Se realizó la experimentación separando los equipos (USRP) para permitir que se generen multi-caminos entre el transmisor y el receptor, observar de este modo el perfil de retardo de potencia que existe, y determinar el ancho de banda coherente para compararlo con el ancho de banda de la señal transmitida.

Se configuró el transmisor y el receptor de la siguiente manera:

TX oversample: 4

TX Sample rate: 20MSamples/sec

Rx oversample: 4

RX Sample rate: 20MSamples/sec

MODULACIÓN: QPSK

$$\text{Symbol Rate} = \frac{\text{TX sample rate}}{\text{TX oversample}} = \frac{20\text{Msample/s}}{4} = 5 \text{ Mhz.}$$

BW: 5M

### **CÁLCULO DEL ANCHO DE BANDA COHERENTE.**

$\bar{\tau}$  = Mean Excess Delay.

$\overline{\tau^2}$  = Second Moment.

$\sigma_\tau$  = Rms Delay Spread.

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{0.0007(2 \times 10^{-6}) + (4 \times 10^{-5})(4 \times 10^{-7}) + 0.0001(6 \times 10^{-7})}{0.0007 + (4 \times 10^{-5}) + 0.0001 + 0.3}$$

$$\bar{\tau} = 4.6789 \times 10^{-8} s$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k)\tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} = \frac{0.0007(2 \times 10^{-6})^2 + (4 \times 10^{-5})(4 \times 10^{-7})^2 + 0.0001(6 \times 10^{-7})^2}{0.0007 + (4 \times 10^{-5}) + 0.0001 + 0.3}$$

$$\overline{\tau^2} = 9.3213 \times 10^{-14} s^2$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} = 3.1070 \times 10^{-7} s$$

Si el ancho de banda coherente se lo define como el ancho de banda sobre el cual la función de correlación en frecuencia está sobre 0.9 entonces  $B_w$  es aproximadamente:

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_\tau}$$

$$B_c = \frac{1}{50 \times 3.1070 \times 10^{-7} s} = 66.290 KHz$$

El Ancho de banda de una sub-portadora viene definido como:

$$B_w = \frac{B_{ofdm}}{N} = \frac{5MHz}{64} = 78.125 KHz$$

Dado que  $B_w \geq B_c$  corroboramos los resultados de las Figura 4.15 y Figura 4.17 que muestran un canal selectivo en frecuencia debido a que el ancho de banda coherente  $B_c$  es semejante al ancho de banda de sub-portadora  $B_w$ .

### **DEEP FADING EN UN CANAL PLANO.**

Se configuró el transmisor y el receptor de la siguiente manera:

TX oversample factor: 20

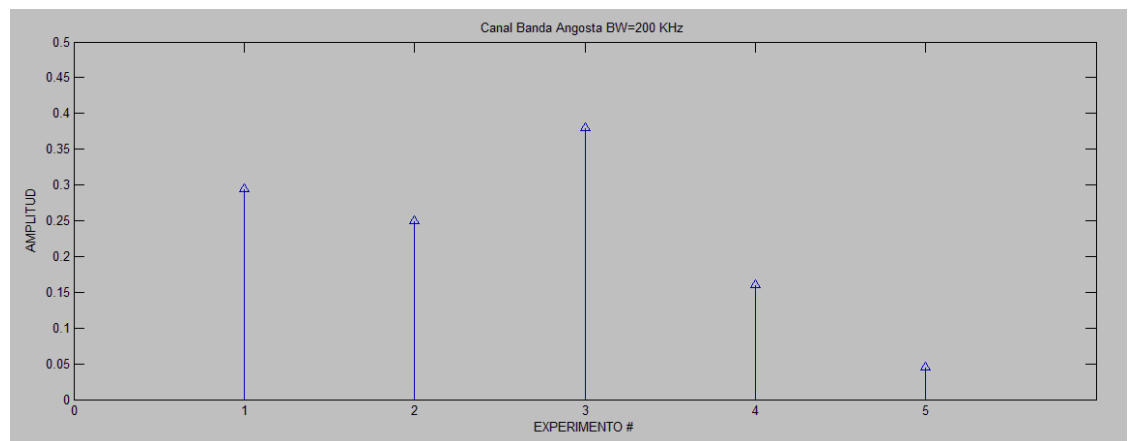
TX Sample rate 4Msamples/sec

Rx oversample factor: 20

RX Sample rate: 4MSamples/sec

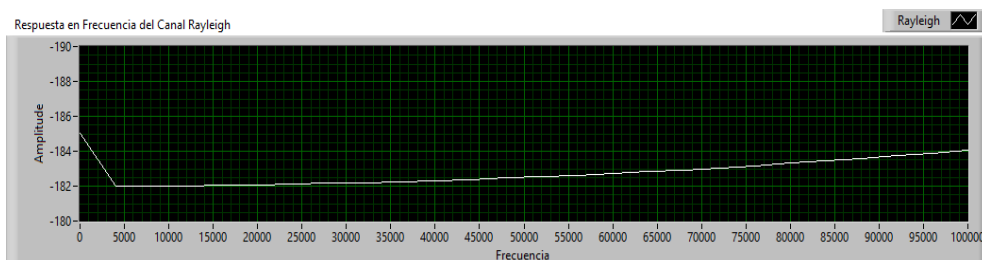
MODULACION: QPSK

$$\text{Symbol Rate} = \frac{\text{TX sample rate}}{\text{TX oversample}} = \frac{4\text{Msample/s}}{20} = 200 \text{ KHz} = BW$$

