

# Instituto Politécnico Nacional

Centro de Investigación y Desarrollo de Tecnología Digital



Maestría en Ciencias en Sistemas Digitales

“Implementación de un Transmisor DFTS-OFDM sobre  
una plataforma Universal Software Radio Peripheral”

**TESIS**

Que para obtener el grado de

**Maestro en ciencias en Sistemas Digitales**

Presenta

**Ing. José Daniel Domínguez Galaviz**

Bajo la dirección de

**Dr. Alfonso Ángeles Valencia**

**Dr. Jaime Sánchez García**



# INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL

## SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO

### ACTA DE REVISIÓN DE TESIS

En la Ciudad de Tijuana, B.C. siendo las 12:00 horas del día 03 del mes de diciembre del 2014 se reunieron los miembros de la Comisión Revisora de Tesis, designada por el Colegio de Profesores de Estudios de Posgrado e Investigación de CITEDI para examinar la tesis titulada:

**IMPLEMENTACIÓN DE UN TRANSMISOR DFTS-OFDM SOBRE UNA PLATAFORMA UNIVERSAL SOFTWARE RADIO PERIPHERAL.**

Presentada por el alumno:

**DOMÍNGUEZ**

Apellido paterno

**GALAVIZ**

Apellido materno

**JOSÉ DANIEL**

Nombre(s)

Con registro:

B	1	2	0	7	8	2
---	---	---	---	---	---	---

aspirante de:

**MAESTRÍA EN CIENCIAS EN SISTEMAS DIGITALES**

Después de intercambiar opiniones, los miembros de la Comisión manifestaron **APROBAR LA TESIS**, en virtud de que satisface los requisitos señalados por las disposiciones reglamentarias vigentes.

### LA COMISIÓN REVISORA

Directores de tesis

DR. ALFONSO ÁNGELES VALENCIA

DR. JAIME SÁNCHEZ GARCÍA

DR. VÍCTOR HUGO DÍAZ RAMÍREZ

DR. LUIS TUPAK AGUILAR BUSTOS

M.C. ISAURA GONZÁLEZ RUIBIO ACOSTA

PRESIDENTE DEL COLEGIO DE PROFESORES

DRA. MIREYA SARAÍ GARCÍA VÁZQUEZ



S.E.P.  
INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL  
CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DESARROLLO  
DE TECNOLOGÍA DIGITAL  
DIRECCIÓN



***INSTITUTO POLITÉCNICO NACIONAL***  
***SECRETARÍA DE INVESTIGACIÓN Y POSGRADO***

***CARTA CESIÓN DE DERECHOS***

En la Ciudad de Tijuana, Baja California, el día 09 del mes de diciembre del año 2014, el (la) que suscribe JOSÉ DANIEL DOMÍNGUEZ GALAVIZ alumno (a) del Programa de MAESTRÍA EN CIENCIAS EN SISTEMAS DIGITALES con número de registro B120782, adscrito al CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y DESARROLLO DE TECNOLOGÍA DIGITAL, manifiesta que es autor (a) intelectual del presente trabajo de Tesis bajo la dirección del Dr. ALFONSO ÁNGELES VALENCIA y el Dr. JAIME SÁNCHEZ GARCÍA y cede los derechos del trabajo titulado “IMPLEMENTACIÓN DE UN TRANSMISOR DFTS-OFDM SOBRE UNA PLATAFORMA UNIVERSAL SOFTWARE RADIO PERIPHERAL”, al Instituto Politécnico Nacional para su difusión, con fines académicos y de investigación.

Los usuarios de la información no deben reproducir el contenido textual, gráficas o datos del trabajo sin el permiso expreso del autor y/o director del trabajo. Este puede ser obtenido escribiendo a la siguiente dirección av. Del parque 1310, Mesa de Otay, Tijuana, Baja California 22510, México, o a la dirección electrónica posgrado@citedi.mx. Si el permiso se otorga, el usuario deberá dar el agradecimiento correspondiente y citar la fuente del mismo.

JOSÉ DANIEL DOMÍNGUEZ GALAVIZ

Nombre y firma

## ***Dedicatoria***

*A mis padres, Ixchel Galaviz Ponce y Joaquín Domínguez López, por su apoyo y amor incondicional, gracias por sus palabras y consejos, por ser el soporte en momentos difíciles, comparto en especial este momento, se lo debo todo a ustedes.*

*A mis hermanos, Cinthia, Iliana y Miguel, por su apoyo e inspiración, gracias por sus palabras, momentos de paz y tranquilidad.*

*A mis abuelos, gracias por ser guías, consejeros y personas de sabiduría. Gracias*

## ***Agradecimientos***

*A mis directores de tesis, asesores y tutores, Dr. Alfonso Ángeles Valencia y Dr. Jaime Sánchez García, por el tiempo, dedicación y consejos que me brindaron durante la realización mi investigación.*

*A mi comité tutorial, integrado por el Dr. Víctor Hugo Díaz Ramírez, Dr. Luis Tupak Aguilar Bustos y M.C. Isaura González Rubio Acosta, por su tiempo y valiosas recomendaciones realizadas durante el posgrado.*

*Al Instituto Politécnico Nacional a través del Centro de Investigación y Desarrollo de Tecnología Digital, CITEDI-IPN, por brindarme la oportunidad de continuar con mi preparación profesional.*

*Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, CONACYT, por el apoyo económico brindado.*

# Resumen

Las telecomunicaciones móviles se han convertido en una importante tecnología de uso cotidiano e imprescindible. El incremento del número de usuarios de telefonía móvil y la demanda de un mayor consumo de datos son solo algunos de los retos que enfrentan diariamente los proveedores de estos servicios. Las telecomunicaciones se han mantenido en constante evolución con la adaptación de nuevas tecnologías, las cuales han mejorado la capacidad y rendimiento de las redes e incrementado las tasas de transmisión de información. LTE-A (*Long Term Evolution – Advanced*) o 4G, de 4ta generación, es el estándar propuesto por el 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) para proveer a las redes móviles de nuevas y mejores capacidades, como el aprovechamiento de un mayor ancho de banda, incremento de las velocidades pico en bajada y subida, y una mejor distribución de recursos y servicios de la red.

Tecnologías como radio definido por software o SDR (*Software Defined Radio*) permiten simular y emular sistemas de radiocomunicación mediante la programación de algoritmos utilizando plataformas de software libre como (*GNU Radio Companion*). La plataforma de hardware USRP o “*Universal Software Radio Peripheral*”, provee de las capacidades físicas para transmitir señales de un rango definido del espectro electromagnético. El uso en conjunto de estas herramientas nos permite diseñar sistemas de telecomunicación reconfigurables con una mayor rapidez experimentado diferentes escenarios de prueba, lo cual lo convierte en una plataforma ideal para el área académica y de investigación.

El objetivo de esta tesis plantea simular y emular un sistema de telecomunicaciones 4ta generación utilizando las tecnologías GNU Radio y USRP para observar el rendimiento del enlace entre un dispositivo celular y una estación base utilizando el esquema de transmisión DFTs-OFDM (*Discrete Fourier Transform Spread – Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), y posteriormente realizar análisis mediante la medición de la relación señal a ruido o SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) y la tasa de error de bit o BER (*Bit Error Rate*).

*Palabras Clave: LTE-A, 3GPP, SDR, GNU Radio, USRP, DFTs-OFDM, SNR, BER*

# Abstract

Mobile telecommunications have become an important and indispensable technology for everyday use. The increasing number of mobile phone users and the demand for increased data consumption are just some of the daily challenges providers of these services face. Telecommunications have been evolving with the adaptation of new technologies, which have improved the capacity and performance of networks and increased rates of information transmission. LTE-A (*Long Term Evolution - Advanced*) or 4G, 4th Generation, has been proposed by the 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*) to provide new and enhanced capabilities, such as the use of a more efficient bandwidth, increased peak download and upload speeds, and better distribution of resources and network services.

Technologies such as Software Defined Radio help us to simulate and emulate radio systems by implementing algorithms using free software platforms such as GNU Radio Companion. The USRP hardware platform or "Universal Software Radio Peripheral" provides the physical capabilities to transmit and receive signals on a defined range of the electromagnetic spectrum. The use of both tools allows us to design reconfigurable telecommunications systems faster, implementing different test scenarios, which makes it an ideal platform for the academic and research area.

This thesis aims to simulate and emulate a 4th generation telecommunications system using GNU Radio and USRP technologies to observe the performance of the link between a wireless device and a base station, using the transmission scheme OFDM-DFTs (*Discrete Fourier Transform Spread - Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), and perform further analysis by measuring the SNR (*Signal-to-Noise ratio*) and BER (*Bit Error rate*).

*Keywords: LTE-A, 3GPP, SDR, GNU Radio, USRP, DFTs-OFDM, SNR, BER*

# Contenido

Capitulo 1	- Introducción .....	11
1.1	Contexto .....	13
1.2	Objetivo .....	13
1.2.1	Objetivos Específicos .....	14
1.3	Justificación .....	14
1.4	Metodología.....	15
1.5	Aportación.....	15
1.6	Estructura de Tesis.....	16
Capitulo 2	Software Defined Radio y USRP.....	17
2.1	Introducción.....	17
2.2	GNU Radio .....	18
2.3	Estructura de bloques en GNU Radio .....	19
2.4	Universal Software Radio Peripheral.....	20
2.5	Características Generales del Hardware .....	21
Capitulo 3	- Capa Física de LTE-A .....	23
3.1	Introducción.....	23
3.2	Segmentación de Bloques de Código .....	24
3.3	Algoritmo CRC .....	25
3.4	Codificación de Canal.....	26
3.5	Ajuste de Tasa .....	27
3.6	Modulación .....	28
3.7	Estructura de Bloques en LTE-A.....	29
3.8	MIMO en LTE-A .....	30
3.9	OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).....	31
3.9.1	Ortogonalidad entre Portadoras.....	32
3.9.2	OFDMA.....	33
3.10	PAPR .....	34
3.10.1	Reducción del PAPR .....	34
Capitulo 4	- DFTs-OFDM .....	37
4.1	Introducción.....	37



4.2	Multicanalización de usuarios .....	39
4.3	Distribución en el Espectro .....	40
4.4	Prefijo Cíclico de OFDM.....	41
Capítulo 5	- Implementación de capa física en GNU Radio.....	42
5.1	Asignación de Portadoras .....	42
5.2	Prefijo Cíclico .....	43
5.3	Ecualizador de tramas.....	44
5.4	Estimación de Canal.....	44
5.5	Sincronización Schmidl & Cox para OFDM .....	45
5.6	Serializador OFDM .....	46
5.7	GNU Radio y OFDM .....	47
5.8	Configuración de Bloques .....	47
5.9	Detección y Sincronización .....	49
5.9.1	Transmisión .....	49
5.9.2	Recepción.....	49
5.10	Estructura de transmisión .....	50
Capítulo 6	- Experimentación, Emulación y Análisis.....	54
6.1	Introducción.....	54
6.2	Escenarios de experimentación .....	54
6.3	Resultados Iniciales .....	56
6.4	Problemas Encontrados .....	56
6.5	Simulación en GNU Radio .....	57
6.5.1	Simulación de LTE.....	58
6.5.2	Simulación DFTS-OFDM.....	60
Capítulo 7	- Resultados y Conclusiones .....	61
7.1	Introducción.....	61
7.2	Resultados experimentales .....	62
7.3	Valores de relación señal a ruido .....	64
7.4	Parámetros de emulación.....	66
7.5	Tasa de Error de Bit .....	68
7.6	Conclusiones .....	72
7.7	Consideraciones para Trabajo Futuro.....	72
Referencias	73	
Glosario	75	

# Índice de Figuras

Figura 1.1 - Estimaciones de tráfico de voz y datos en redes mundiales de telecomunicaciones móviles (2011 a 2016). .....	11
Figura 1.2 - Capas del modelo OSI.....	13
Figura 1.3 - Diagrama general de la metodología planteada para la realización de esta tesis. ....	15
Figura 2.1 - Diseño de un sistema de radio receptor tradicional.....	18
Figura 2.2 - Componentes del esquema SDR. ....	19
Figura 2.3 –Sistema de Radio Definido por Software. ....	20
Figura 3.1 - Capa física del estándar LTE-A. ....	23
Figura 3.2 - Segmentación de información.....	24
Figura 3.3 - Turbo Código LTE-A. ....	26
Figura 3.4 - Ajuste de taza con buffer. ....	27
Figura 3.5 - Constelación BPSK. ....	28
Figura 3.6 - Constelación QPSK. ....	28
Figura 3.7 - Constelación 16QAM. ....	28
Figura 3.8 - Estructura LTE-A de tiempo-frecuencia.....	29
Figura 3.9 - MIMO en configuración 2x2. ....	30
Figura 3.10 – Sistema OFDM en la etapa de transmisión. ....	32
Figura 4.1 - Transmisor DFTS-OFDM. ....	37
Figura 4.2 - Generación de una señal DFT-OFDM.....	38
Figura 4.3 – Asignación del mismo ancho de banda.....	39
Figura 4.4 - Asignación de ancho de banda distinto. ....	39
Figura 4.5 – Sistema Localizado.....	40
Figura 4.6 – Sistema Distribuido. ....	40
Figura 4.7 – Prefijo Cíclico (m símbolos OFDM). ....	41
Figura 5.1 - Bloque asignador de portadoras (Carrier Allocator). ....	43
Figura 5.2 - Bloque de inserción de prefijo cíclico (Cyclic Prefixer).....	43
Figura 5.3 – Bloque ecualizador (Frame Equalizer).....	44
Figura 5.4 – Bloque de estimación de canal (Channel Estimation). ....	44
Figura 5.5 – Bloque de sincronización (Schmidl & Cox Synchronization).....	45
Figura 5.6 – Bloque serializador (Serializer).....	46
Figura 5.7 - Ejemplo de bloques en GRC. ....	47
Figura 5.8 - Dominio tiempo-frecuencia. ....	48
Figura 5.9 - Símbolos de referencia o pilotos. ....	48
Figura 5.10 - Transmisor OFDM. ....	49
Figura 5.11 - Receptor OFDM. ....	49
Figura 5.12 - Esquema de transmisión en simulación.....	51
Figura 5.13 - Espectro de frecuencias de símbolo OFDM en el transmisor. ....	52
Figura 5.14 – Espectro de frecuencias símbolo OFDM en receptor. ....	52
Figura 5.15 - Esquema de recepción en simulación.....	53
Figura 6.1 - Escenario de prueba con línea de vista.....	54

Figura 6.2 - Escenario de prueba sin línea de vista. ....	55
Figura 6.3 - Simulación del estándar 802.11a, dominio de frecuencia.....	57
Figura 6.4 - Señal OFDM. ....	58
Figura 6.5 - Constelación del encabezado en QPSK. ....	58
Figura 6.6 - Constelación de la carga útil 16QAM a diferentes valores de SNR. ....	59
Figura 6.7 - Símbolos OFDM y constelación de encabezado en QPSK. ....	60
Figura 7.1 - Etapas generales de un transmisor DFTs-OFDM.....	61
Figura 7.2 - Umbral de señal en tarjeta receptora. ....	62
Figura 7.3 - SNR Máximo. ....	63
Figura 7.4 - SNR mínimo. ....	63
Figura 7.5 - Símbolo OFDM en analizador de espectro.....	65
Figura 7.6 - Escenario de prueba. ....	65
Figura 7.7 - Símbolo OFDM con portadoras de datos (rojo) y piloto (azul), la portadora cero está señalada en negro. ....	66
Figura 7.8 - Modulación de encabezado en QPSK.....	67
Figura 7.9 - Modulación de carga útil en 16QAM.....	67
Figura 7.10 - SNR intervalo a mínima escala.....	68
Figura 7.11 - SNR intervalo a mayor escala. ....	70
Figura 7.12 - Escenario de prueba con analizador de espectro al fondo. ....	70
Figura 7.13 - Rotación de puntos en constelación 16QAM. ....	71

## Índice de Tablas

Tabla 2.1 - Características del hardware USRP. ....	21
Tabla 6.1 – Pruebas de Benchmarking utilizando USRP1 y B210. ....	56
Tabla 7.1 - Valores SNR.....	64
Tabla 7.2 - Relación BER-SNR. ....	69

# Capítulo 1 - Introducción

Las telecomunicaciones móviles son una tecnología de uso cotidiano utilizada por gran parte población a nivel mundial, desde la primera evolución de tecnologías 1G (*1st Generation*) en los años ochenta con dispositivos analógicos, hasta la primera década del siglo XXI con la tecnología 4G (*4th Generation*). En los últimos años el consumo de datos ha tenido un incremento significativo [1], como podemos ver en la figura 1.1. Uno de los grandes retos de esta evolución ha sido el proveer de un mayor ancho de banda y tasa de transferencia al usuario final para brindar un mejor rendimiento o QoS (*Quality of Service*) [2].

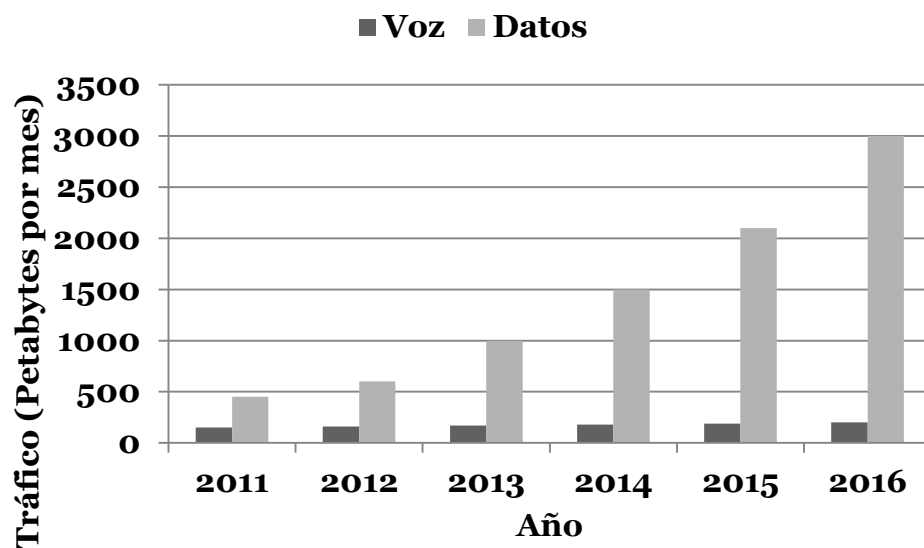


Figura 1.1 - Estimaciones de tráfico de voz y datos en redes mundiales de telecomunicaciones móviles (2011 a 2016).

La segunda generación de redes móviles, 2G (*2nd Generation*) o GSM (*Global Systems Communications*) fue diseñada originalmente para la transmisión de voz, mientras que la capacidad de proveer datos fue añadida posteriormente debido al incremento en la demanda de servicios. Tecnologías de tercera generación 3G (*3rd Generation*) como HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*) y WCDMA

(*Wideband Code Division Multiple Access*) impulsaron significativamente el consumo de datos en las redes de telecomunicaciones.

LTE (*Long Term Evolution*), de la 4ta generación de tecnologías móviles, y en su nueva versión LTE-A (*Long Term Evolution - Advanced*) tienen como objetivo satisfacer la gran demanda de banda ancha móvil obteniendo velocidades pico de 1Gbps en bajada y 500Mbps en subida [3], utilizando técnicas de multicanalización o OFDM (*Orthogonal frequency division multiplexing*) y configuración de múltiples antenas o MIMO (*Multiple Input Multiple Output*). Se debe tomar en cuenta que LTE y LTE-A son la misma tecnología, con la diferencia que la palabra “Advanced” se añade para resaltar la relación entre LTE versión 10 y posteriores.