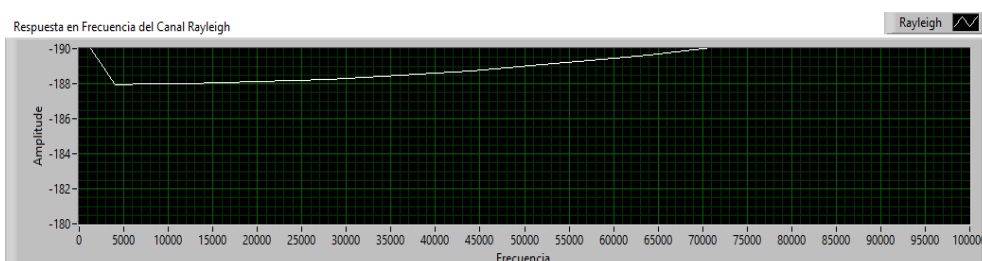


**Figura 4.18 Deep Fading.**

Se puede observar en la Figura 4.18 varios experimentos de flat fading donde cada amplitud de pulso representa la amplitud de la respuesta del canal. Para cada prueba realizada se obtuvo una amplitud distinta siendo los experimentos 4 y 5 aquellos en los que la amplitud fue menor en comparación con los 3 primeros, en los cuales la media es de 0.35 vatios. En la Figura 4.19 y Figura 4.20 se observan 2 experimentos donde se aprecia que para un tiempo  $t_1$  se tiene una respuesta plana con una amplitud más o menos constante para todas las componentes de frecuencia; y para un tiempo  $t_2$  se obtiene lo mismo pero con otro valor en la amplitud.



**Figura 4.19** Respuesta del canal, Flat Fading.



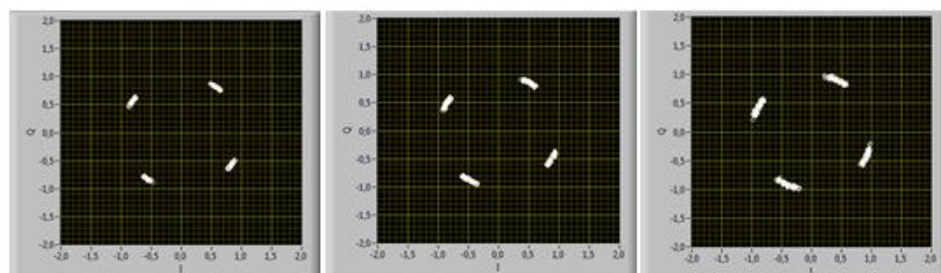
**Figura 4.20** Respuesta del canal, Flat Fading.

#### 4.4 ANÁLISIS DE RESULTADOS PARA TRANSMISIONES CON Y SIN DESPLAZAMIENTO EN LA FRECUENCIA.

Un gran problema en los sistemas de transmisión por bloque es el desplazamiento en las frecuencias de la portadora (*carrier frequency offset CFO*), el cual pone a la vista diferentes impactos en OFDM y de igual forma en los sistemas de única portadora.

En nuestro experimento se introdujo un CFO en el sistema para diferentes esquemas de modulación y de esta manera interpretar las afectaciones que produce el mismo.

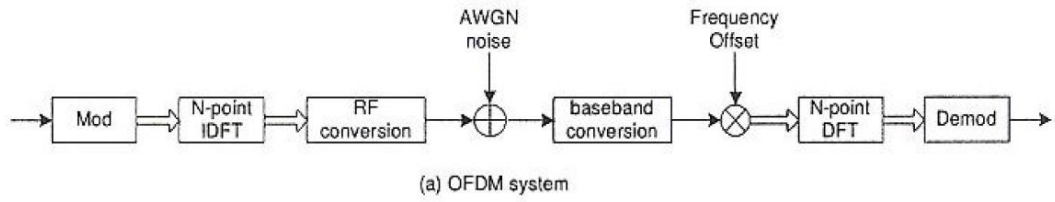
Experimento 1: En primer lugar se escogió el esquema de modulación QPSK con un total de 64 portadoras y CFO DE 100, 150, 200 Hz



**Figura 4.21 De izquierda a derecha: 100, 150, 200 Hz.**

Como se observa en la Figura 4.21 se puede apreciar un cierto grado de inclinación de la constelación a medida que el offset aumenta, este efecto se debe a que en la práctica la frecuencia de la señal en el transmisor (4.1) no es la misma que en el receptor (4.2), éste, en el momento de realizar la demodulación OFDM ver figura queda una expresión matemática (4.3) donde el primer término indicado por  $C(0)$  hace que la constelación rote en forma proporcional al desfase de frecuencia (*offset*)





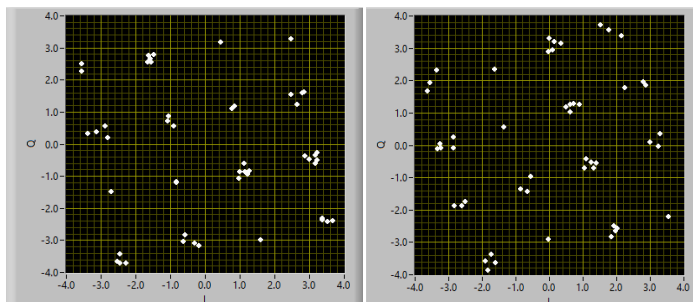
**Figura 4.22 Diagrama de Bloques OFDM.**

$$x_o(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_o(k) e^{j2\pi n(k)/N} \quad (4.1)$$

$$y_o(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_o(k) e^{j2\pi n(k-\varepsilon)/N} + z_o(n); \quad \varepsilon = \Delta f T \quad (4.2)$$

$$Y_o(k) = X_o(k)C(0) + \sum_{l=0, l \neq k}^{N-1} X_o(l)C(l-k) + Z_o(k) \quad (4.3)$$

Además en (4.3) se aprecia un segundo término que causa Interferencia Interpretadora (ICI), lo que causa interferencia entre las señales deseadas y destruye la ortogonalidad entre las sub-portadoras OFDM.



**Figura 4.23 16-QAM 100, 150 Hz (izquierda a derecha).**

#### **4.5 ANÁLISIS DEL BER EN UN SISTEMA OFDM EN PRESENCIA DE OFFSET.**

Se realizaron experimentos donde se varió la potencia del ruido ( $N_o$ ) en el canal AWGN, con un esquema de modulación fijo (16-QAM), el número de sub-portadoras  $N$  (64, 256 y 1024) y se analizó cual fue el comportamiento del bit-error-rate (BER) en el receptor en presencia de distintos valores de desplazamiento en frecuencia.

Modulación: 16-QAM.

Sub-portadoras ( $N$ ): 64, 256, 1024.

Potencia del ruido ( $N_o$ ) [dB]: -20:4

Offset: 100, 150, 200, 200, 250.

Desde la Figura 4.24 hasta la Figura 4.28 se muestra como varia la gráfica del BER con distintos número de portadoras en transmisiones con incrementos de 50 Hz de offset.

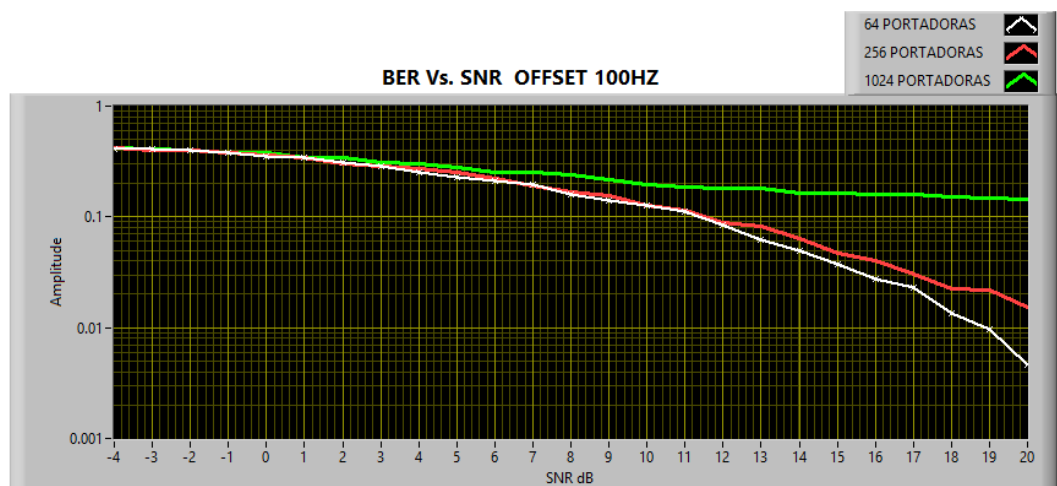


Figura 4.24 BER vs No, 100 Hz offset.

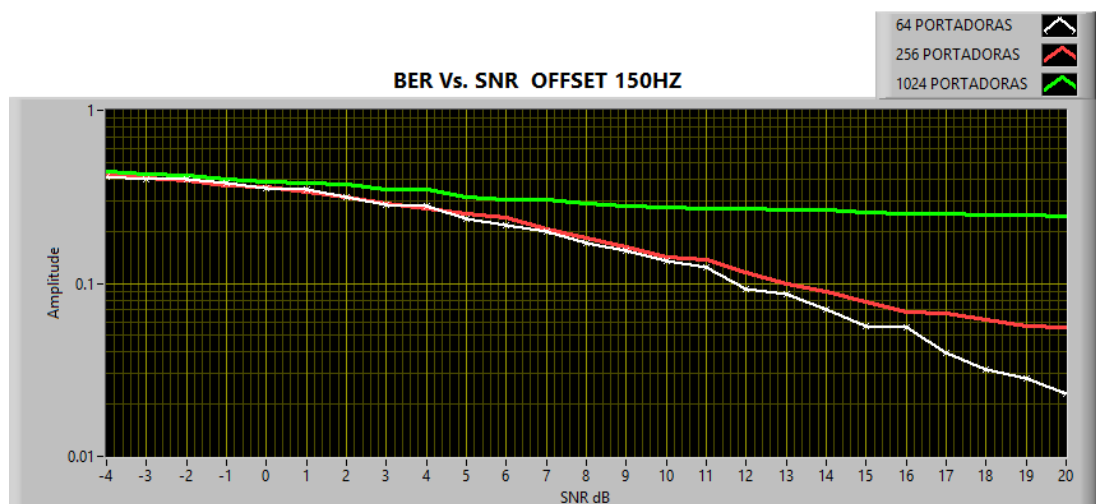
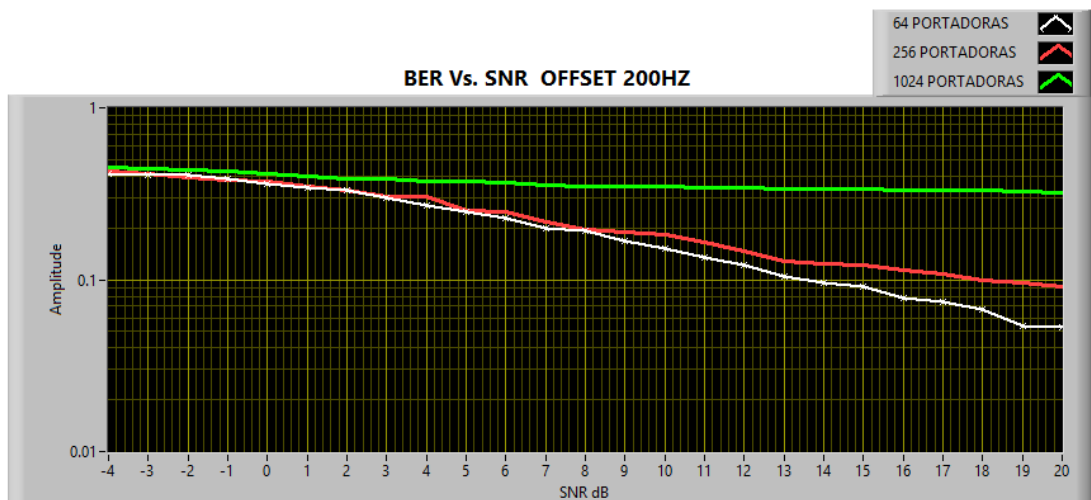
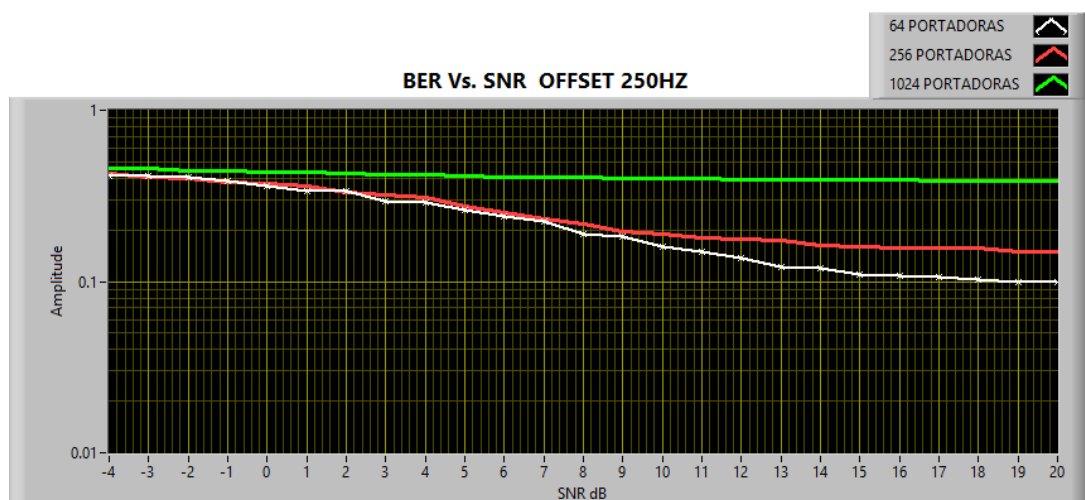