Los sistemas de comunicaciones inalámbricos de banda ancha deben lograr altas de velocidades en la transmisión de datos manteniendo una eficiencia espectral. Por esta razón OFDM ha sido empleado en estándares como 802.11 o comercialmente conocido como WiFi. Debido a que SC-FDMA (*Single Carrier – Frequency Division Multiple Access*) es un esquema que utiliza pre-codificación DFT (*Discrete Fourier Transform*) antes de la etapa de modulación OFDM para asignar datos a un subconjunto de señales portadoras. Esto tiene un rendimiento similar a OFDMA (*Orthogonal Frequency-Division Multiple Access*), pero la principal ventaja es la significativa reducción en el PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) que beneficia en gran medida al dispositivo móvil (enlace de subida) en términos de eficiencia en potencia.

Una tecnología que compite directamente con LTE es WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) o también conocida como 802.16 que describe capacidades similares a LTE, pero es propuesta por el grupo de WiMAX Forum.

## 1.1 Contexto

El contexto de esta tesis se desarrolla entorno a la capa física del modelo OSI (*Open Systems Interconnection*) a nivel de la señal y transmisión binaria, en la etapa más baja del modelo, como se muestra en la figura 1.2.

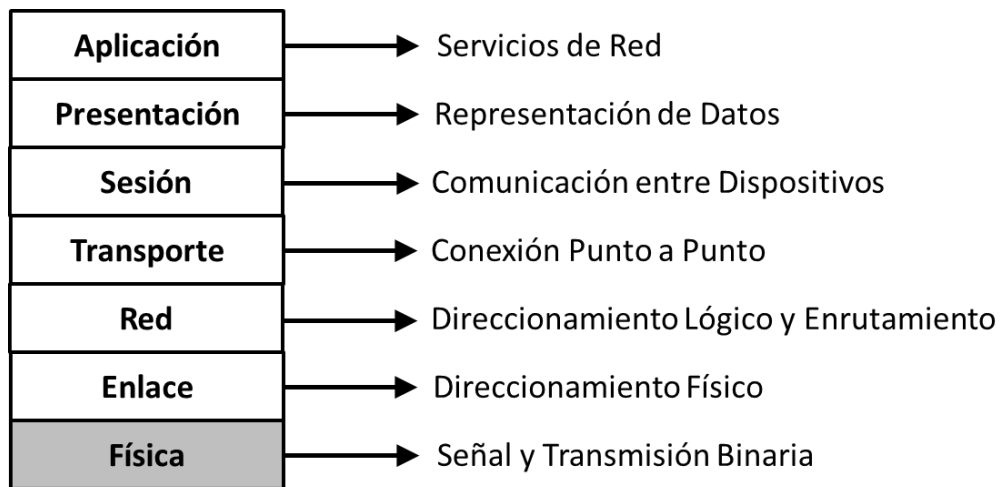


Figura 1.2 - Capas del modelo OSI.

## 1.2 Objetivo

Consiste en implementar un sistema de comunicaciones móviles para emular un enlace de subida (un dispositivo móvil a una estación base celular) de acuerdo al estándar LTE-A utilizando funciones y algoritmos en GNU Radio en conjunto con la plataforma de hardware USRP.

### 1.2.1 Objetivos Específicos

- Estudio del estándar 3GPP-LTE Advanced, en particular lo referente al enlace de subida (móvil a base).
- Revisión de los conceptos de transformada rápida de Fourier discreta, tanto directa como inversa.
- Estudio de la técnica de transmisión utilizando subportadoras ortogonales (OFDM).
- Revisión de los conceptos de técnicas de transmisión utilizando antenas múltiples (MIMO).
- Estudio del sistema de simulación y emulación GNU Radio Companion (GRC) y su manejo en ambiente Linux.
- Desarrollo del sistema de transmisión/recepción en GRC y prueba mediante simulación.
- Emulación del sistema de transmisión/recepción en GRC utilizando las tarjetas USRP y recopilación de resultados con el analizador de espectros y la computadora (BER vs SNR).
- Interpretación y análisis de resultados.

### 1.3 Justificación

Existe bastante documentación para la simulación de sistemas utilizando las distintas técnicas de multicanalización OFDM, sin embargo, casi no existe trabajo de emulación utilizando tarjetas USRP empleando banda base y RF (*Radio Frecuencia*). Se utiliza la plataforma GNU Radio porque nos permite trabajar con un sistema completo de RF. MATLAB es una herramienta de simulación que nos permite trabajar con datos en la computadora y simular sistemas de telecomunicaciones en banda base. Si utilizamos tarjetas USRP podemos probar distintas técnicas de modulación, codificación y multicanalización en un sistema real transmitiendo y recibiendo señales de RF.

Nuestra plataforma experimental consta de dos tipos de tarjetas: tarjeta madre y tarjeta hija. Las tarjetas madre contienen interfaz USB (Universal Serial Bus), convertidores DAC (*Digital Analog Converter*) y ADC (*Analog Digital Converter*), así como un FPGA (*Field Programmable Gate Array*); A cada tarjeta madre se le pueden conectar opcionalmente tarjetas hijas, las cuales realizan la etapa final de transmisión (montar la señal en la onda portadora de RF y transmitir) y/o recepción (eliminar la portadora de RF). Finalmente, realizaremos mediciones de SNR y BER para obtener una gráfica de rendimiento, esta metodología se muestra en la figura 1.3.

## 1.4 Metodología



Figura 1.3 - Diagrama general de la metodología planteada para la realización de esta tesis.

## 1.5 Aportación

La principal aportación de esta tesis es la emulación de la capa física de LTE-A, teniendo como objetivo fundamental la etapa de DFTs-OFDM, utilizando las plataformas de GRC y USRP para obtener una curva de comportamiento del sistema en RF.



## 1.6 Estructura de Tesis

Esta tesis está dividida en un total de siete capítulos:

El Capítulo 1 es la introducción de manera general a esta tesis, los antecedentes y el contexto de las tecnologías utilizadas, objetivo, la justificación, metodología y alcances.

En el capítulo 2 es la introducción a la tecnología SDR, las ventajas de trabajar con software radio y el importante papel que juega dentro del área de las telecomunicaciones. También se tocan puntos como la estructura de bloques en GNU Radio y el desarrollo o programación de bloques en software. Se toca el tema de USRP, la plataforma de hardware que utilizamos durante el desarrollo de la tesis. Temas como el estado del arte, características y comparaciones con otros modelos de tarjetas.

En el capítulo 3 se cubre el tema de la capa física de LTE-A, las diferentes etapas que componen el modelo del estándar. Esquemas MIMO, OFDM y OFDMA. Introducción a puntos clave como el PAPR en OFDM.

En el capítulo 4 se toca el tema DFTs-OFDM, métodos para la reducción del PAPR en este esquema, y el diseño de transmisor y receptor en base al estándar.

En el capítulo 5 se lleva a cabo la implementación del estándar en capa física sobre la plataforma de software y hardware, y la realización de las primeras simulaciones utilizando el modelo propuesto en transmisión y recepción.

En el capítulo 6 se detallan y ejecutan los diferentes escenarios de experimentación, la captura de resultados y el análisis de la tasa de error de bit.

En el capítulo 7 se extienden los resultados del análisis y las conclusiones obtenidas entorno a la implantación del estándar.

# Capítulo 2 Software Defined Radio y USRP

## 2.1 Introducción

El concepto de Radio Definido por Software o SDR fue concebido en la década de los años ochenta y su propósito inicial fue la creación de dispositivos capaces de emular sistemas de radio operando en diferentes frecuencias o para diversas aplicaciones, inicialmente con fines militares.

El diseño de funciones y algoritmos que puedan ser ejecutados desde cualquier computadora de propósito general reduce la utilización de hardware especializado y dedicado exclusivamente para el procesamiento de las señales. En este paradigma, la señal debe ser generada digitalmente y manipulada desde la computadora tanto como sea posible. Se pueden implementar moduladores, filtros, bloques de FFT (*Fast Fourier Transform*), amplificadores, etc., Todo configurado mediante software, hasta que la señal esté lista para ser enviada al aire.

Una vez tratada la señal, el USRP se encarga de transformar las muestras digitales en una señal analógica, se modula la señal en banda base con la portadora en la frecuencia deseada para ser transmitida. El software transfiere los datos al hardware, que tiene la función de transformar las muestras digitales en una señal analógica y la modulación de la señal de banda base a la frecuencia portadora deseada para ser transmitidos. La última etapa sería el envío a la antena.

El concepto de SDR es muy diferente a las radios tradicionales que se han estado utilizando hasta ahora. Estos se basan en hardware dedicado para todas sus funciones y cada parte de hardware tiene una función muy concreta y fija, como lo podemos ver en la figura 2.1.

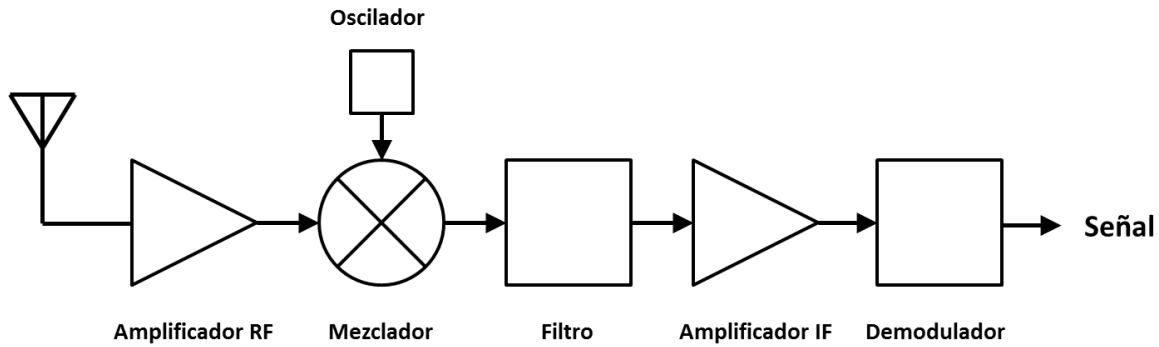


Figura 2.1 - Diseño de un sistema de radio receptor tradicional.

Prescindir de hardware dedicado ofrece una gran ventaja respecto al diseño tradicional y esta es una de las principales razones de la utilización de SDR en el área académica y de investigación, ya que nos permite probar diferentes configuraciones tan solo modificando parámetros de operación en el software. Esto ayuda a que la investigación y el desarrollo nuevas aplicaciones sea mucho más fácil, rápido y económico.

## 2.2 GNU Radio

GNU Radio Companion es un conjunto de herramientas de desarrollo de software libre y de código abierto que provee de algoritmos en bloques de procesamiento para implementar sistemas de radiocomunicación. Se puede utilizar con hardware externo de bajo costo o simplemente como entorno de simulación [4]. Es ampliamente utilizado por aficionados, sectores académicos y comerciales para apoyar tanto a los sistemas de radio en el mundo real y también en la investigación de comunicaciones inalámbricas.

## 2.3 Estructura de bloques en GNU Radio

Las aplicaciones de GRC (*GNU Radio Companion*) se escriben principalmente utilizando el lenguaje de programación Python, mientras que para el procesamiento de señales está implementado en C++ [5].

Como mencionamos con anterioridad, modificar parámetros de operación en el software es más redituable que realizar actualizaciones de hardware. La creación de bloques de procesamiento en GRC juega un papel importante en el campo de los SDR ya que permiten implementar una gran variedad de algoritmos para modificar el funcionamiento al simular o emular un estándar de telecomunicaciones.

Las aplicaciones en GNU Radio se escriben con una combinación de los lenguajes Python y C++. Python, es utilizado para la construcción de bloques jerárquicos [6] y la conexión entre bloques de procesamiento, mientras que C++ es utilizado para la construcción de bloques de procesamiento. SWIG (*Simplified Wrapper and Interface Generator*) es el intérprete entre Python y C++. En la figura 2.2 podemos observar las capas que componen el sistema SDR [7].

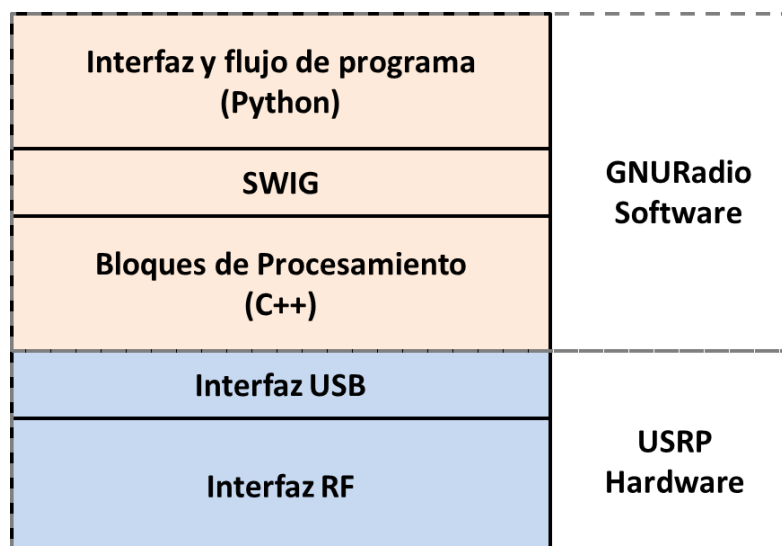


Figura 2.2 - Componentes del esquema SDR.

## 2.4 Universal Software Radio Peripheral

El uso de software o hardware especializado para el procesamiento de señales de radiofrecuencia permite una mayor experimentación en escenarios de prueba reales. En la mayoría de los casos se vuelve muy demandante ejecutar algoritmos para el procesamiento de señales utilizando solamente software como Matlab por ejemplo, por esto es necesario el uso de hardware para la implementación de funciones como FFT o IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) en esquemas de OFMD. El uso de una plataforma de SDR nos permite validar resultados esperados obtenidos típicamente a través de simulaciones. En la figura 2.3 podemos observar de manera muy general la implementación de un sistema de telecomunicaciones usando GNU Radio y hardware USRP.

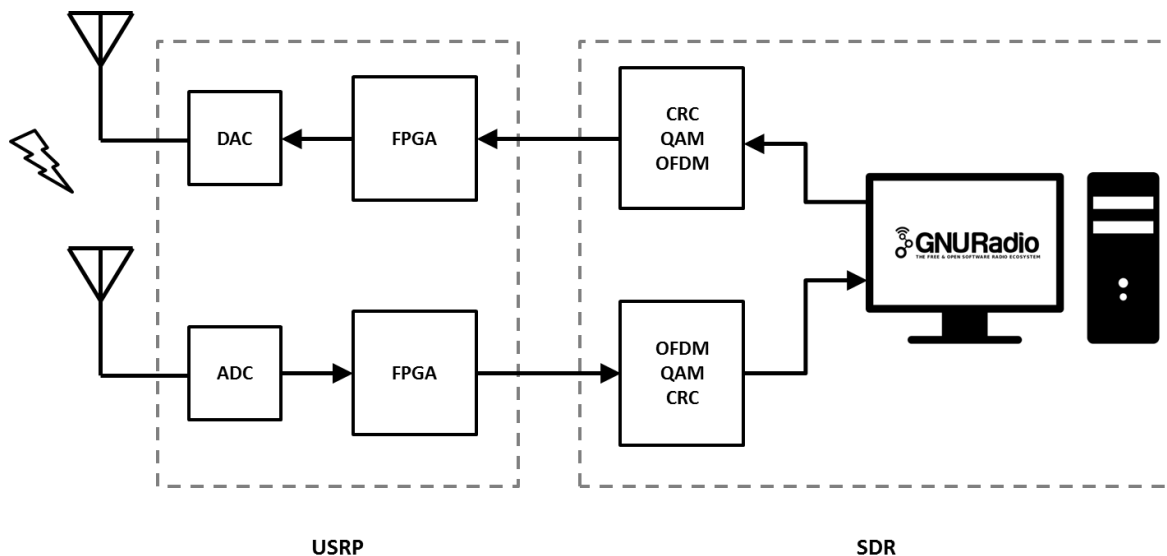


Figura 2.3 –Sistema de Radio Definido por Software.

Las tarjetas USRP son tecnología basada en SDR desarrollada por la compañía Ettus Research y su empresa matriz National Instruments. El proyecto inicialmente fue concebido con el objetivo de convertirse en una plataforma de bajo costo para el diseño de aplicaciones de radiofrecuencia en centros de investigación, laboratorios y universidades. Los USRPs se conectan a una computadora de propósito general mediante una interfaz USB o Ethernet por la cual el software puede transmitir y recibir datos. Las tarjetas USRP son utilizadas en conjunto con un controlador UHD (*USRP Hardware Driver*) de código abierto y el software GNU Radio para crear sistemas de radio basados en SDR.

Para el desarrollo del proyecto se cuenta con dos plataformas, USRP1, su tarjeta hija RFX2400 y B210 donde sus respectivas características y capacidades [8] se muestran en la tabla 2.1.

## 2.5 Características Generales del Hardware



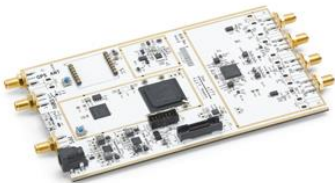
USRP1		FPGA Altera Cyclone Interfaz USB 2.0 16 MHz de ancho de banda
RFX2400		Transmisor/receptor (TX/RX) RF de 2.4 GHz Potencia de salida de 16 dBm
B210		FPGA Spartan6 Rango RF de 70 MHz – 6 GHz Interfaz USB 3.0 56 MHz de ancho de banda MIMO 2x2 Potencia de salida > 10 dBm

Tabla 2.1 - Características del hardware USRP.

El modelo B210 fue elegido para utilizarse en los experimentos ya que tiene las características necesarias para esta tesis. Cuenta con un bus de datos con suficiente ancho de banda (56MHz), capacidad MIMO 2x2 para pruebas en configuración de “*relay*” o retransmisión, teniendo así una plataforma completa para las diferentes aplicaciones que se requieran.

## Capítulo 3 - Capa Física de LTE-A

### 3.1 Introducción

El enlace de subida compartido o UL-SCH (*Uplink Shared Channel*) [9] es el canal de transporte utilizado para transmitir información en el estándar LTE-Advanced, consta de cinco etapas o bloques principales: CRC (*Cyclic Redundancy Check*), FEC (*Forward Error Correction*), modulación, DFTs-OFDM y CP (*Cyclic Prefix*). En la figura 3.1 podemos ver la secuencia que siguen estas etapas.

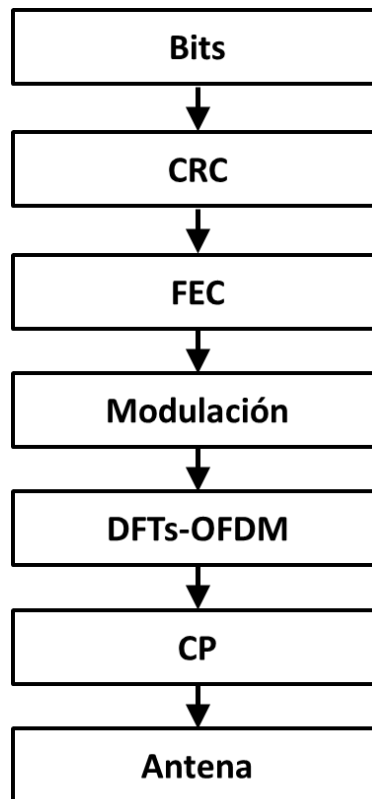


Figura 3.1 - Capa física del estándar LTE-A.