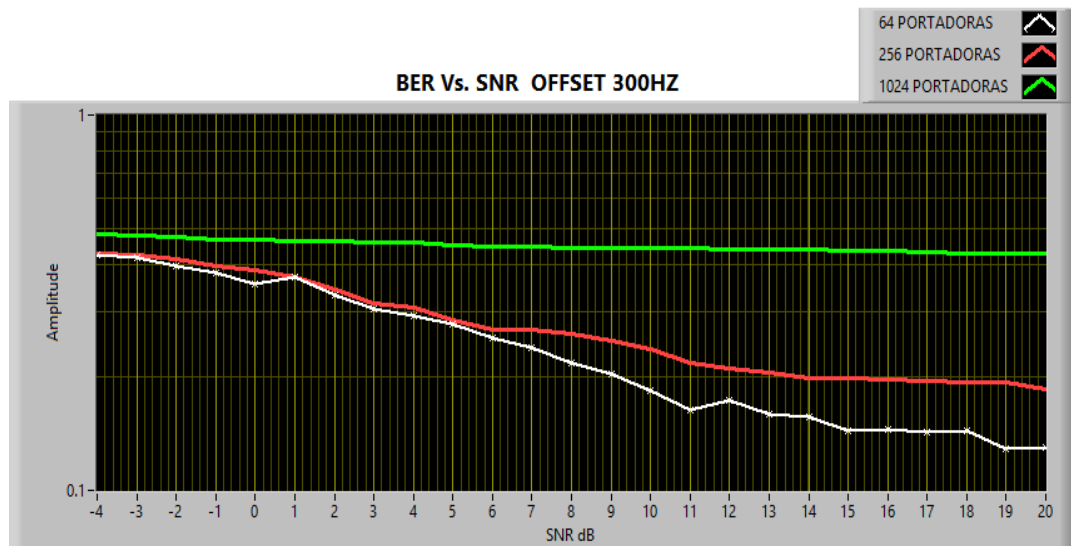
Figura 4.25 BER vs No, 150 Hz offset.



**Figura 4.26 BER vs No, 200 Hz offset.**



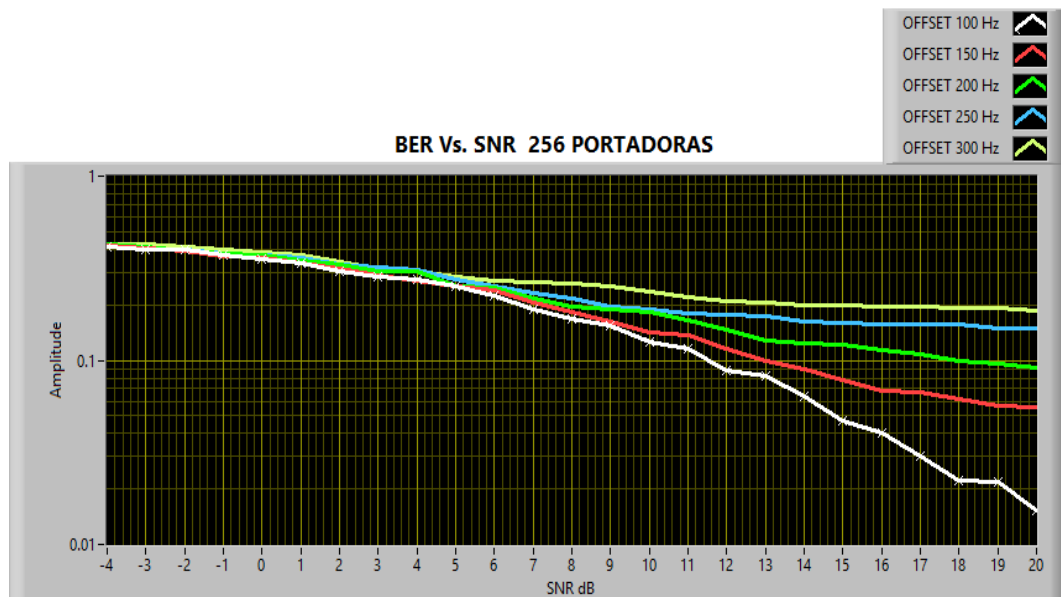
**Figura 4.27 BER vs No, 250 Hz offset.**



**Figura 4.28 BER vs No, 300 Hz offset.**

Las gráficas muestran comportamientos similares; las transmisiones con 64 y 256 portadoras no tienen una diferencia representativa en el BER, a diferencia de las de 1024 portadoras, que en todas las figuras se encuentra alejada muy por encima en valores de bit-error-rate.

Al aumentar el offset en las transmisiones se aumenta el BER, pero éste es más sensible cuando el número de las sub-portadoras aumenta.



**Figura 4.29 BER Vs SNR, 256 portadoras, aumentando el offset.**

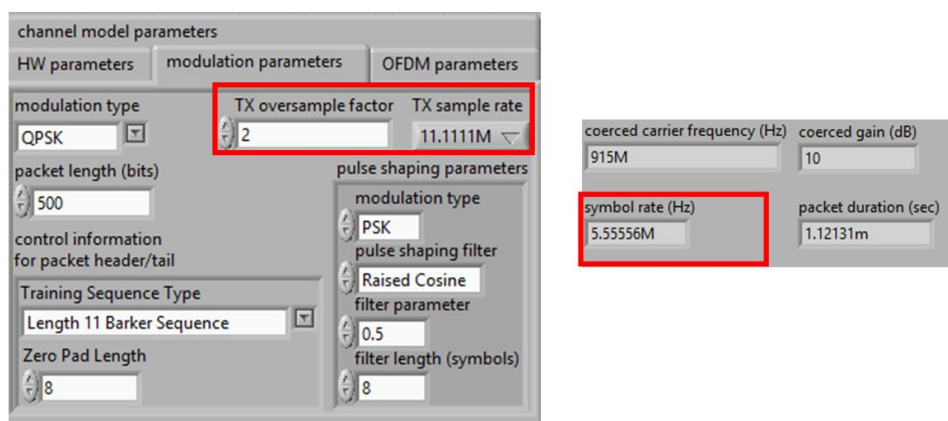
Con un número fijo de sub-portadoras e incrementos de 50 Hz en el offset se observa en la Figura 4.29 que el sistema es menos eficiente para desplazamientos en frecuencia mayores.

#### **4.6 RESULTADOS DEL ESPECTRO DE UNA SEÑAL OFDM**

##### **UTILIZANDO LOS PARAMETROS DEL ESTANDAR ISDB-Tb.**

Como una aplicación de OFDM se ha decidido implementar con los USRP una versión simplificada del estándar de televisión digital ISDB-Tb con el objetivo de analizar sus componentes espectrales, el ancho de banda utilizado, y de forma didáctica los 13 segmentos de datos con que cuenta.

Para definir el ancho de banda a utilizar es necesario establecer la tasa de símbolo, para el caso del estándar de televisión digital utiliza 5.57MHz que se los obtiene dividiendo TX Sample y TX Oversample factor ver Figura 4.30



**Figura 4.30 Configuración de ancho de Banda**

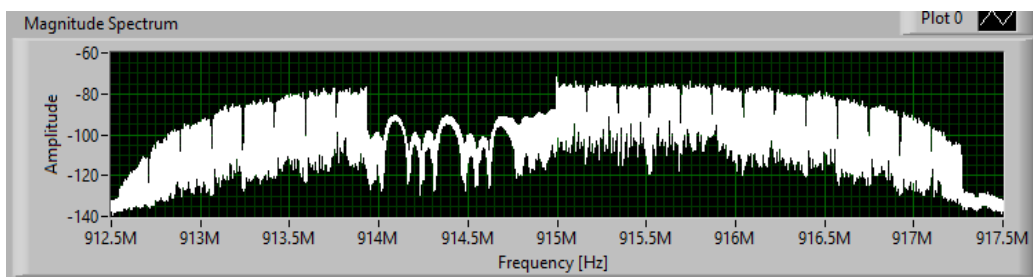
La ubicación que toman las portadoras en el espectro tiene cierta característica especial, a partir de la Frecuencia central  $f_c + \Delta f/2$ , donde  $\Delta f = BW/N$ , se ubica la primera portadora y con un espaciado de  $\Delta f$  se van estableciendo las demás portadoras espectralmente hasta  $f_c + N*\Delta f/2$ , la primera de la otra mitad de las portadoras  $N/2$  se sitúa en  $f_c - N*\Delta f/2$  hasta  $f_c - \Delta f/2$ . Este tipo de categorización no es posible para el estándar ISDB-Tb a por dos motivos:

**Ancho de banda de guarda:** ISDB-Tb divide el ancho de banda de 5.575 MHz en el modo 1, en 14 segmentos dejando un segmento de guarda, este se distribuye conforme a como tiene ubicado las portadoras de video y de audio un canal analógico, dejando aproximadamente 90 portadoras nulas para la guarda inferior y 18 portadoras nulas para la guarda superior.

**No todas las portadoras son datos:** cuando se realiza el proceso de la modulación OFDM se estableció que se necesitaban 2048 portadoras para los 1405 símbolos datos, debido a que la IFFT los procesa en potencia de dos, es por ello que se realizó un *zero padding* de 643 símbolos nulos.