Dentro de la etapa de FEC se pueden desglosar bloques de tratamiento de información a nivel de bits como: segmentación de bloques de código (*Code-Block Segmentation*), codificación de canal (*Channel Coding, Turbo Coding*) y ajuste de tasa (*Rate Matching*).

## 3.2 Segmentación de Bloques de Código

La segmentación de bloques de código consiste en agrupar la información en bloques más pequeños, con un valor mínimo de 40 bits y máximo de 6144 bits por bloque (figura 3.2), esto con el objetivo de segmentar datos que serán procesados por la etapa de turbo código.

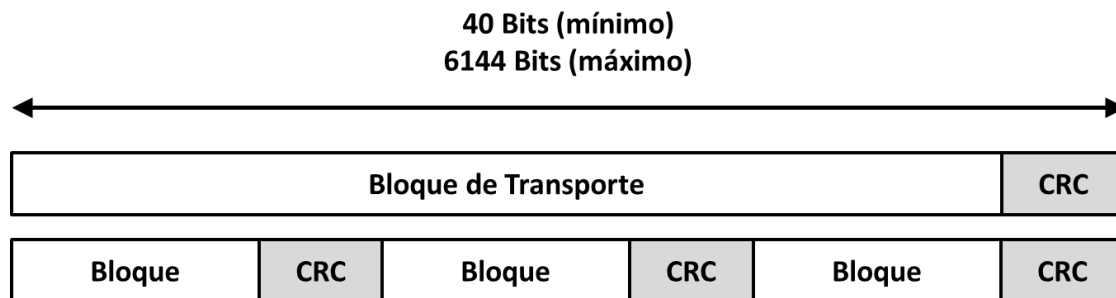


Figura 3.2 - Segmentación de información.

Para asegurarnos que un grupo de datos arbitrario pueda ser segmentado de acuerdo a los tamaños de bloque, el estándar permite insertar datos de relleno en el primer bloque.

La segmentación de bloques de código implica añadir un CRC a cada segmento y al bloque de transporte principal, esto permite la detección temprana de errores lo cual registra un ahorro de tiempo de procesamiento y de energía.

Para la segmentación de un bloque de tamaño  $n$ , tendremos que:

$$a_0, a_1, a_2, a_{n-1}.$$

### 3.3 Algoritmo CRC

Es un algoritmo utilizado en sistemas de redes digitales y dispositivos de almacenamiento para la detección de cambios inesperados en la información. Los bloques de información que entran a estos sistemas obtienen un valor de verificación adjunto, basado en el residuo de una división de polinomios. Al recibirse, la operación es repetida y se comprueba si el valor del verificador concuerda.

LTE-A utiliza un algoritmo CRC con un polinomio de 24 bits, es decir, anexamos 24 bits o 3 bytes de paridad al bloque segmentado.

Al añadir los 24 bits al bloque segmentado tendremos que:

$$b_0, b_1, b_2, b_{m-1},$$

$$m = n + 24.$$

Si una vez añadido el CRC el tamaño de bloque supera los 6144 bits la segmentación es:

$$C = \left( \frac{B}{Z-L} \right), \text{ donde } L = 24 \text{ y } Z = 6144,$$

$$\text{Entonces la segmentación es: } C = \left( \frac{B}{6120} \right).$$

### 3.4 Codificación de Canal

Los bloques de código se someten a una etapa de turbo código que es una forma de corrección de errores hacia adelante que mejora la capacidad del canal mediante la adición de información redundante. El esquema del turbo codificador utilizado es un PCCC (*Código Convolutacional Paralelo Concatenado*) con dos codificadores convolucionales recursivos y un intercalador QPP (*Polinomio de Permutación Cuadrático*), ver figura 3.3.

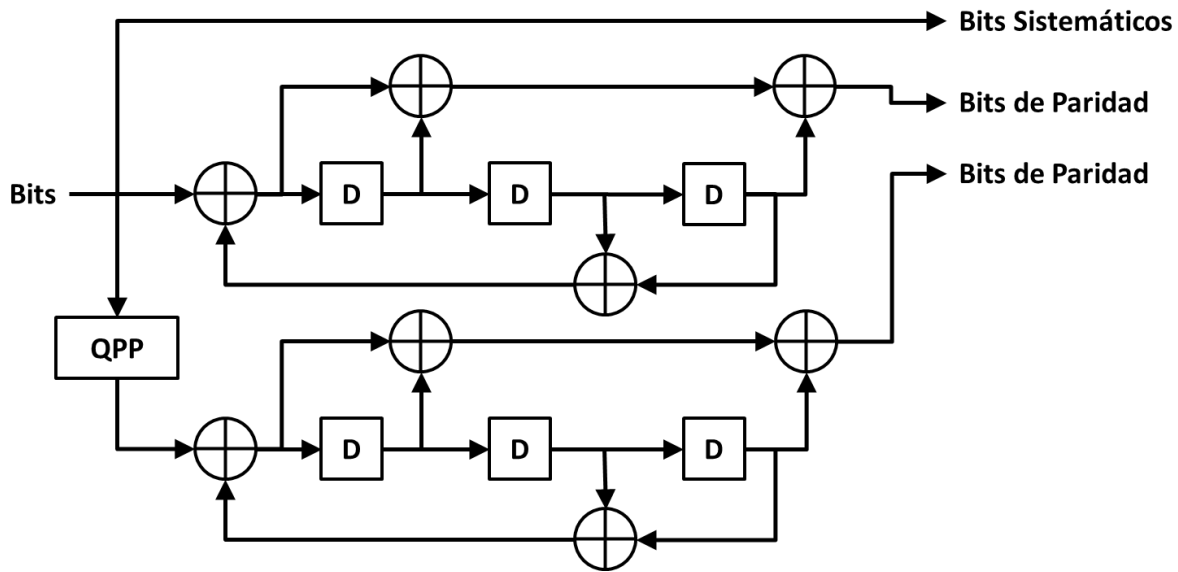


Figura 3.3 - Turbo Código LTE-A.

Tenemos tres salidas  $d_k^{(0)}, d_k^{(1)}, d_k^{(2)}$  para lograr una tasa de 1/3 de código (por cada bit de entrada se producen 3 bits), estas son: bits sistemáticos, primeros bits de paridad y segundos bits de paridad, respectivamente. La siguiente ecuación representa la función de transferencia (F.T.) del sistema:

$$G(D) = \left[ 1, \frac{g_1(D)}{g_2(D)} \right],$$

1 = F.T. Sistemática.

$$\frac{g_1(D)}{g_2(D)} = \text{F.T. Convolutacional recursivo.}$$

### 3.5 Ajuste de Tasa

La etapa de ajuste de tasa consiste en crear un flujo de bits de salida con una tasa de código deseado. Como el número de bits existentes para la transmisión depende de los recursos disponibles, el algoritmo de adaptación de velocidad es capaz de producir cualquier tasa arbitraria. Los tres flujos de bits desde el turbo codificador se intercalan seguidos por una recolección de bits para crear un tipo de buffer circular. Unos bits se seleccionan y otros se eliminan para crear un flujo de bits de salida con la tasa de código deseada, como se indica en la figura 3.4.

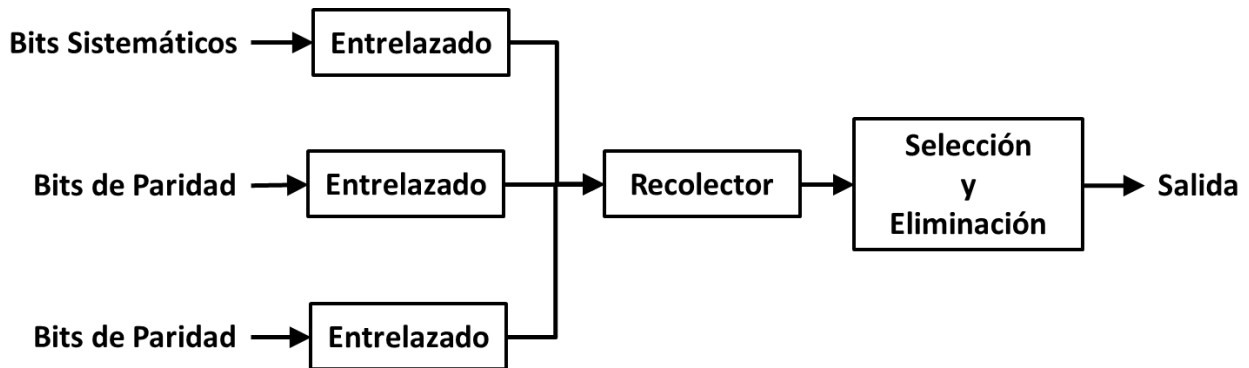


Figura 3.4 - Ajuste de tasa con buffer.

## 3.6 Modulación

Esta etapa transforma los bloques de bits en los correspondientes bloques de símbolos complejos modulados. Para fines prácticos se utilizó un esquema de modulación BPSK (figura 3.5) en las pruebas iniciales, sin embargo, los esquemas de modulación que soporta LTE-A son, QPSK (figura 3.6), 16QAM (figura 3.7) y 64QAM, con dos, cuatro y seis bits por símbolo modulado.

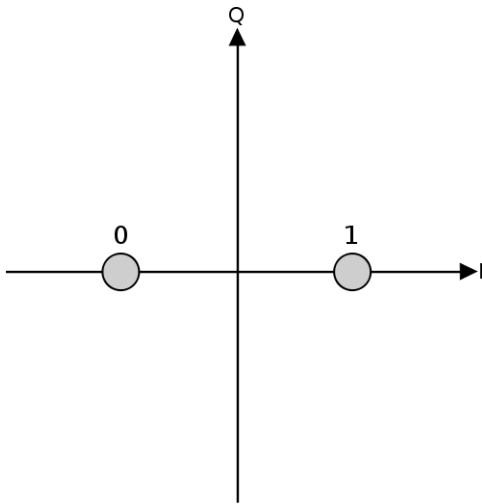


Figura 3.5 - Constelación BPSK.

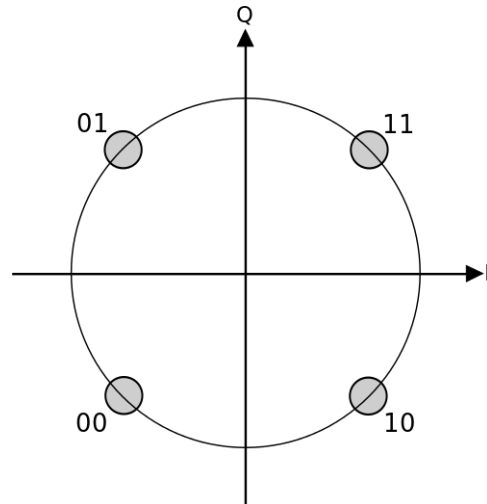


Figura 3.6 - Constelación QPSK.

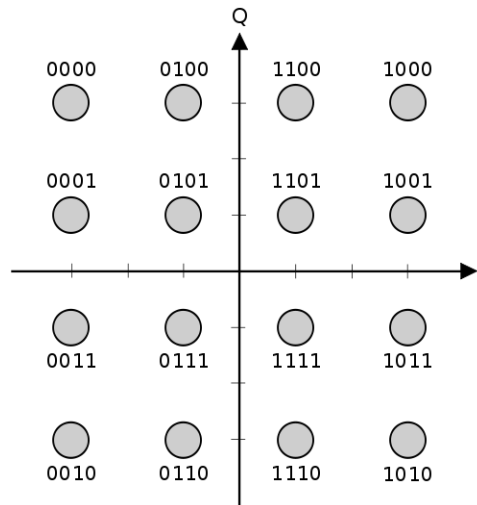


Figura 3.7 - Constelación 16QAM.

### 3.7 Estructura de Bloques en LTE-A

Como vimos con anterioridad, OFDM es el esquema de transmisión utilizado en la etapa de subida y bajada para LTE-A. DFTs es utilizado en el enlace de subida para mejorar la eficiencia del amplificador de potencia en el transmisor. El espacio entre las subportadoras es de 15 kHz, tanto para subida como para bajada, de acuerdo al estándar. Típicamente en estos sistemas se utiliza una FFT de 2048 puntos [10], si asumimos un espaciado de 15 kHz y  $F_s = 15,000 \cdot FFT$ , tendremos por lo tanto una frecuencia de muestreo de 30.72 MHz, sin embargo, una transformada de este tamaño es ideal para sistemas que demandan gran ancho de banda, 15Mhz y más. Nada impide la implementación de una transformada de menor tamaño, adaptándonos a las necesidades del canal y el sistema. Desde el dominio del tiempo, LTE-A esta organizado en tramas con un periodo de 10 ms cada una. A su vez, cada trama está dividida en subtramas de 1ms. Cada subtrama se divide en dos ranuras de 0.5ms, y cada ranura se divide en un número determinado de símbolos OFDM que incluyen su prefijo cíclico. La estructura se muestra en la figura 3.8.

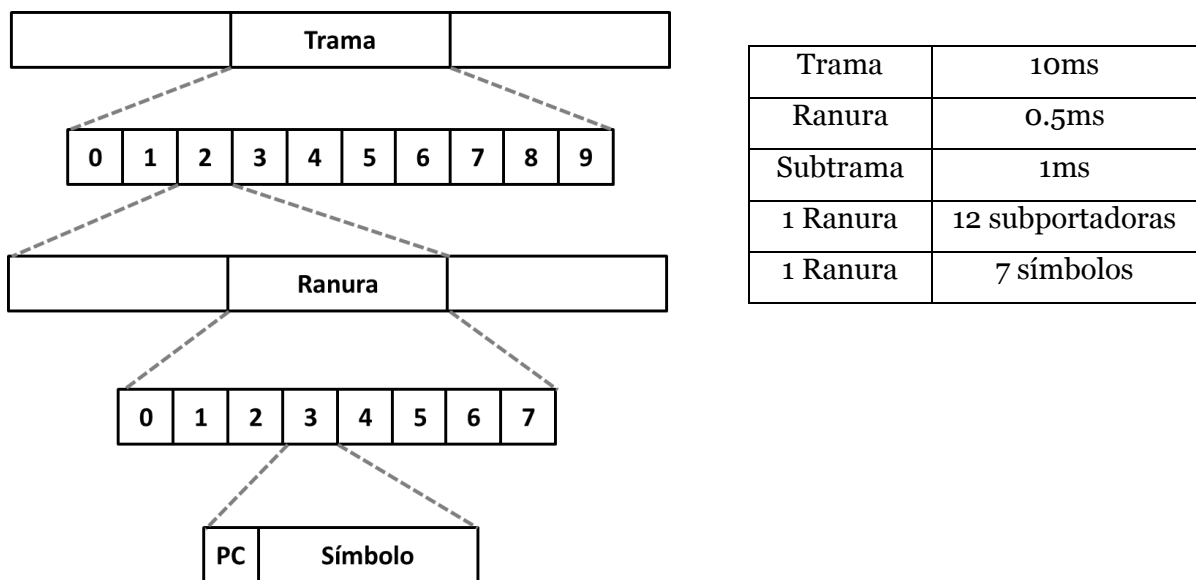


Figura 3.8 - Estructura LTE-A de tiempo-frecuencia.

### 3.8 MIMO en LTE-A

MIMO utiliza la propagación multitrayectoria para incrementar la tasa de transmisión de datos o para reducir la tasa de bits erróneos. La configuración utilizada en LTE-A es la MU-MIMO o *Multi User-MIMO*, ya que provee de un mayor ancho de banda en la etapa de subida al permitir la conexión de múltiples usuarios a una celda [11].

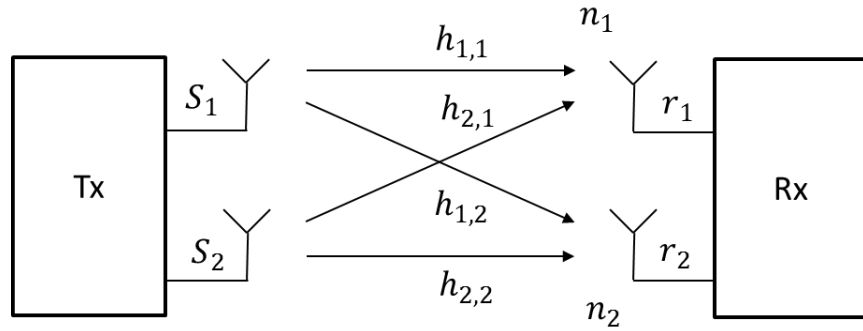


Figura 3.9 - MIMO en configuración 2x2.

En la figura 3.9 vemos una configuración MIMO utilizando dos antenas, se pueden utilizar configuración de 4x4, 8x8, etc., dependiendo de la capacidad que deseamos proveer en nuestro sistema. La configuración se representa matemáticamente como:

$$\bar{r} = \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_{21} \end{pmatrix} = H \cdot \bar{s} + \bar{n}.$$

Para este caso, asumimos que no existe ruido en nuestra señal transmitida. Podemos perfectamente recuperar la señal original al multiplicar el vector  $\bar{r}$  por la matriz inversa de  $H$ , es decir,  $W = H^{-1}$  y lo expresamos como:

$$\begin{pmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{pmatrix} = W \cdot \bar{r} = \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + H^{-1} \cdot \bar{n}.$$

Esto se puede lograr siempre y cuando  $H$  sea una matriz invertible [2].

### 3.9 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)

El principio básico de OFDM es separar una secuencia de bits hacia diferentes canales que son transmitidos simultáneamente en un número determinado de subportadoras [12] (ver figura 3.10). Existen diferentes parámetros que deben ser tomados en consideración al diseñar un sistema OFDM.

- El número de subportadoras
- El intervalo de guardia
- Duración del símbolo
- Espacio entre subportadoras
- Tipo de modulación

Estos parámetros deben ser elegidos en base a las condiciones de operación de nuestro sistema, tales como el ancho de banda, la tasa de bits, retardo de difusión y valores doppler. La ecuación de un sistema OFDM puede ser expresada en el intervalo:

$$mT_u \leq t < (m + 1)T_u,$$

Donde:

$$a_k = \text{Símbolo},$$

$$N = \text{Número de subportadoras},$$

$$\Delta f = \frac{1}{T_u},$$

$$T_u = \text{Duración del símbolo},$$

$$x_k(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi k \Delta f t},$$



### 3.9.1 Ortogonalidad entre Portadoras

La propiedad de ortogonalidad es expresada matemáticamente como:

$$\int_{mT_u}^{(m+1)T_u} a_{k_1}(t) * a_{k_2}(t) dt = 0,$$

$$\int_{mT_u}^{(m+1)T_u} a_{k_1} * a_{k_2} e^{j2\pi k_1 \Delta f t} e^{-j2\pi k_2 \Delta f t} dt = 0.$$

Cuando  $k_1 \neq k_2$  la función es igual a 0, y cuando  $k_1 = k_2$  la función es 1 al multiplicar la función por su complejo conjugado, esta misma propiedad también puede ser expresada mediante una función delta de *Kronecker*:

$$\delta_{k_1 k_2} = \begin{cases} 0, & k_1 \neq k_2 \\ 1, & k_1 = k_2 \end{cases}.$$

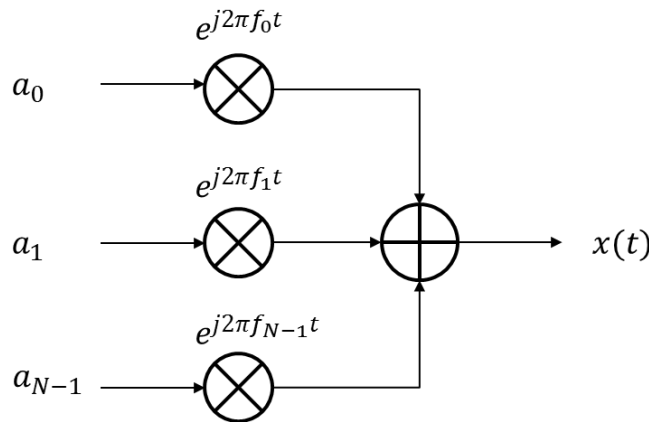


Figura 3.10 – Sistema OFDM en la etapa de transmisión.