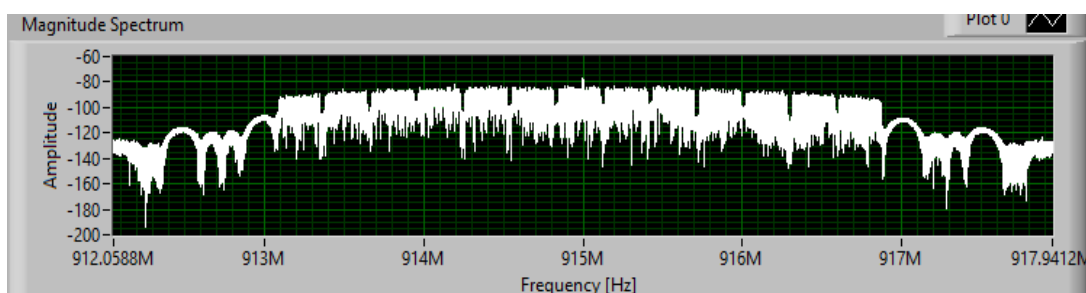
Cuando se realiza la transmisión sin hacer ninguna modificación se observa que el espectro tiene la forma de la Figura 4.31, la posición de las portadoras comienza a partir de la frecuencia central hasta el final del ancho de banda utilizado, la segunda mitad se ubica al inicio del ancho de banda hasta la frecuencia central





**Figura 4.31 Espectro ISDB-Tb sin re-ordenamiento**

Ese espectro nulo que se observa en la Figura 4.31 se debe a que no existen datos a partir de la portadora 1405. Sin duda se debe hacer un reordenamiento de las portadoras para corregir el espectro nulo, por ello se realizó el cambio en el modulador OFDM de la siguiente manera: se tomó antes de la IFFT los primeros 703 datos se los coloco al final y la parte restante al inicio, de esta manera se pudo dejar el espectro de la forma correcta como se indica en la Figura 4.32.



**Figura 4.32 Espectro ISDB-Tb con re-ordenamiento**

La Figura 4.32 el ancho de banda definido es aproximadamente 5.5 MHz y se puede notar la división de los 13 segmentos, cada separación se debe a que existen portadoras pilotos nulas ubicadas al final de cada uno de ellos. Hay 12 pilotos nulos por cada segmento dando un total de 156 portadoras nulas; es de notar que el estándar maneja portadoras pilotos no nulos y no necesariamente ubicados al final de cada segmento.

El objetivo de hacer nuestro propio ordenamiento es para que al momento de realizar la captura del espectro se pueda visualizar dicha separación y diferenciar los datos de los pilotos.

## **CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.**

### **CONCLUSIONES.**

1. En ambientes multi-camino y sin línea de vista OFDM es una técnica que presenta muchas ventajas en las comunicaciones inalámbricas. Soportando de manera superlativa las interferencias en los canales de transmisión; y debido a su característica intrínseca como lo es la ortogonalidad el desvanecimiento selectivo de frecuencias se puede controlar de manera efectiva, permitiendo así la transmisión de múltiples sub-portadoras en un reducido ancho de banda de manera simultánea y sin la presencia de ICI.
2. La utilización del prefijo cíclico en la técnica OFDM elimina la interferencia entre símbolos causados por los retardos de las señales en ambientes multi-camino, y el uso de éste influye directamente en el rendimiento del sistema; siempre tomando en cuenta que la duración

debe ser mayor al retardo máximo producido por un multi-camino en el canal.

3. El esquema de modulación OFDM permite considerar cada una de las sub-portadoras como un canal plano; esto se cumple mientras el ancho de banda de la señal transmitida sea menor al ancho de banda coherente del canal. Si esto no se cumple entonces habrá selectividad en frecuencia como se muestra en la Figura 4.2 lo que se puede corregir aumentando la cantidad de sub-portadoras y el prefijo cíclico.
4. Debido a la naturaleza “plana” de los canales en la transmisión se puede utilizar el ecualizador lineal en frecuencia que queda definido como el inverso de los coeficientes estimados del medio inalámbrico.
5. El uso de la FFT/IFFT es netamente una forma de expresar la suma de funciones sinusoidales separadas una frecuencia específica, éste algoritmo nos da también los coeficientes de Fourier que son los pesos de la señal en cada uno de sus componentes frecuenciales.

6. El aumento de CFO produce un aumento significativo del BER en una transmisión con un número alto de sub-portadoras, esto se puede observar en la sección 4.3 desde la Figura 4.24 hasta la Figura 4.28.
  
7. La Conceptualización de OFDM se pudo notar en la emulación y análisis espectral que posee el estándar de televisión digital ISDB-Tb con los USRP, a través de sus diferentes parámetros de variación. Nuestro mayor logro fue reconocer el ordenamiento que tienen las sub-portadoras luego de que se realice el proceso de la IFFT y al observarlo en un analizador espectral, así se define de forma correcta el ancho de banda que ocuparía un canal de televisión digital.
  
8. El estándar de televisión ISDB-Tb permite obtener las ventajas que se necesitan en una transmisión inalámbrica, como son los indeseables ecos que sufren las señales y los problemas que causan, gracias a la técnica OFDM se mitigó considerablemente este inconveniente además de mejorar la eficiencia espectral que desarrolla la implementación de la técnica.

## RECOMENDACIONES

El uso de los NI USRP es relativamente simple aunque debemos considerar los siguientes inconvenientes:

1. El problema más repetitivo fue el no reconocimiento del dispositivo en la red local; normalmente se soluciona desconectando la PC de la red inalámbrica.
2. Cuando por alguna razón los USRP se cambian por otros hay que verificar su dirección IP ya que cada usuario le asigna una a su conveniencia.
3. La sensibilidad del cable MIMO es muy alta por lo que es recomendable dejarlo en un sitio donde no sufra mayor movimiento.
4. Para el uso del sistema en LabVIEW se debe tomar en cuenta que para aumentar esquemas de modulación, simulación de canales de transmisión, algoritmos de sincronización, etc. Es necesario editar todas las variables que los subVIs correspondientes manejan ya que sino el resultado final será una constelación visualmente muy alterada y respaldada por indicadores como el BER y el SNR.

5. Es necesario tomar en cuenta que la configuración de los equipos depende del hardware que posea la PC debido al gran consumo de recursos que pueden afectar el desempeño del sistema y limitar su aplicación
  
6. El esquema simplificado de ISDB-Tb fue tomado a partir de la generación aleatoria de datos obviando algunos bloques iniciales, hasta antes del proceso de modulación.

## BIBLIOGRAFÍA.

- [1] R. Chang, «Sintesis of band-limited ortogonal signals for multichannel data transmition,» *LABORATORIOS BELL*, 1966.
- [2] S. W. y. P. Elbert, «Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform,» *IEEE*, 1971.
- [3] a. A. R. A. Peled, «Frequency Domain Data Transmission Using Reduced Computational Complexity Algorithms,» *IEEE*, 1980.
- [4] N. Instrument, «National Instrument,» 2013. [En línea]. Available: [www.ni.com/labview/](http://www.ni.com/labview/).
- [5] «Wikipedia,» Fundación Wikimedia, Inc., [En línea]. Available: <http://es.wikipedia.org/wiki/LabVIEW>.
- [6] S. Haykin, «An Introduction to Analog and Digital Communications,» WILEY, 2007, pp. 244-246.
- [7] «Alipso,» 2013. [En línea]. Available: <http://www.alipso.com/monografias/moduldigital>.
- [8] S. Haykin, «An Introduction to Analog and Digital Communications,» wiley, 2007, p. 275.
- [9] R. Prasad, «OFDM based wireless broadband multimedia communication,» de *Letter Notes on ISCOM'99*, Kaohsiung, Taiwan, 1999.
- [10] T. Pollet, A. B. Alcatel Telecom y M. Moeneclaey, «The effect of carrier frequency offset on the performance of band limited single carrier and OFDM signals,» *IEEE*, 1996.
- [11] M. a. R. R. Luise, «Carrier frequency acquisition and tracking for OFDM systems,» *IEEE*, 1996.
- [12] S. k. Saha, «Discrete Fourier transform Fast Fourier transform & their



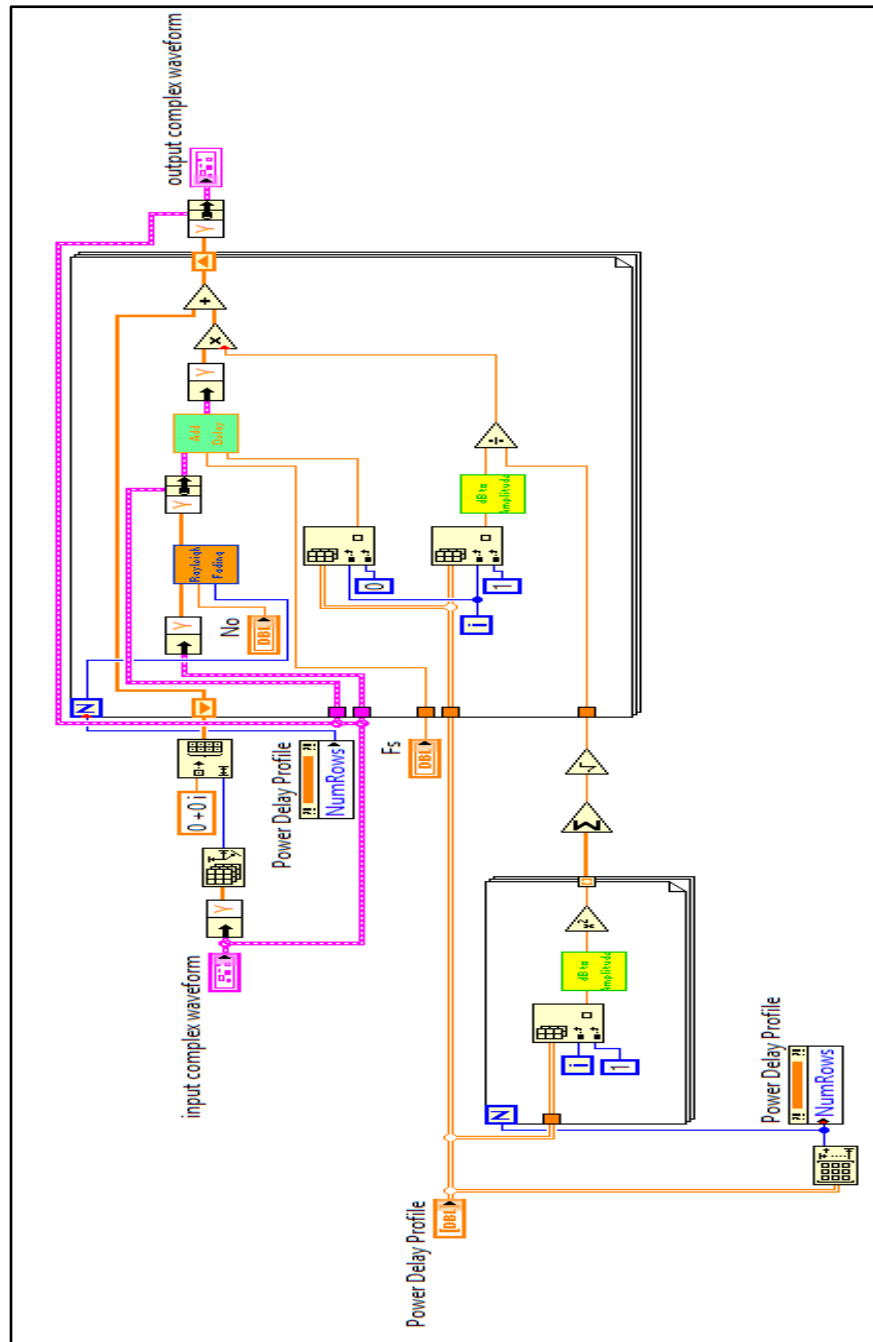
application in Signal Processing,» 2010.