Hay dos factores que se deben considerar para el espacio entre subportadoras:

- El espacio debe ser lo más pequeño posible, es decir  $T_u$  lo más grande posible.
- Si es muy pequeño, se incrementa la sensibilidad y por consiguiente puede haber cruzamiento entre las subportadoras y error en la transmisión de datos.

El número de subportadoras depende del entorno y el ancho de banda que deseamos manejar en nuestro equipo. Como referencia,  $N \cdot \Delta f$  o la multiplicación del número de subportadoras por el espaciado entre ellas, nos da el ancho de banda de nuestro sistema.

### 3.9.2 OFDMA

OFDMA (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access) es la versión multi-usuario de OFDM, y es utilizada para que un determinado grupo de usuarios en un sistema de comunicaciones puedan compartir el espectro, esto se consigue dividiendo el canal en un determinado número de sub-portadoras, que son asignadas a cada usuario según la demanda de cada uno.

Entre las principales ventajas de OFDMA sobre OFDM están:

- Permite transmisiones con una baja tasa de transferencia para un mayor número usuarios.
- Mejor eficiencia espectral.
- Robustez ante interferencias.
- Menos requerimiento de potencia para transmisión.

## 3.10 PAPR

Las señales transmitidas en un sistema OFDM pueden tener valores pico muy altos en el dominio del tiempo ya que muchas potadoras componentes son añadidas mediante una operación de transformada de Fourier inversa. Es porque esto que es sabido que los sistemas OFDM tiene un PAPR alto y es uno de los aspectos más perjudiciales, ya que degrada la eficiencia del amplificador de potencia en los dispositivos móviles. Dicho de otro modo, El PAPR es relación entre la potencia máxima y la potencia promedio (magnitudes) de una señal pasabanda [13]. En un sistema OFDM que maneje modulación PSK, la potencia máxima se presenta cuando todas las subportadoras son añadidas con fases idénticas.

### 3.10.1 Reducción del PAPR

Existen diversas técnicas con las que podemos reducir el PAPR:

- Recorte (*Clipping*)
- Codificación (*Coding*)
- Probabilística (*Probabilistic/Scramble*)
- Predistorsión Adaptativa (*Adaptive Predistortion*)
- De propagación (*DFT-Spreading*)

Una de las técnicas para reducción de PARP es DFTs, que consiste en distribuir o propagar la señal de entrada con una DFT (*Discrete Fourier Transform*) y subsecuentemente con una DFT inversa, esto reduce el nivel de PAPR a un nivel de transmisión de propiedad “*Single Carrier*” SC-OFDM [14].

En un sistema OFDMA, las subportadoras son asignadas a múltiple usuarios, donde cada usuario utiliza estas para transmitir datos, las portadoras no utilizadas serán rellenas con un valor cero. Asumimos que  $M$  es el número de subportadoras asignadas a un usuario, siendo  $N$  el total de subportadoras en el sistema.  $S$  es el factor de “*spreading*” o de propagación [15].

Para un sistema localizado, la función de entrada para la IFFT en el transmisor es:

$$\tilde{X}[k] = \begin{cases} X[k] & k = 0, 1, 2, \dots, M-1 \\ 0, & k = M, M+1, \dots, N-1 \end{cases}$$

$$x[m] = x[0], x[1], x[2], x[3] \dots x[n],$$

La función de salida de la IFFT,  $\tilde{x}[n]$  con  $n = S \cdot m + s$  para  $s = 0, 1, 2, \dots, S-1$  se expresa:

$$\tilde{x}[n] = \tilde{x}[Sm + s] \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{X}[k] e^{j2\pi \frac{n}{N}k} = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X[k] e^{j2\pi \frac{Sm+s}{SM}k},$$

Cuando  $s = 0$ , la ecuación anterior queda como:

$$\tilde{x}[n] = \tilde{x}[Sm] = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X[k] e^{j2\pi \frac{Sm}{SM}k} = \frac{1}{S} \cdot \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X[k] e^{j2\pi \frac{m}{M}k} = \frac{1}{S} x[m],$$

Para  $s \neq 0$ ,  $X[k] = \sum_{p=0}^{M-1} x[p] e^{j2\pi \frac{p}{N} k}$  la ecuación (1) es:

$$\tilde{x}[n] = \tilde{x}[Sm + s]$$

$$= \frac{1}{S} \left( 1 - e^{j2\pi \frac{s}{S}} \right) \cdot \frac{1}{M} \sum_{p=0}^{M-1} \frac{x[p]}{1 - e^{j2\pi \left\{ \frac{(m-p)}{M} + \frac{s}{SM} \right\}}},$$

$$= \frac{1}{S} e^{j\pi \frac{(M-1)s}{SM}} \cdot \sum_{p=0}^{M-1} \frac{\sin\left(\pi \frac{s}{S}\right)}{M \sin\left(\pi \frac{(Sm+s)}{SM} - \pi \frac{p}{M}\right)} \cdot \left( e^{j\pi \frac{p}{M}} x[p] \right).$$

Vemos que la función en dominio del tiempo es una copia escalada ( $1/S$ ) de la secuencia de entrada.

# Capítulo 4 - DFTs-OFDM

## 4.1 Introducción

El esquema de OFDM tiene las siguientes propiedades [16]:

- Mínimas variaciones en la potencia instantánea de la señal transmitida.
- Bajo costo en la ecualización de la señal.
- Posibilidad de utilizar FDMA (*Frequency Division Multiple Access*) con flexibilidad para asignar ancho de banda.

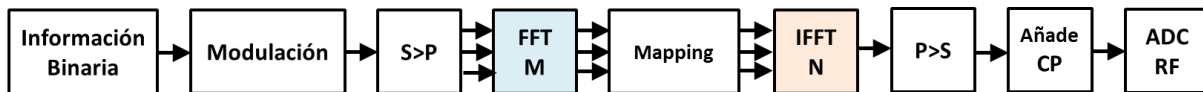


Figura 4.1 - Transmisor DFTS-OFDM.

En la figura 4.1 podemos observar un diagrama a bloques de un sistema DFTS-OFDM, tenemos una secuencia de  $M$  símbolos modulados ya sea en QAM o PSK, esta secuencia es introducida a un bloque DFT, la salida de este bloque es direccionada hacia un bloque IDFT de  $N$  entradas, en esta caso,  $N$  debe ser mayor a  $M$  y las entradas no utilizadas se establecen en cero (*zero padding*), ver figura 4.2. Por último, se agrega el CP (*Cyclice Prefix*) o *Prefijo Cíclico* para facilitar la ecualización de la señal en la etapa del receptor.

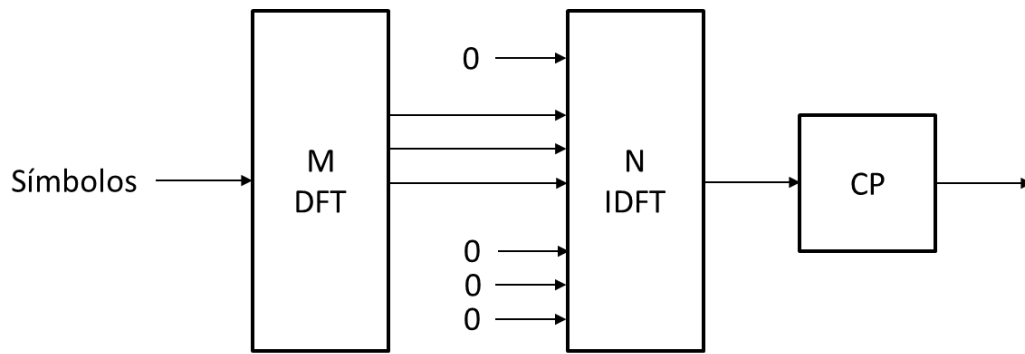


Figura 4.2 - Generación de una señal DFT-OFDM.

Nota: Para hacer más eficiente el compute de la DFT, Seleccionamos un valor de  $2^n$  para N.

El principal beneficio de DFTs-OFDM comparado a OFDM, es la reducción de las variaciones en la potencia de transmisión instantánea [17], mostrando un aumento de la eficiencia del amplificador de potencia en el equipo del usuario, es decir, un ahorro significativo de la energía en el equipo móvil.

## 4.2 Multicanalización de usuarios

Si ajustamos el tamaño del bloque DFT, es decir, el tamaño del bloque de símbolos, podemos variar el ancho de banda en nuestro sistema DFTS-OFDM, esto nos permite flexibilidad al ajustar el ancho de banda para diferentes usuarios. Esto se puede ver en las figuras 4.3 y 4.4.

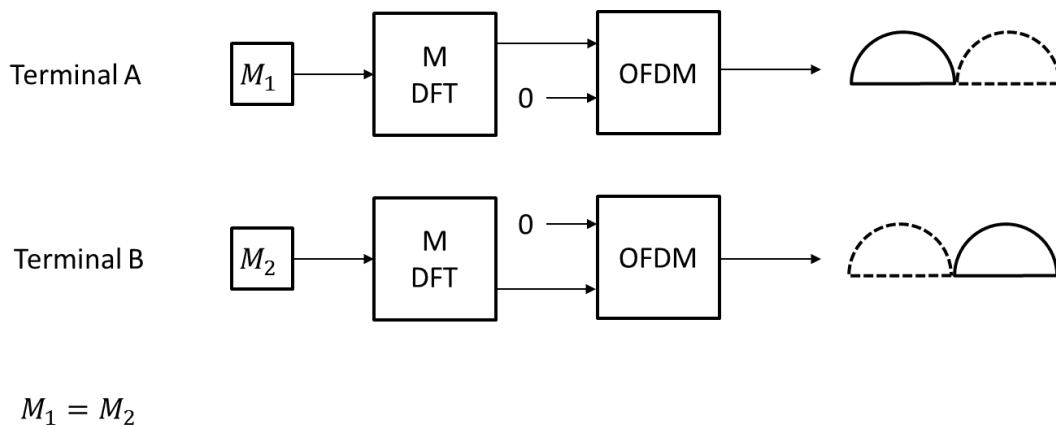


Figura 4.3 – Asignación del mismo ancho de banda.

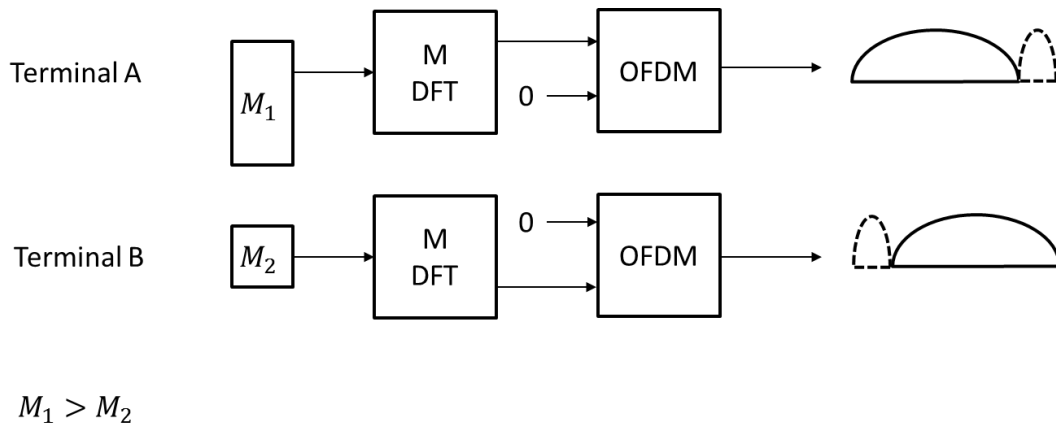


Figura 4.4 - Asignación de ancho de banda distinto.



## 4.3 Distribución en el Espectro

Las salidas del bloque DFT pueden mapearse consecutivamente o en intervalos, lo cual nos genera un sistema localizado (figura 4.5) o distribuido (figura 4.6), según sea el caso. Un sistema localizado nos crea una señal con propiedades de *Single Carrier*. Un sistema distribuido tiene ciertas ventajas a diferencia del localizado, tal como la opción de trabajar a un espectro de frecuencias más amplio, la multicanalización de usuarios en el dominio de la frecuencia así como la asignación de ancho de banda. Las desventajas de un sistema distribuido son la sensibilidad a errores en la banda de frecuencias y los altos requerimientos en la etapa de potencia del transmisor, a diferencia del sistema localizado.

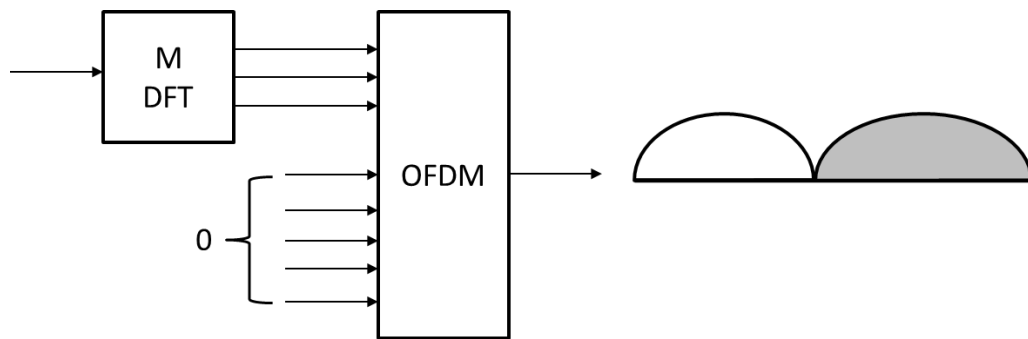


Figura 4.5 – Sistema Localizado.

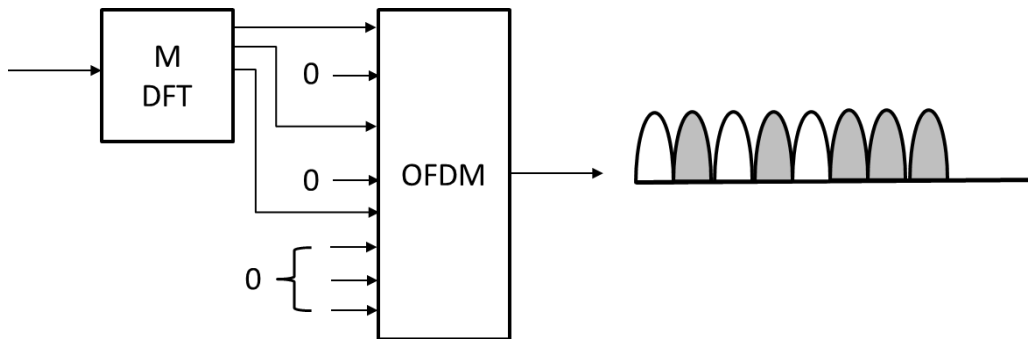


Figura 4.6 – Sistema Distribuido.

## 4.4 Prefijo Cíclico de OFDM

Una señal OFDM puede ser desmodulada sin ninguna interferencia entre las subportadoras partiendo del principio de ortogonalidad, sin embargo, en un canal con multitrayectoria, la ortogonalidad entre estas subportadoras puede perderse. Esto se debe a una modificación en el intervalo de integración ocasionado por retardos en el espacio, lo que provoca interferencia entre símbolos y subportadoras. Para solucionar este problema, se utiliza una técnica llamada “*Cyclice Prefix Insertion*”.

Como mínimo, el prefijo cíclico debe cubrir el intervalo de retardo esperado, obviamente esto tiene una desventaja, que consiste en el incremento del ancho de banda por canal lo cual provoca una saturación en la celda. Es importante analizar el escenario de operación para establecer el prefijo cíclico indicado, en un sistema saturado o con obstrucciones físicas es necesario un prefijo más largo y en un sistema con tráfico mínimo, con un ciclo solo por encima del retardo esperado es suficiente. La figura 4.7 ilustra este proceso, donde se muestra la transmisión con línea de vista y otra con obstáculo.

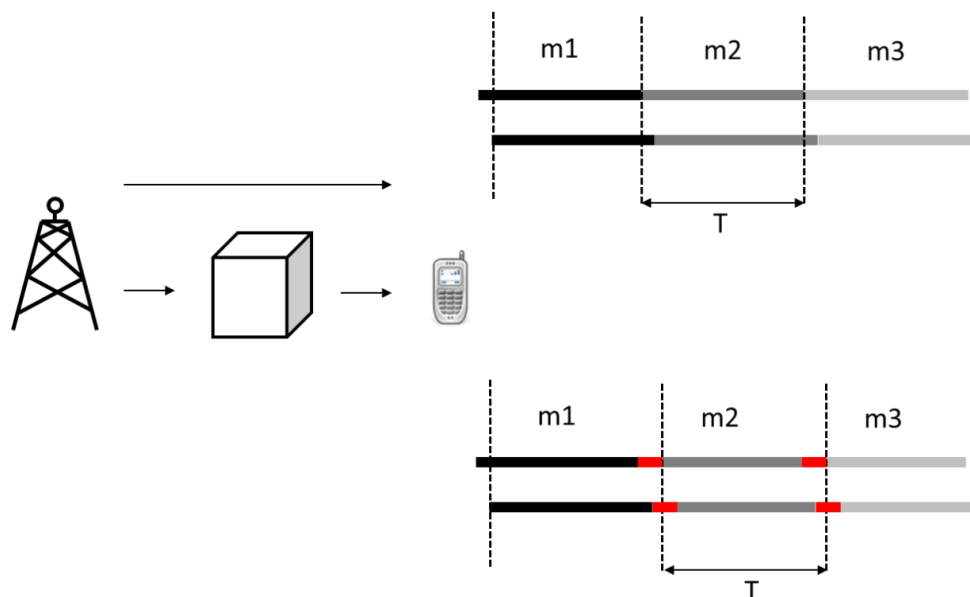


Figura 4.7 – Prefijo Cíclico (m símbolos OFDM).

# Capítulo 5 - Implementación de capa física en GNU Radio

GRC provee de los bloques básicos para simular sistemas de comunicaciones. A continuación se describe la funcionalidad de los bloques utilizados para emulación del estándar en sus diferentes etapas.

## 5.1 Asignación de Portadoras

El bloque de asignación de portadoras (figura 5.1) genera mediante valores complejos los símbolos OFDM en el dominio de la frecuencia, también tiene la opción de añadir símbolos piloto. Convierte un flujo de valores complejos previamente modulados en vectores que se direccionan a la entrada del bloque de IFFT en el transmisor OFDM.

Las portadoras pueden ser asignadas libremente, si no existen portadoras, se asigna un valor de 0 para permitir configuraciones OFDMA. La entrada del bloque es un flujo de datos etiquetado de valores complejos, el primer elemento debe contener una etiqueta con valor igual al número de símbolos en la trama. La salida de este bloque es un flujo de vectores de tamaño FFT.