- [13] M. V. P. Duhamel, «Fast Fourier Transform: A Tutorial review and a State of de Art,» *IEEE*, 1998.
- [14] M. a. M. A. Toeltsch, «Equalization of OFDM-systems by interference cancellation techniques,» *IEEE*, 2001.
- [15] E. P. L. B. (Hons), «Adaptive Techniques for Multiuser OFDM,» *Degree of Doctor of Philosophy, James Cook University*, 2001.
- [16] S. Viswasom y D. Murali, «Effect of cyclic prefix reduction on OFDM-CDMA systems,» *IEEE*, 2013.
- [17] K. PAHLAVAN, «LOCAL MOVEMENTS AND DOPPLER SHIFT,» de *WIRELESS INFORMATION NETWORK*, JOHN WILEY & SONS, INC, 2005, pp. 64-65.
- [18] P. M. Mora, «Comparación de sistemas CP-OFDM con ZP-OFDM.,» *Departamento de teorías de las Telecomunicaciones.*, 2000.
- [19] A. Yamada, «Overview of ISDB-Tmm services and technologies,» *IEEE*, pp. 1-5, 2011.
- [20] T. Ikeda, «Transmission System for ISDB-T/sub SB/ (Digital Terrestrial Sound Broadcasting),» *IEEE*, 2006.
- [21] N. O. Pisciotta, «Sistema ISBD-Tb,» *Centro de Investigación Aplicada y Desarrollo en Informatica y Telecomunicaciones (CLADE-IT)*, pp. 4-30, 2010.
- [22] D. D. J. J. Rafael Sotelo, «Sistema de Transmisión ISDB-T,» *Memoria de Trabajos de Difusión Científica y Técnica*, 2011.
- [23] T. S. Rappaport, de *Wireless Communications Principles and Practice*, Pearson, 2009, pp. 167-170.

# ANEXOS.

## ANEXO 1

### DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL CANAL RAYLEIGH



## ANEXO 2

### RECOMENDACIÓN ITU-R M.1225

Parámetros de pasos de retardos en un ambiente interior de oficina

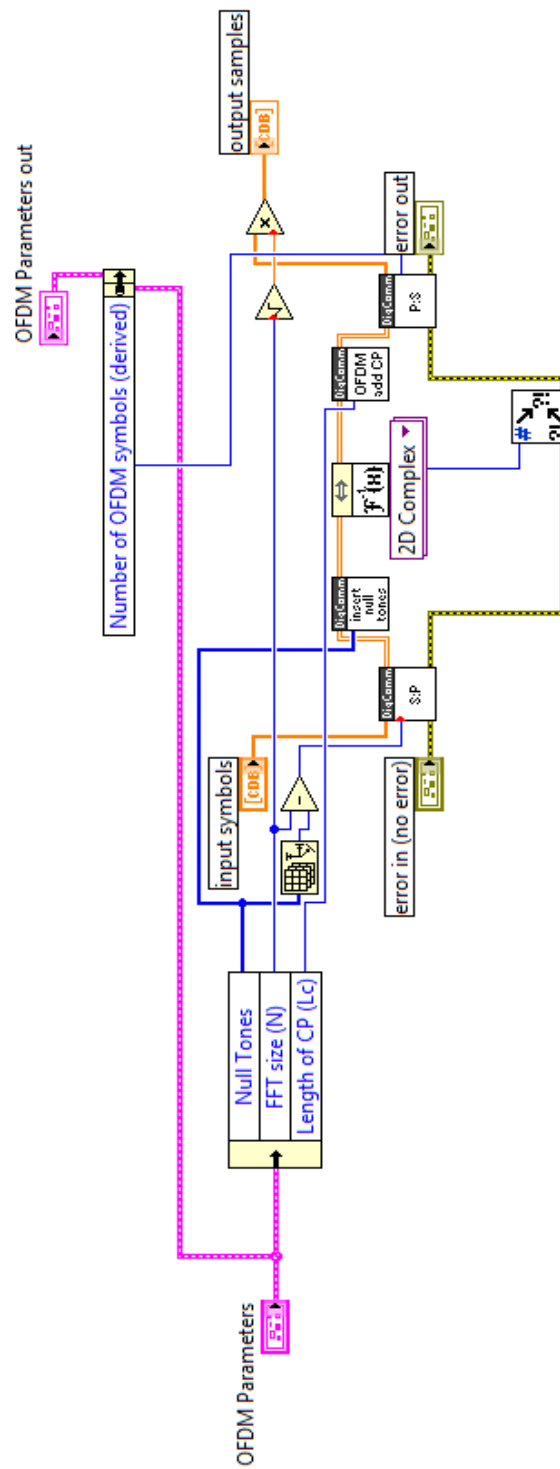
Tap	Channel A		Channel B		Doppler spectrum
	Relative delay (ns)	Average power (dB)	Relative delay (ns)	Average power (dB)	
1	0	0	0	0	Flat
2	50	-3.0	100	-3.6	Flat
3	110	-10.0	200	-7.2	Flat
4	170	-18.0	300	-10.8	Flat
5	290	-26.0	500	-18.0	Flat
6	310	-32.0	700	-25.2	Flat

**Tabla 7.1 Recomendación ITU-RM. 1225**

En la emulación de nuestro canal Rayleigh utilizamos los parámetros del canal A para la representación de los pasos y sus respectivos retardos.

## ANEXO 3

## DIAGRAMA DE BLOQUES (MODULADOR)



## ANEXO 4

## DIAGRAMA DE BLOQUES (DEMODULADOR)