La posición de las portadoras es en relación a la portadora DC (*Direct Current*) o portadora de referencia que siempre es colada con índice “0”. Las portadoras por debajo de la portadora de referencia se les asignan un valor negativo, todo dependiendo del valor de la FFT, si tenemos 192 portadoras estas se dividen entre “2” para asignarlas correctamente en el bloque (-96, 0, 96). También se cuenta con la opción de añadir portadoras piloto, y se puede asignar libremente en el rango definido.

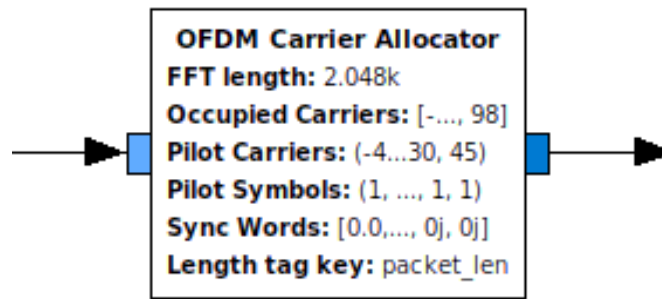


Figura 5.1 - Bloque asignador de portadoras (Carrier Alolocator).

## 5.2 Prefijo Cíclico

Este bloque, mostrado en la figura 5.2, añade el prefijo cíclico y realiza la conformación de pulso en los símbolos OFDM. La entrada de este bloque es una secuencia de símbolos OFDM en el dominio del tiempo (a la salida del bloque de IFFT), la etiqueta “len\_tag\_key” debe especificar el número de símbolos que contiene la trama procesada. La salida es un flujo de símbolos complejos que incluyen el prefijo cíclico y el pulso conformador.

El pulso conformador utilizado es coseno alzado en el dominio del tiempo.



Figura 5.2 - Bloque de inserción de prefijo cíclico (Cyclic Prefixer).

## 5.3 Ecualizador de tramas

Este bloque realiza ecualización (figura 5.3) en una o dos dimensiones para una trama OFDM etiquetada. Elimina el “offset” de las portadoras. El bloque es alimentado por un flujo de símbolos OFDM etiquetados.

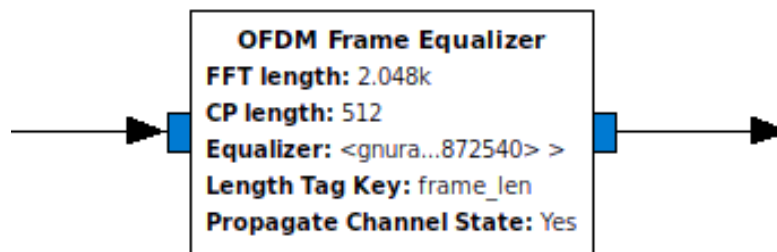


Figura 5.3 – Bloque ecualizador (Frame Equalizer).

## 5.4 Estimación de Canal

Estima el canal y el desplazamiento en frecuencia (figura 5.4) de las muestras de preámbulo OFDM. La entrada es un flujo de símbolos OFDM en dominio de la frecuencia. Los primeros dos símbolos son de sincronización, que se utilizan para estimar el offset y coeficiente de ecualización. Estos símbolos de sincronización son eliminados y los demás símbolos son enviados a la salida del bloque.

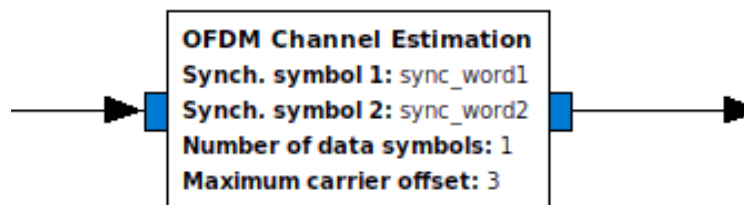


Figura 5.4 – Bloque de estimación de canal (Channel Estimation).

## 5.5 Sincronización Schmidl & Cox para OFDM

Para el bloque mostrado en la figura 5.5, la entrada es un flujo de muestras complejas. Este bloque tiene dos salidas.

La primera salida (superior) es la frecuencia offset, escalada por la duración del símbolo OFDM.

La segunda salida (inferior) es el inicio del primer símbolo OFDM después de los símbolos de sincronización.

Factor de normalización utilizado [18]:

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R(d))^2}$$

Calculamos la normalización como:

$$R(d) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} |r_{k+d}|^2$$



Figura 5.5 – Bloque de sincronización (Schmidl & Cox Synchronization).

## 5.6 Serializador OFDM

Este bloque (figura 5.6) serializa los símbolos modulados de las subportadoras (de un flujo de vector a un solo vector) OFDM. Realiza la función inversa al bloque de asignación de portadoras.

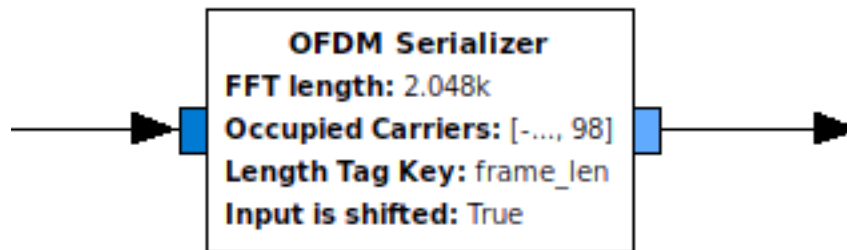


Figura 5.6 – Bloque serializador (Serializer).

## 5.7 GNU Radio y OFDM

GNU Radio contiene una biblioteca con bloques de procesamiento para simular sistemas OFDM [18], la cual nos posibilita partir de un esquema base y funcional e ir adaptándolo a nuestras necesidades. Una vez que tenemos identificados los bloques, podemos interconectarlos y configurar parámetros.

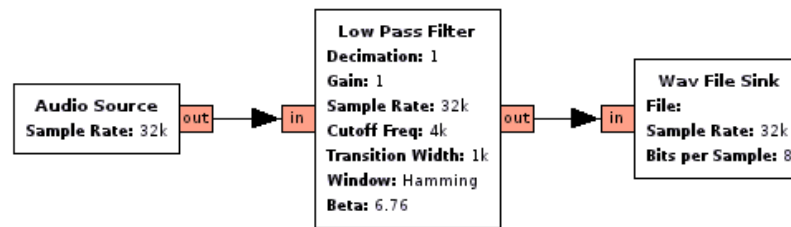


Figura 5.7 - Ejemplo de bloques en GRC.

## 5.8 Configuración de Bloques

Los bloques que requerimos para la simulación utilizan funciones para identificar las diferentes variables de operación, estas funciones son:

- *occupied\_carriers* (Portadoras ocupadas)
- *pilot\_carriers* (Portadoras piloto)
- *pilot\_symbols* (Símbolos piloto)

Cada uno de estas funciones contiene diferentes variables y generalmente una matriz que nos especifican en qué posición de la trama están posicionados los respectivos elementos (figura 5.8).

Los símbolos piloto o también llamados símbolos de referencia proporcionan información al estimador de canal en la etapa de recepción, estos pueden ser asignados durante ciertos intervalos en el dominio tiempo-frecuencia (figura 5.9).



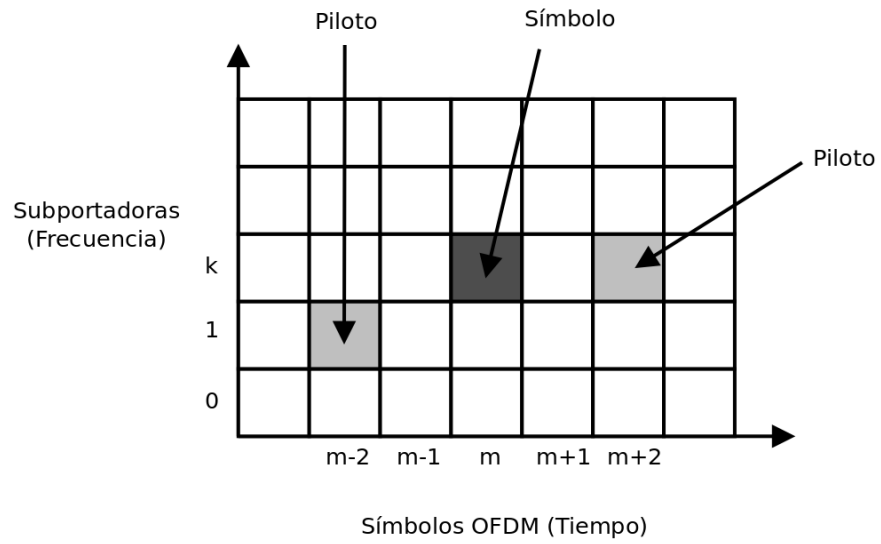


Figura 5.8 - Dominio tiempo-frecuencia.

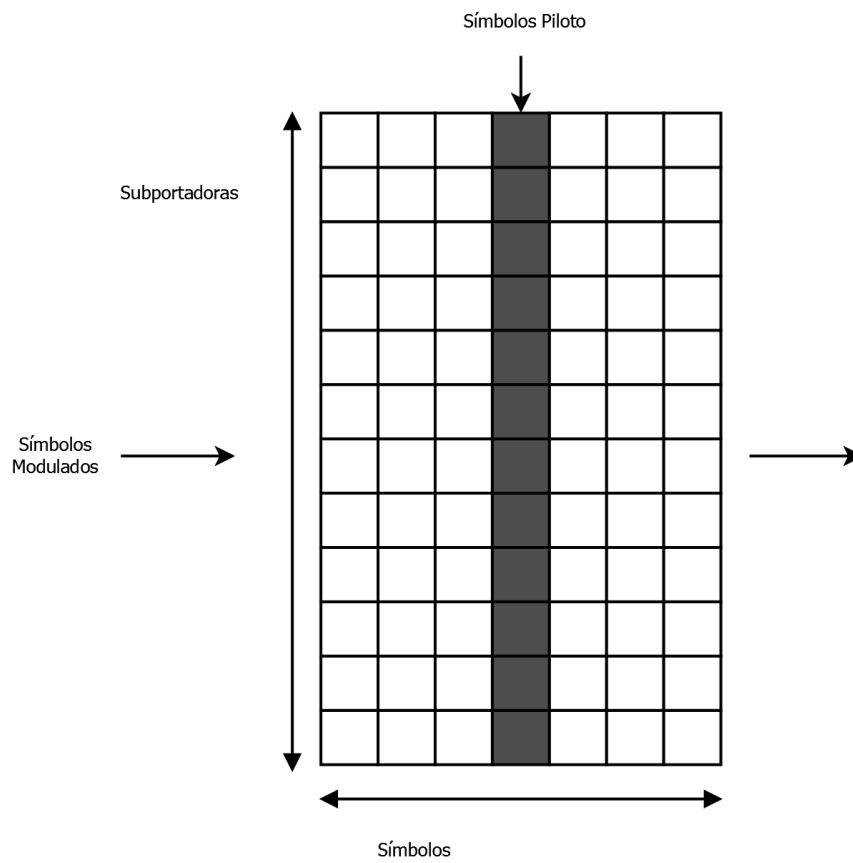


Figura 5.9 - Símbolos de referencia o pilotos.

## 5.9 Detección y Sincronización

### 5.9.1 Transmisión



Figura 5.10 - Transmisor OFDM.

En la entrada tenemos un flujo de datos complejos, procesando una trama a la vez. El primer bloque DFTS, posiciona los datos en las portadoras y los símbolos piloto a su posición asignada. A la salida tendremos un flujo de símbolos de tamaño FFT, donde serán transformados al dominio del tiempo, y en la última parte es añadido el prefijo cíclico.

### 5.9.2 Recepción

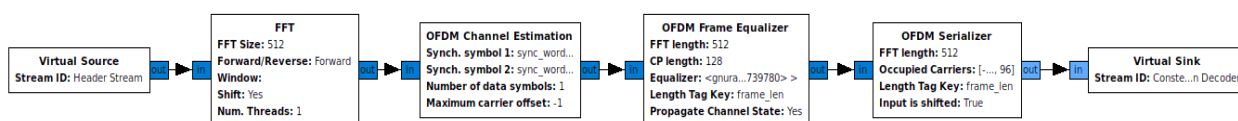


Figura 5.11 - Receptor OFDM.

En la etapa de recepción, suponemos que los datos comienzan al inicio de una trama OFDM y se anteponen a un preámbulo “Schmidl & Cox” para la corrección de frecuencia y la estimación de canal.

El bloque de procesamiento llamado “*FFT*” transforma los símbolos al dominio de la frecuencia, estos símbolos son procesados por el estimador de canal. Este bloque

no recupera el símbolo OFDM. La última etapa consiste en un serializador, que realiza la tarea opuesta del bloque de DFTS en la parte de transmisión.

## **5.10 Estructura de transmisión**

Consiste de los siguientes elementos:

- Preámbulo, utilizado para la detección y sincronización.
- Encabezado, de tamaño fijo, guarda información del paquete (Tamaño u otra referencia)
- Carga, que contiene datos y el verificador del paquete.

Estos elementos son procesados por el bloque de demultiplexación en la etapa de recepción.

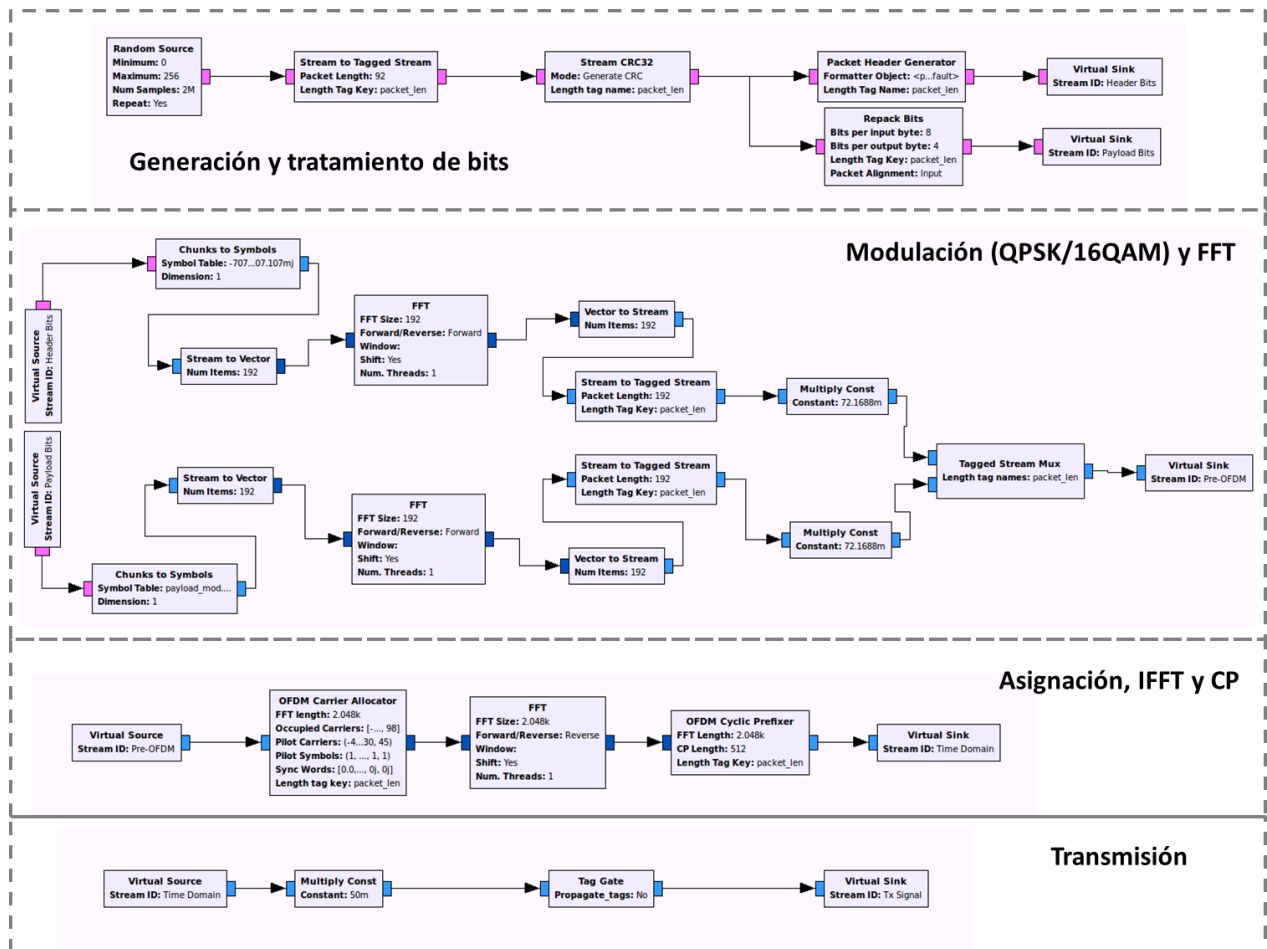


Figura 5.12 - Esquema de transmisión en simulación.

En la figura 5.12 podemos observar cuatro etapas, el generador de paquete que consta de un CRC, un empaquetador, un modulador para el encabezado y otro para la carga útil. El flujo de datos entra al bloque DFTs donde las subportadoras y símbolos piloto son asignados al flujo de datos, después se pasan al dominio del tiempo y por último se añade el prefijo cíclico. Al final tenemos una etapa de transmisión, ya sea utilizando una tarjeta USRP o comunicación dentro del mismo simulador.

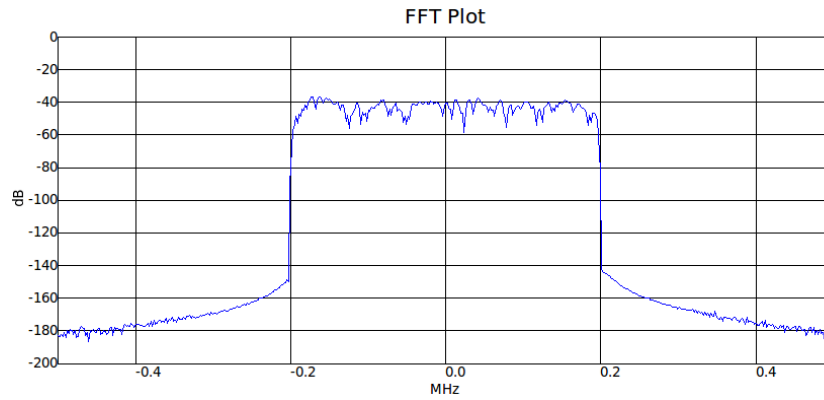


Figura 5.13 - Espectro de frecuencias de símbolo OFDM en el transmisor.

Al hacer la emulación en GRC, podemos observar por medio de herramientas de análisis la señal en el dominio de la frecuencia. En la figura 5.13 tenemos la señal simulada a la salida del transmisor, como podemos ver, tiene la forma esperada para una señal OFDM.

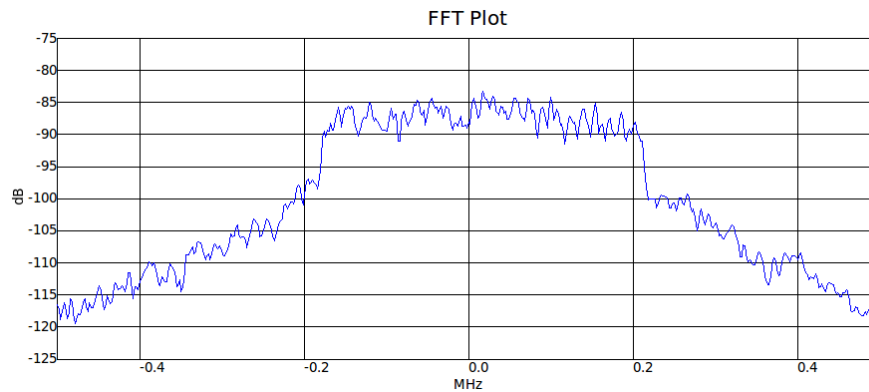


Figura 5.14 – Espectro de frecuencias símbolo OFDM en receptor.

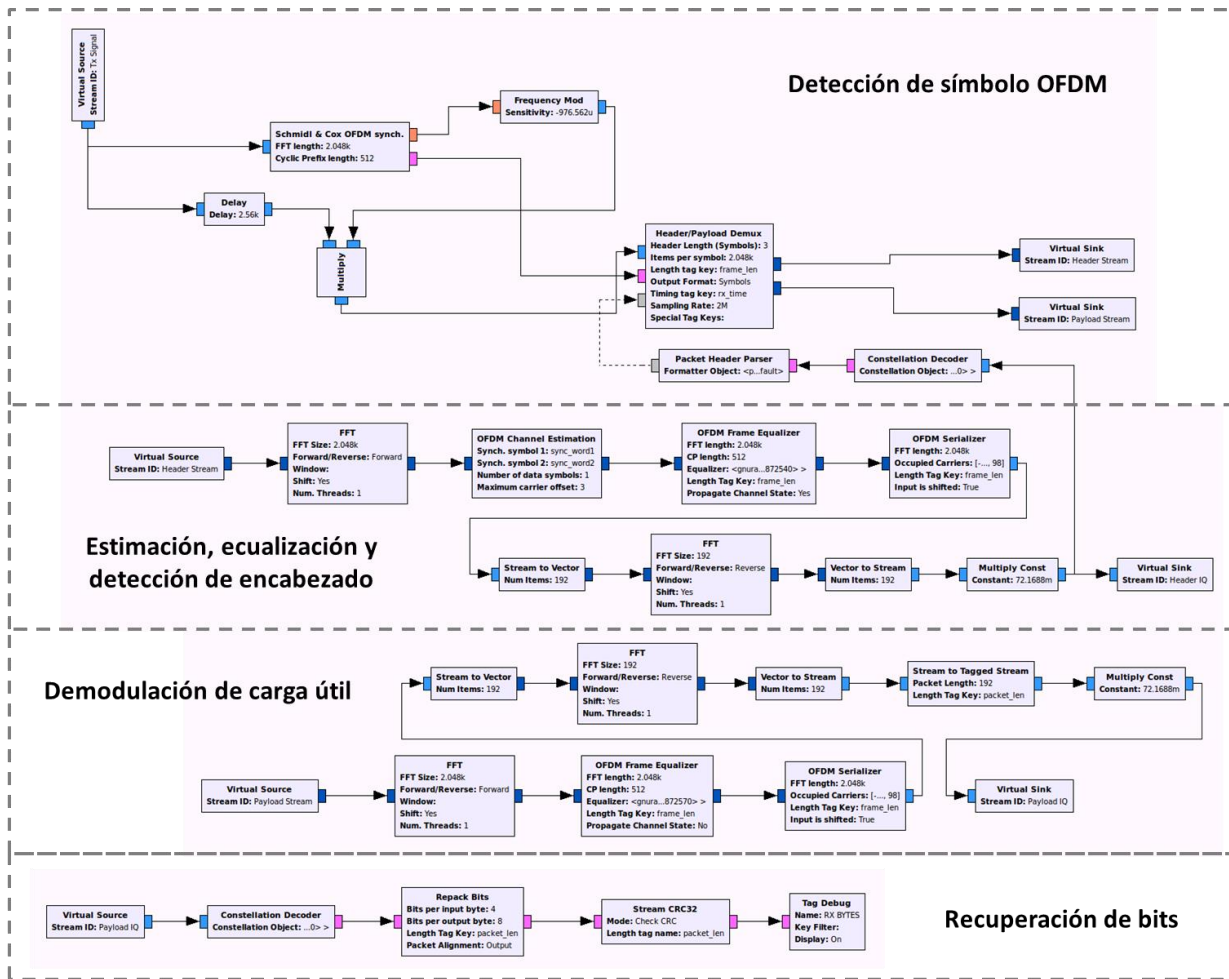


Figura 5.15 - Esquema de recepción en simulación.

En la primera etapa del receptor tenemos un detector de símbolo basados en el contenido de la cabecera, si está detecta un paquete correcto este es demultiplexado y la carga útil es enviada a la siguiente etapa, el flujo de datos continua realizando las mismas operaciones que el bloque de transmisión pero en sentido inverso hasta llegar a la reconstrucción de paquete. En la figura 5.14 podemos observar la señal capturada por la tarjeta USRP.

# Capítulo 6 - Experimentación, Emulación y Análisis

## 6.1 Introducción

Una vez que se tiene diseñado el modelo y la simulación funciona, podemos pasar a trabajar con las tarjetas. La metodología que se llevan a cabo para la realización de los experimentos es la siguiente:

1. Encendido de receptor (el receptor está en modo de espera).
2. Encendido de transmisor.
3. Se comprueba que el transmisor está funcionando utilizando el analizador de espectro (se observa el símbolo OFDM).
4. El receptor detecta los paquetes, aunque esto no necesariamente signifique que la información detectada esté correcta.
5. Una vez detectados los paquetes, el mismo sistema captura la información en un archivo binario para su posterior análisis.

## 6.2 Escenarios de experimentación

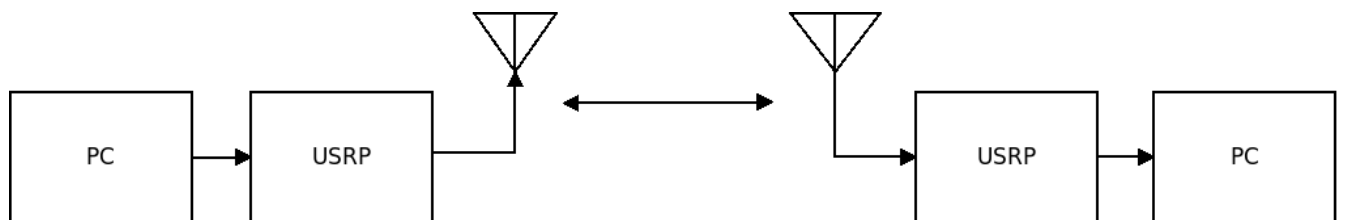


Figura 6.1 - Escenario de prueba con línea de vista.

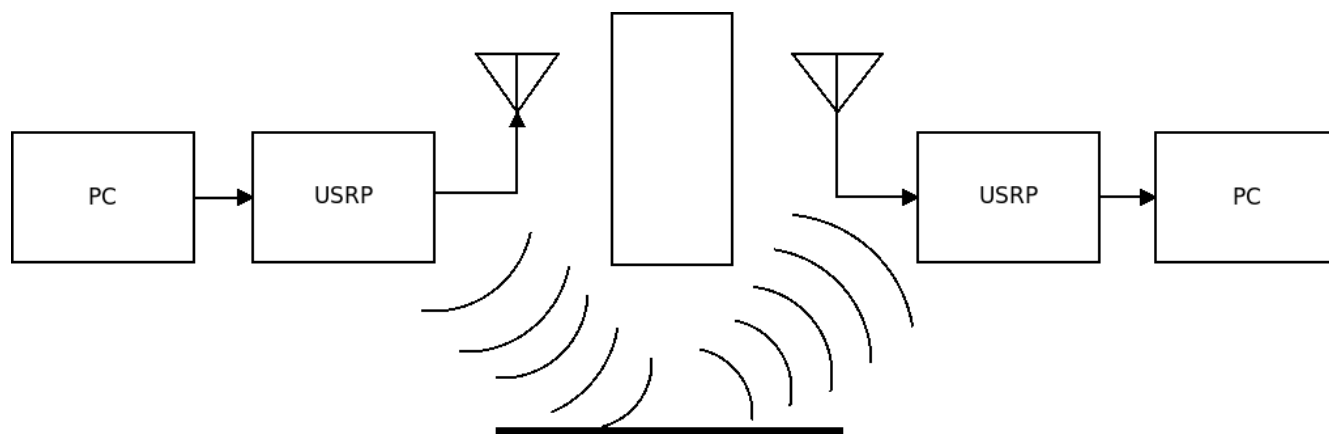


Figura 6.2 - Escenario de prueba sin línea de vista.

Se plantean dos escenarios posibles para experimentar con un enlace punto a punto. Primero, uno con línea de vista (Figura 39), en el cual los equipos estarán separados por una distancia mínima de 1 metro. El segundo escenario (Figura 40), sin línea de vista, el cual nos permite detectar la señal en rebote y observar la respuesta del sistema ante la dispersión de la señal.



## 6.3 Resultados Iniciales

Las Pruebas de benchmarking utilizando USRP1 (Tabla 2) para OFDM. Para el esquema de modulación BPSK y QPSK tenemos buen rendimiento, el software puede detectar entre 95% y 99% de datos recibidos correctamente.

## 6.4 Problemas Encontrados

Sin embargo utilizando la herramienta de benchmarking en GNU Radio, se puede comprobar que el hardware USRP1 y las tarjetas de radio RFX2400 no son totalmente ideales para trabajar con esquemas de modulación como 16QAM. Por eso se decide utilizar una nueva versión de hardware, llamada B210, con un diseño moderno y de mayor fiabilidad.

En una primera instancia, la implementación DFTs-OFDM en GNU Radio funciona en la etapa de transmisión, sin embargo, en el receptor no fue posible detectar datos correctamente debido a un error en la lectura de las etiquetas.

<b>Modulación</b>	<b>FFT</b>	<b>Portadoras</b>	<b>Recibidos</b>	<b>Correctos</b>	<b>% Datos correctos</b>
BPSK	64	48	248	240	96.77
QPSK	64	48	960	886	92.29
BPSK	128	96	995	992	99.69
BPSK	256	192	2484	2453	98.75
BPSK	512	256	2493	2373	95.18
16QAM	256	192	25044	24492	97.79
16QAM	512	192	10120	9339	92.28
16QAM	1024	192	11565	10580	91.48
16QAM	2048	192	5	0	0
16QAM	2048	192	81148	79369	97.80

Tabla 6.1 – Pruebas de Benchmarking utilizando USRP1 y B210.

El último dato en la tabla 6.1 corresponde a una prueba utilizando el nuevo hardware, podemos ver que tenemos una recepción del 97% utilizando la transformada de 2048 y 192 portadoras que son parámetros importantes para la emulación, es por eso que se decidió el cambio de hardware, entre más alto sea el esquema de modulación, más sensible se vuelve a ruido e interferencia, es por eso que el nuevo diseño nos provee una mayor fiabilidad para realizar experimentos.

## 6.5 Simulación en GNU Radio

Para un primer experimento simulamos el estándar 802.11a utilizando OFDM y una transformada de 64 puntos. Podemos observar en la figura 41 que el estándar utiliza 52 portadoras, 48 para datos y 4 para piloto (figura 6.3).

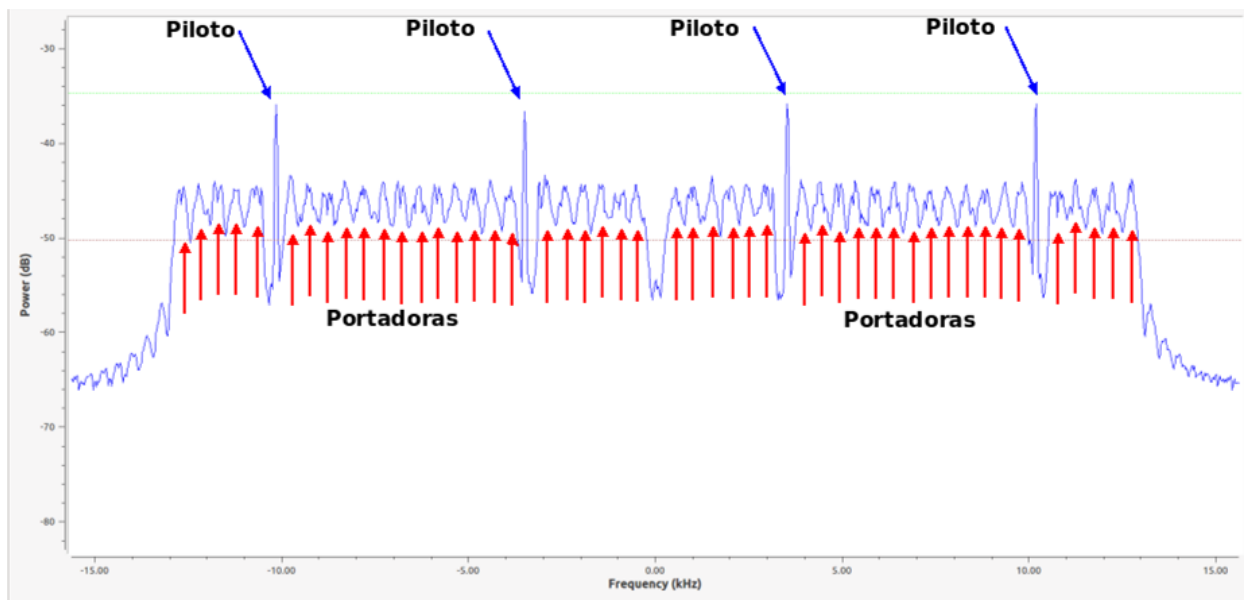


Figura 6.3 - Simulación del estándar 802.11a, dominio de frecuencia.

## 6.5.1 Simulación de LTE

Para esta simulación utilizamos una transformada de 2048 puntos, 182 portadoras, 172 para datos y 10 pilotos (figura 6.4). También añadimos ruido gaussiano para simular una transmisión en canal y poder observar su comportamiento, como podemos ver en las figuras 6.5 y 6.6, variamos la relación señal a ruido o SNR de 10 a 40 dB.

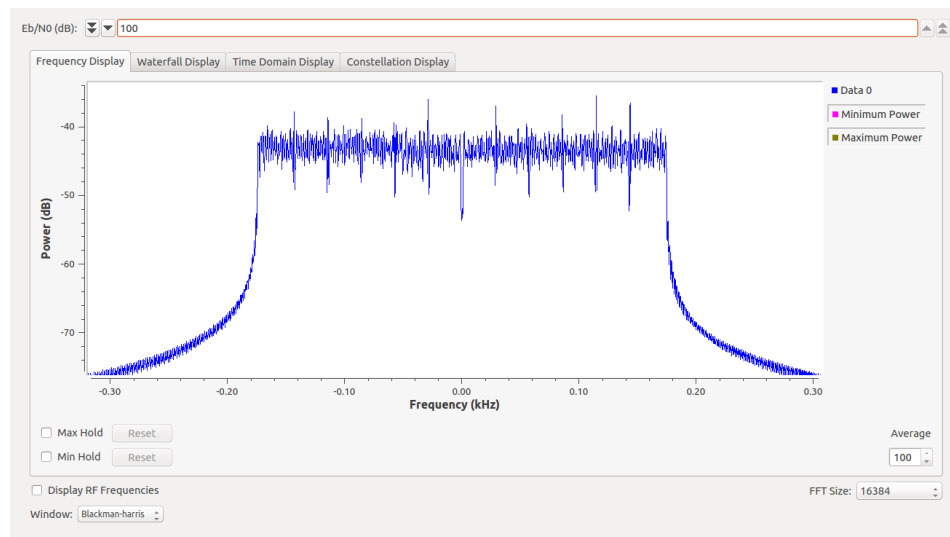


Figura 6.4 - Señal OFDM.

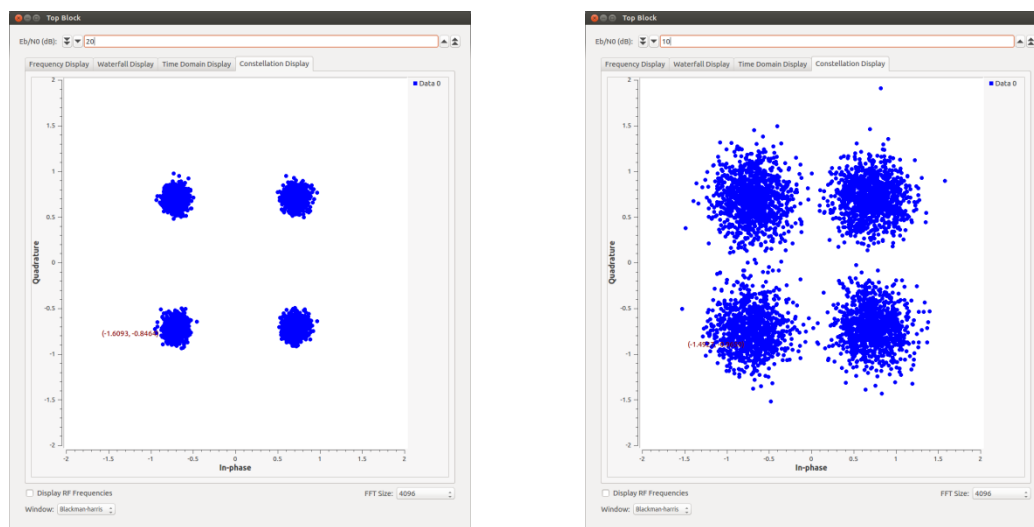


Figura 6.5 - Constelación del encabezado en QPSK.

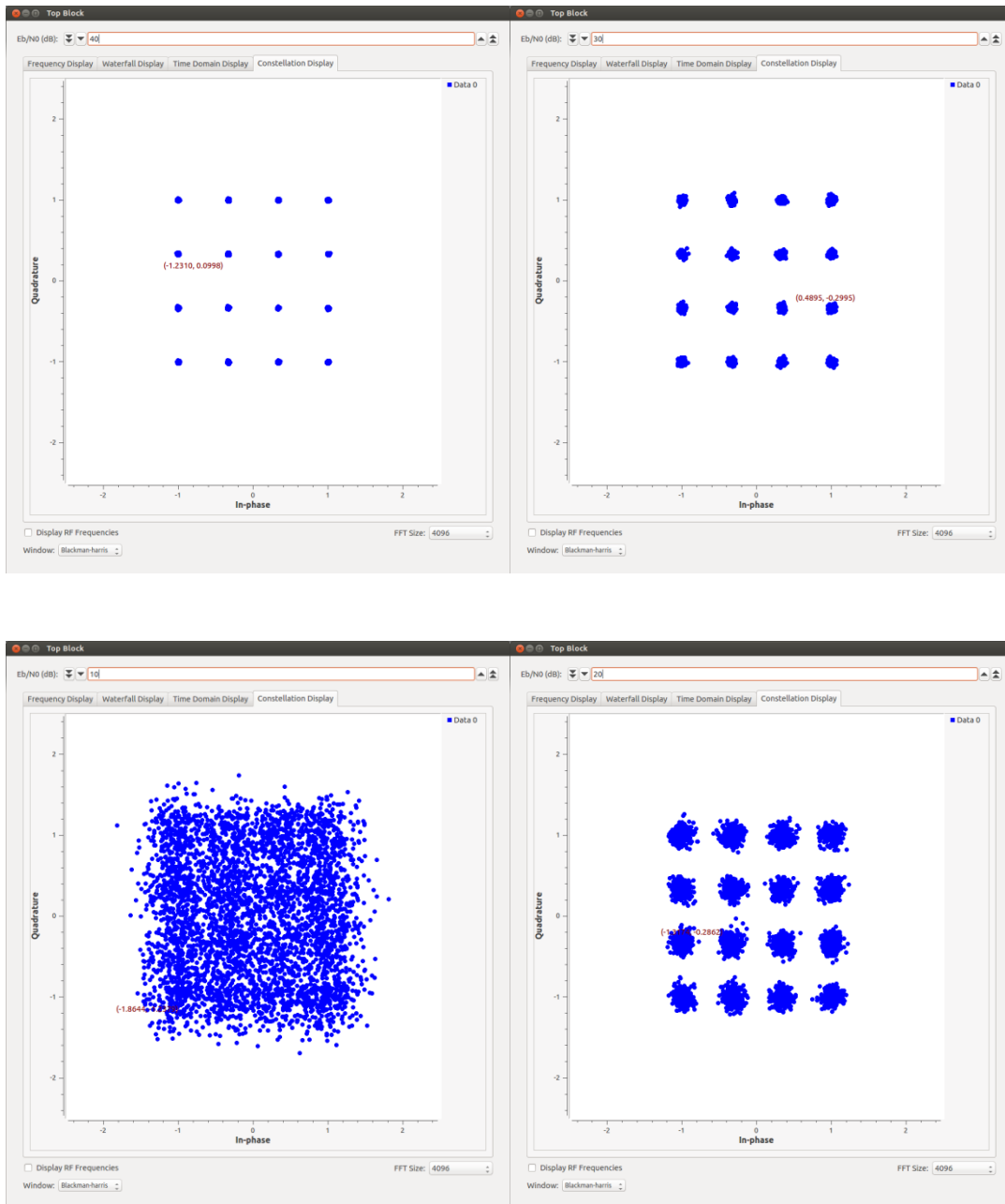


Figura 6.6 - Constelación de la carga útil 16QAM a diferentes valores de SNR.

## 6.5.2 Simulación DFTS-OFDM

En la figura 6.7 se tienen las primeras representaciones de la señal OFDM implementando DFTs que se lograron, inicialmente el símbolo no tenía una forma uniforme.

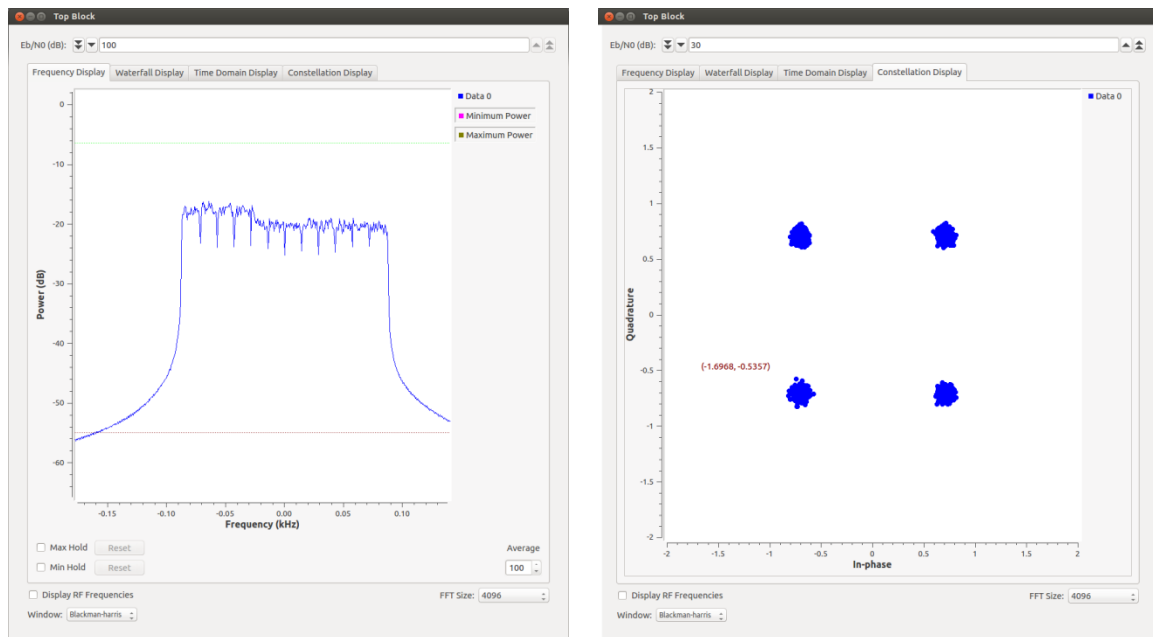


Figura 6.7 - Símbolos OFDM y constelación de encabezado en QPSK.

Hasta el momento es posible transmitir símbolos OFDM en el esquema DFTs, utilizando una FFT de 128 puntos y una IFFT de 2048 puntos, lo podemos observar en la figura 6.7, aunque es una simulación, nos permite identificar claramente las portadoras piloto y detectar información en el receptor. Hasta aquí, no es posible detectar la carga útil, ni en simulación y emulación por un error en la detección de etiquetas durante el procesamiento del encabezado, que fueron uno de los errores más comunes que se presentaron.

# Capítulo 7 - Resultados y Conclusiones

## 7.1 Introducción

Se planteó un escenario de experimentación, del cual se obtienen dos indicadores principalmente, la relación señal a ruido o *Signal to Noise Ratio* (SNR) entre USRP transmisor-receptor, y la tasa de error de bit o *Bit Error Rate* (BER), es decir, del total de información transmitida, que porcentaje de datos fueron recibidos incorrectamente por el receptor.

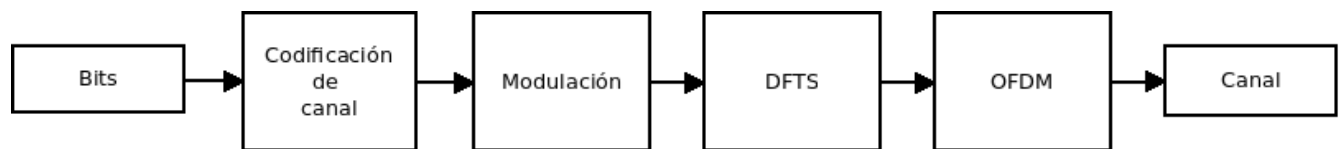


Figura 7.1 - Etapas generales de un transmisor DFTs-OFDM.

El modelo no cuenta por el momento con mecanismos de corrección de errores o *Forward Error Correction (FEC)*. Para la etapa de codificación de canal el único algoritmo que se utiliza es un detector de errores CRC.

La documentación específica que para el modelo USRP B210 se tiene una ganancia máxima de 89.8dB en transmisión y 73dB en recepción [14], es decir, podemos variar estas ganancias para lograr un SNR deseado. Inicialmente se contempló el uso del USRP1 (1.1), sin embargo, debido a diferentes problemas que se presentaron en algunas pruebas realizadas, se decidió utilizar una versión más reciente, el USRP B210.

## 7.2 Resultados experimentales

La metodología para la captura de resultados se dividió en diferentes etapas. Se iniciaron las primeras pruebas ajustando el umbral del receptor a -100db (figura 7.2) mediante la detección de los límites de SNR en el cual el equipo receptor detectara un mínimo de información, es decir, el SNR mínimo y máximo en el cual existiera una transmisión de bits. Estos valores fueron en 50dB y 20dB, como podemos observar en las figuras 7.3 y 7.4 respectivamente, el símbolo OFDM se aprecia claramente.

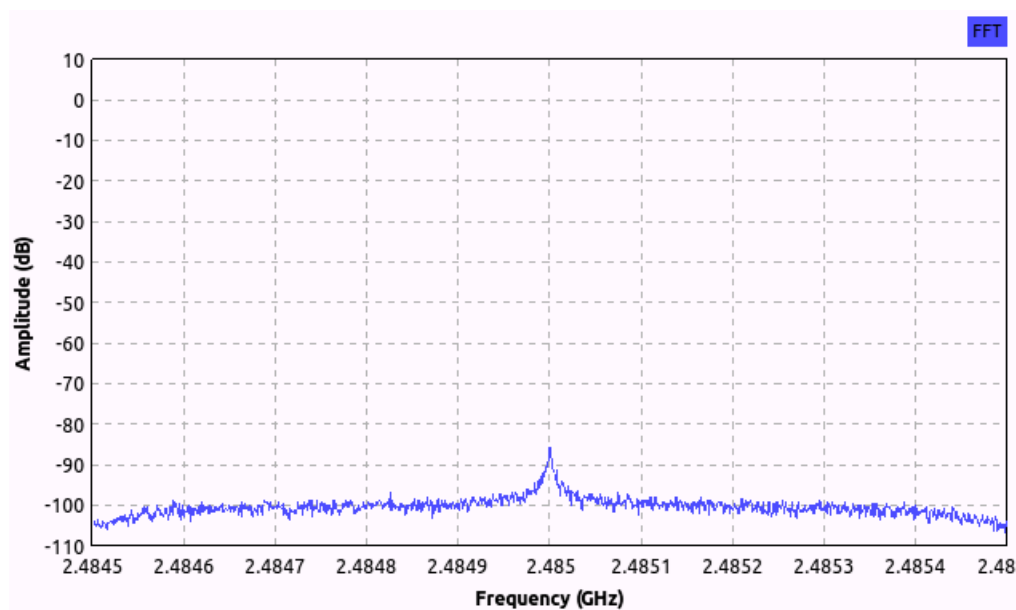


Figura 7.2 - Umbral de señal en tarjeta receptora.

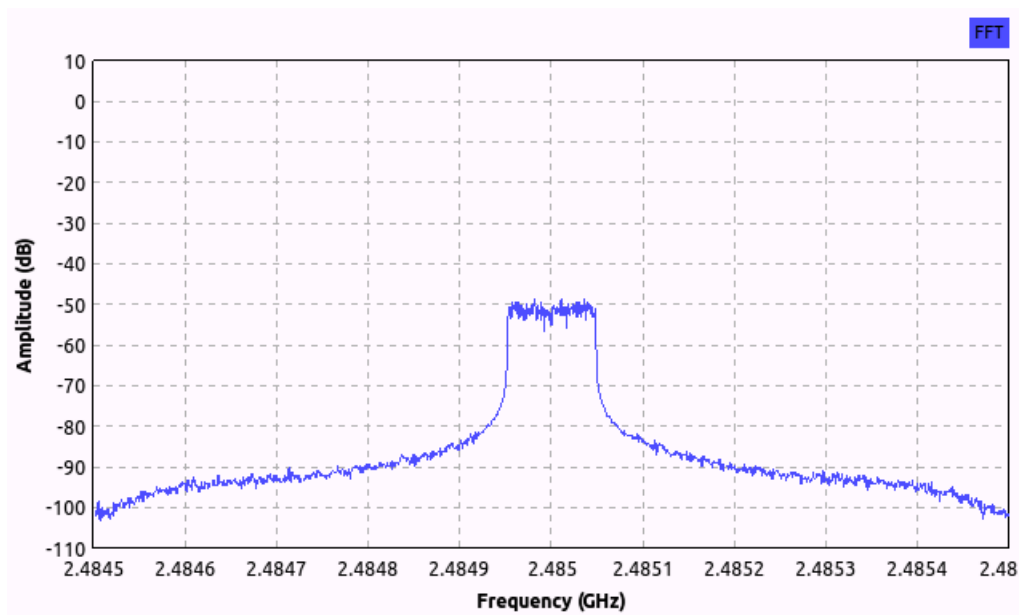


Figura 7.3 - SNR Máximo.

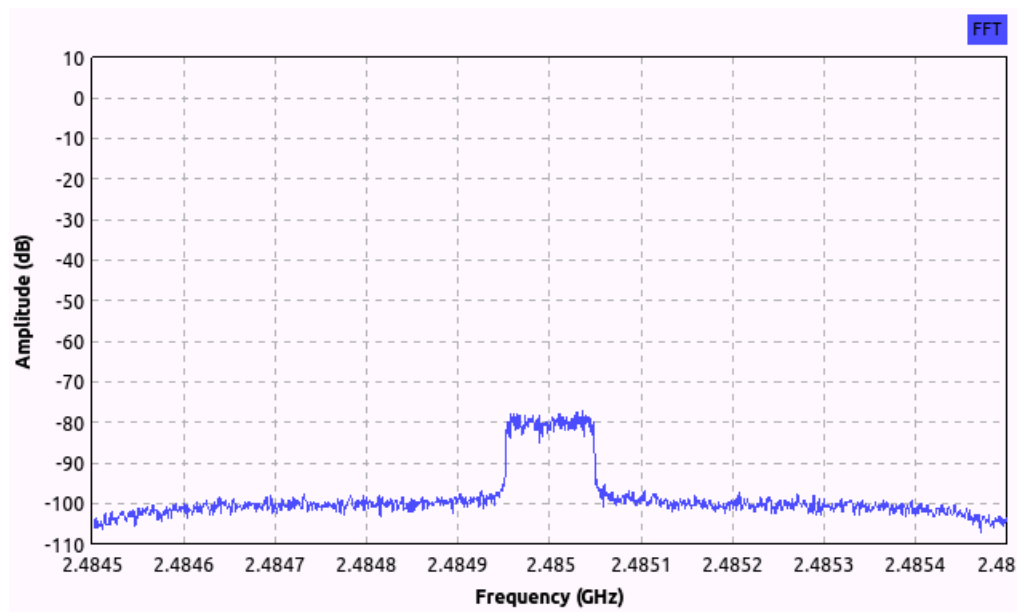


Figura 7.4 - SNR mínimo.



## 7.3 Valores de relación señal a ruido

Se ajustó el receptor en una ganancia de 50dB, dejando el umbral de referencia en -100dB. A partir de allí se realizaron diferentes mediciones, para encontrar los valores deseados de SNR como se muestran en la tabla 7.1.

SNR (dB)	Ganancia TX (dB)	Ganancia RX (dB)
50	89	50
45	84	50
40	79	50
35	74	50
30	69	50
25	64	50
20	59	50

Tabla 7.1 - Valores SNR.

La misma señal pudo ser observada utilizando el analizador de espectros, como se muestra en la figura 7.5.

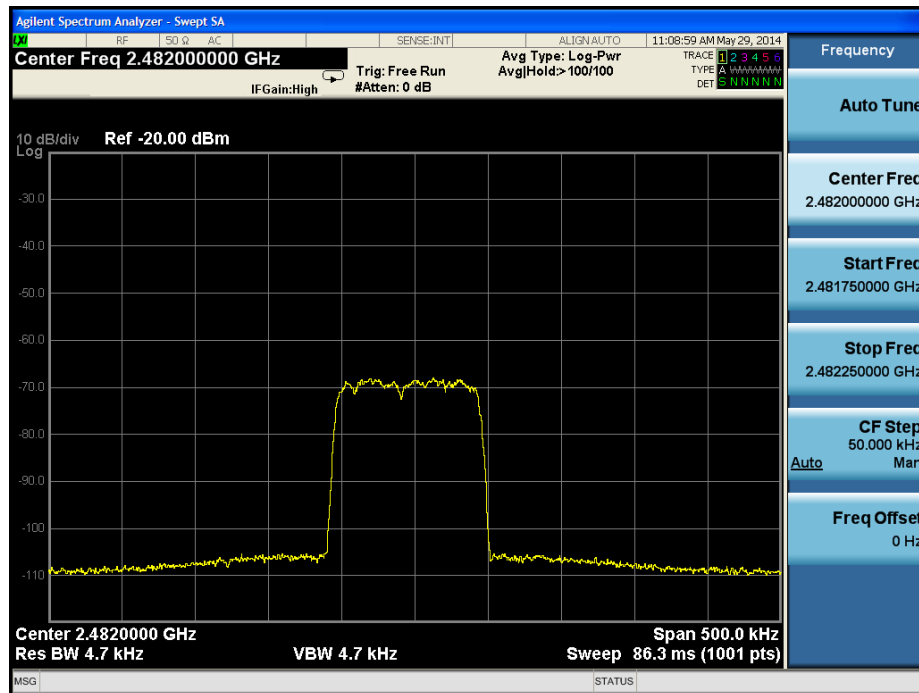


Figura 7.5 - Símbolo OFDM en analizador de espectro.



Figura 7.6 - Escenario de prueba.

## 7.4 Parámetros de emulación

Se realiza una transformada de 2048 puntos para OFDM y 192 puntos para DFTS, tomando en cuenta que estamos trabajando con un ancho de banda de 1MHz (ajustable) y utilizando 192 portadoras de datos, esto nos da como resultado un ancho de banda de 93.75 KHz para el símbolo OFDM, se utilizaron 4 portadoras piloto adicionales, como se observa en la figura 7.7. Adicionalmente se puede incrementar el ancho de banda si se desea lograr una mayor tasa en la transferencia de datos.

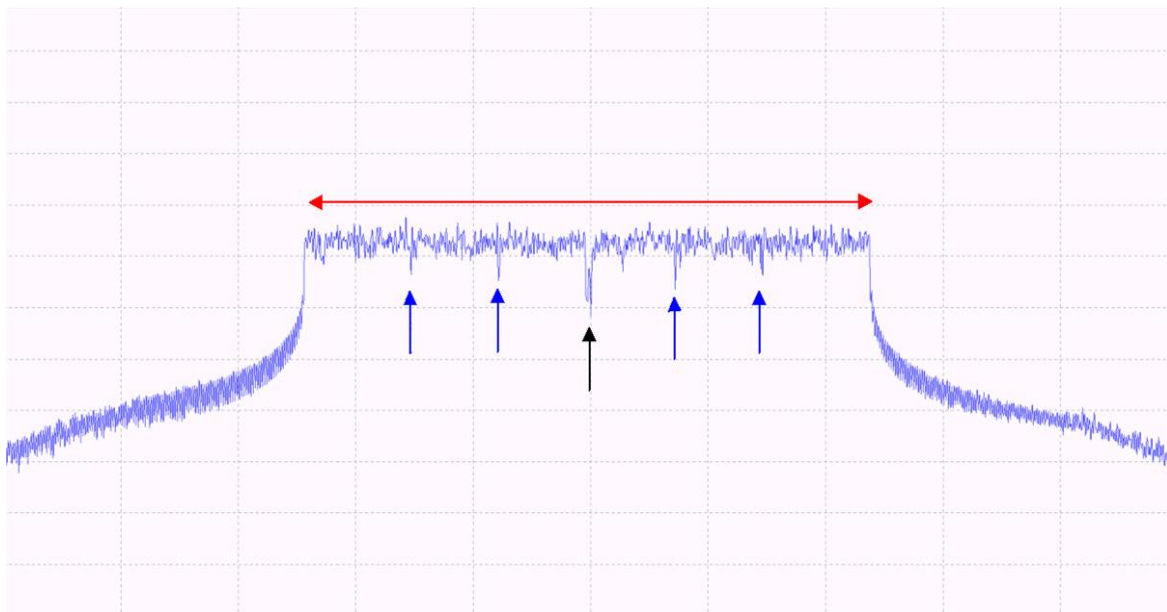


Figura 7.7 - Símbolo OFDM con portadoras de datos (rojo) y piloto (azul), la portadora cero está señalada en negro.

Se envían en total cuatro símbolos OFDM, el primer símbolo es un encabezado y los dos símbolos subsiguientes palabras de sincronía que proporcionan información del estado del canal (figura 7.8), estos tres primeros símbolos están modulados en QPSK, el último símbolo es el de datos y está modulado en 16QAM (figura 7.9).

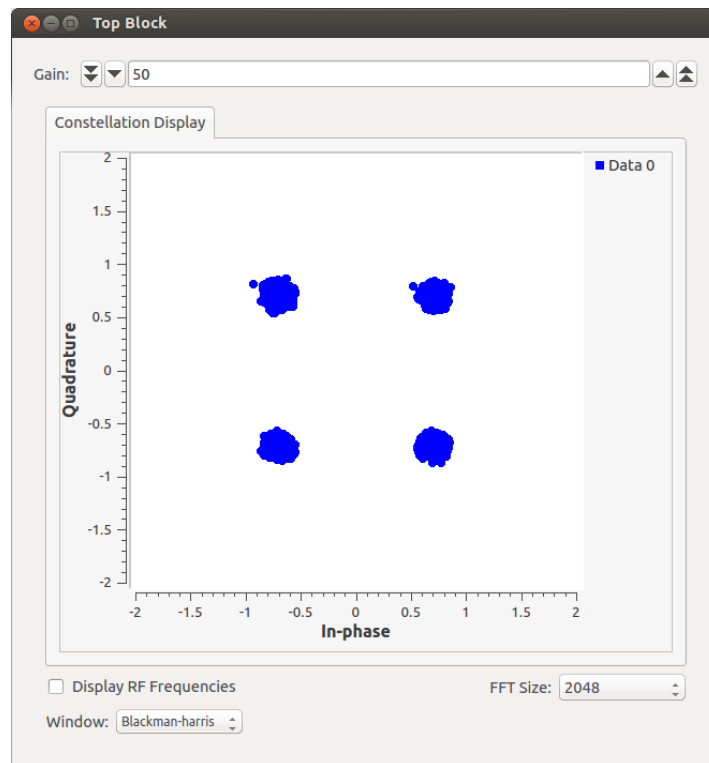


Figura 7.8 - Modulación de encabezado en QPSK.

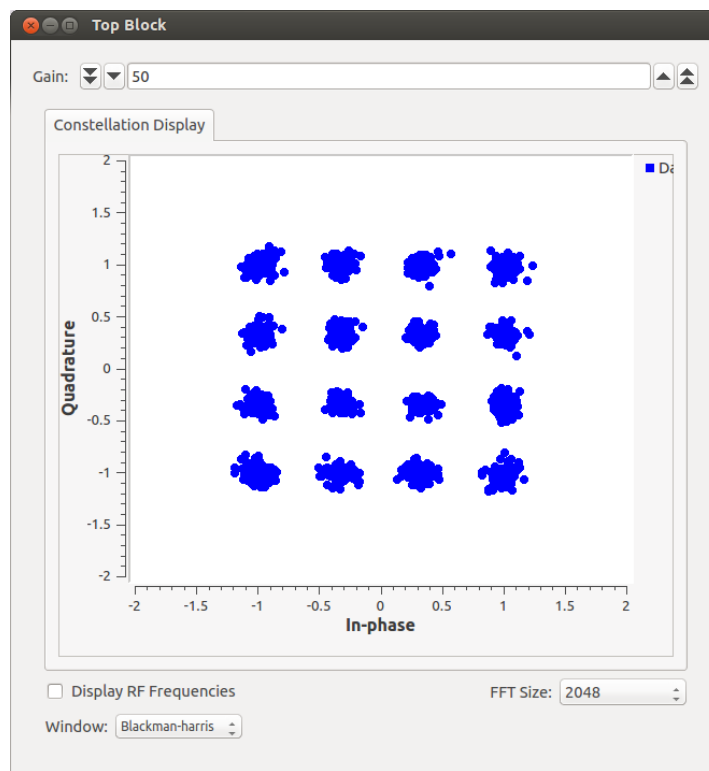


Figura 7.9 - Modulación de carga útil en 16QAM.

## 7.5 Tasa de Error de Bit

Se realizaron cinco repeticiones por cada toma de muestras al realizar los experimentos, se tomó cierto valor de relación señal a ruido y se calcularon porcentajes de la tasa de error de bit. A continuación se muestra una gráfica realizada tomando 18 valores de SNR, en la fig. 7.10 se muestra el intervalo SNR de 22 a 32dB. En la figura 7.11, observábamos una caída en el error al iniciar los 20dB y se vuelve a estabilizar pasando los 30dB, se descubrió que realizando pequeñas variaciones de potencia en el transmisor se afectaba de manera considerable la comunicación, en conclusión, el sistema es muy sensible a cambios en potencia,.

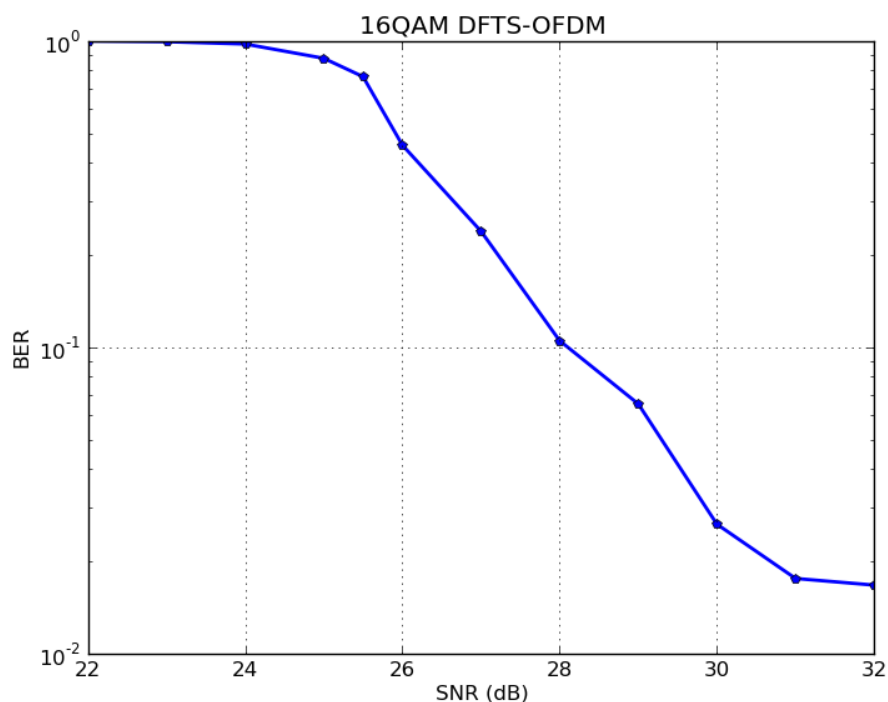


Figura 7.10 - SNR intervalo a mínima escala.

En la tabla 7.2, valores ponderados de error, se transmitieron 128,000 bytes o 1030400 bits en cada prueba realizada. Se comparó la información conocida y

transmitida contra la información recibida. El análisis se hizo mediante segmento de datos de 92 bytes o 736 bits, de los cuales se obtuvieron promedios en base la tasa de error por bit.

Es decir, con un SNR estimado de 24dB se obtiene en promedio de 100686 bits erróneos, y con un SNR estimado de 45 dB se tiene un error promedio de 536.6 bits erróneos.

SNR	TX Gain	RX Gain	AD	Total	Erróneos	Correctos	TX Bytes	RX Bytes
50	89	50	0.01	1400	2.8	1397.2	128800	128542.4
45	84	50	0.01	1400	5.8	1394.2	128800	128266.4
40	79	50	0.01	1400	6.4	1393.6	128800	128211.2
35	74	50	0.01	1400	7.8	1390.84	128800	127957.28
32	71	50	0.01	1400	23.4	1376.6	128800	126647.2
31	70	50	0.01	1400	24.6	1375.4	128800	126536.8
30	69	50	0.01	1400	37	1363	128800	125396
29	68	50	0.01	1400	91.4	1308.6	128800	120391.2
28	67	50	0.01	1400	147	1253	128800	115276
27	66	50	0.01	1400	334.8	1065.2	128800	97998.4
26	65	50	0.01	1400	639.8	760.2	128800	69938.4
25.5	64.5	50	0.01	1400	1070.2	329.8	128800	30341.6
25	64	50	0.01	1400	1228.8	171.2	128800	15750.4
24	63	50	0.01	1400	1368	32	128800	2944
23	62	50	0.01	1400	1392	8	128800	736
22	61	50	0.01	1400	0	0	128800	0
21	60	50	0.01	1400	0	0	128800	0
20	59	50	0.01	1400	0	0	128800	0

Tabla 7.2 - Relación BER-SNR.

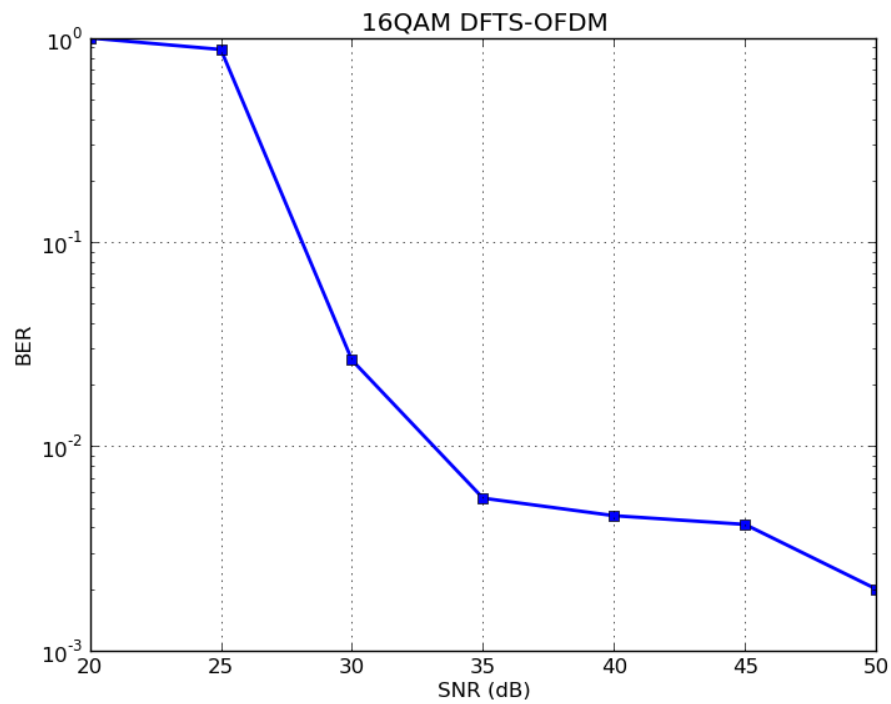


Figura 7.11 - SNR intervalo a mayor escala.



Figura 7.12 - Escenario de prueba con analizador de espectro al fondo.

Un efecto observado fue la rotación de puntos en la constelación (7.13), presentado al incrementar la cantidad de símbolos OFDM transmitidos, estos se puede deber a diversos factores. Las pequeñas variaciones en frecuencia y energía hacen imposible al diseño actual del programa procesar una cantidad mayor de símbolos rápida y correctamente.

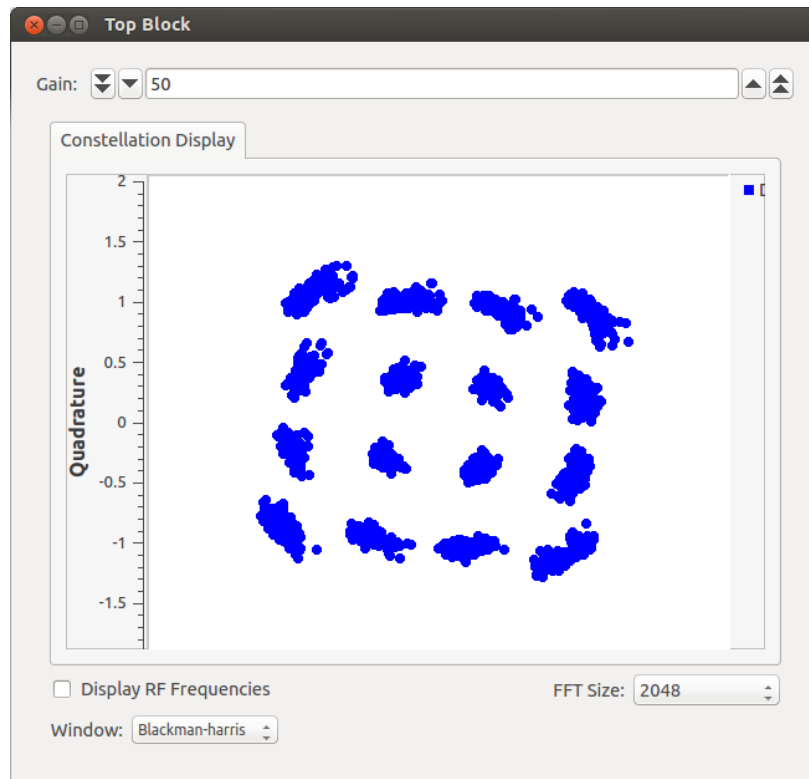


Figura 7.13 - Rotación de puntos en constelación 16QAM.



## **7.6 Conclusiones**

Al analizar la gráfica de la curva BER, podemos observar que tenemos bajo desempeño a mínimos cambios de relación señal a ruido, esto puede deberse a diferentes aspectos, entre ellos la falta de una etapa de codificación de canal más robusta y posiblemente una mejor configuración de las tarjetas USRP.

Se puede desarrollar algunos bloques de procesamiento para mejorar la detección de símbolo en el receptor, los bloques con los que se trabajaron se configuraron a la necesidad del sistema emulado, sin embargo, esto abre una oportunidad para el desarrollo de propios bloques o la creación de una completa biblioteca para la simulación y emulación de sistemas de telecomunicaciones.

La ventaja de utilizar radio definido por software es que se puede diseñar y probar diferentes configuraciones en el menor tiempo posible.

## **7.7 Consideraciones para Trabajo Futuro**

Incrementar las capacidades del equipo de cómputo a utilizar para la emulación, de un bus USB de 8MHz (2.0) a 32MHz (3.0) para utilizar un mayor ancho de banda en la transmisión.

Uno de los requisitos de LTE-A es contar con un ancho de banda de al menos 20MHz, el cual es posible lograr utilizando equipo de cómputo y USRP que permita un ancho de banda similar, ya sea mediante USB 3.0 u otra interfaz de datos.

Mejorar las etapas de codificación y estimación de canal (completa implementación).

# Referencias

- [1] C. Cox, An Introduction to LTE: LTE, LTE-Advanced, SAE and 4G Mobile Communications, Wiley, 2012.
- [2] I. F. Akyildiz, D. M. Gutierrez-Estevez and E. C. Reyes, "The evolution to 4G cellular systems: LTE-Advanced," *Elsevier*, vol. III, no. 4, p. 217–244, December 2010.
- [3] T.-T. Tran, Y. Shin and O.-S. Shin, "Overview of enabling technologies for 3GPP LTE-advanced," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 2012.
- [4] P. Jorgensen, T. Hansen, T. Sorensen and G. Berardinelli, "Implementation of LTE SC-FDMA on the USRP2 software defined radio platform," *Communication Technologies Workshop (Swe-CTW)*, pp. 34-39, 2011.
- [5] G. S. Shravan Sriram, G. R y S. K P, «Plug-ins for GNU Radio Companion,» *International Journal of Computer Applications*, vol. 52, n° 16, 2012.
- [6] SciPy, [En línea]. Available: <http://docs.scipy.org/doc/scipy/reference/signal.html#module-signal>. [Último acceso: 09 2013].
- [7] A. Marwanto, A. M. Sarijari, N. Fisal, S. K. . S. Yusof y R. A. Rashid, «Experimental Study of OFDM Implementation Utilizing GNU Radio and USRP - SDR,» de *IEEE 9th Malaysia International Conference on Communications*, Kuala Lumpur, 2009.
- [8] Ettus Research, "USRP1," Ettus Research, 14 September 2012. [Online]. Available: <https://www.ettus.com/product/details/USRP-PKG>. [Accessed 10 March 2013].
- [9] MATLAB, «Uplink Shared Channel,» [En línea]. Available: <http://www.mathworks.com/help/lte/ug/uplink-shared-channel.html>. [Último acceso: 15 11 2013].
- [10] E. Dahlman, S. Parkval and J. Sköld, 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband, Oxford: Elsevier, 2011.
- [11] Q. Li, G. Li, W. Lee, M.-i. Lee, D. Mazzaresse, B. Clerckx and Z. Li, "MIMO Techniques in WiMAX and LTE: A Feature Overview," *IEEE Communications Magazine*, 2010.
- [12] R. V. Nee and R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, London: Artech House, 2000.
- [13] Y. Meng, G. Liu, L. Meng and J. Hua, "A Low PAPR Multiple Access Scheme for LTE-A,"

*IEICE Transactions on Communications*, 2011.

- [14] C. Ciochina, D. Mottier and D. Castelain, "Low PAPR space frequency block coding for multiuser MIMO SC-FDMA systems: specific issues for users with different spectral allocations," *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2011.
- [15] K. Chung-Gu, C. Yong, K. Jaekwon y Y. Won, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*, Wiley, 2010.
- [16] S. Jimaa, K. K. Chai, Y. Chen and Y. Alfadhl, "LTE-A an overview and future research areas," *Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob)*, pp. 295-399, 2011.
- [17] M. Jiang, N. Prasad, Y. Xin, G. Yue, A. Khojastepour, L. Liu, T. Inoue, K. Koyanagi and Y. Kakura, "Key Enabling Physical Layer Technologies for LTE-Advanced," *IEICE Transactions on Communications*, 2009.
- [18] GNU Radio, [En línea]. Available: <http://gnuradio.org/redmine/projects/pybombs/wiki>. [Último acceso: 09 2013].
- [19] X. Li, W. Hu y H. Yousefi'zadeh, «A Case Study of A MIMO SDR Implementation,» 2008.

# Glosario

3GPP	Third Generation Partnership Project
ADC	Analog Digital Converter
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BER	Bit-Error Rate
BPSK	Binary Phase-Shift Keying
CA	Carrier Aggregation
CC	Convolutional Code
CDMA	Code-Division Multiple Access
CP	Cyclic Prefix
CRC	Cyclic Redundancy Check
DAC	Digital Analog Converter
DDC	Digital Down Converter
DFT	Discrete Fourier Transform
DFTS-OFDM	DFT-Spread OFDM (DFT-precoded OFDM, SC-FDMA)
DL	Downlink
DUC	Digital Up Converter
FCC	Federal Communications Commission
FDD	Frequency Division Duplex
FDM	Frequency-Division Multiplex
FDMA	Frequency-Division Multiple Access
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
GRC	GNU Radio Companion
GPRS	General Packet Radio Services
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile communications
IDFT	Inverse DFT
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers

IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
IMT-2000	International Mobile Telecommunications 2000 (3G standards)
IMT-Advanced	International Mobile Telecommunications Advanced (4G standards)
IP	Internet Protocol
LAN	Local Area Network
LTE	Long-Term Evolution
LTE-A	Long-Term Evolution - Advanced
MC	Multi-Carrier
MCS	Modulation and Coding Scheme
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
MU-MIMO	Multi-User MIMO
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency-Division Multiple Access
OSI	Open Systems Interconnection
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PHY	Physical layer
PSK	Phase Shift Keying
PUSCH	Physical Uplink Shared Channel
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality-of-Service
QPP	Quadrature Permutation Polynomial
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RB	Resource Block
RE	Resource Element
RF	Radio Frequency
RS	Reference Symbol
RX	Receiver
TX	Transmitter
WCDMA	Wideband Code-Division Multiple Access
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access