

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



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

**Emulación de la capa física (MIMO-OFDM) de redes celulares
de 4ta generación (LTE-A), con codificación en espacio y
frecuencia, basado en una plataforma de SDR.**

Tesis

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

Presenta:

Sergio Armas Jiménez

Ensenada, Baja California, México

2014

Tesis defendida por

Sergio Armas Jiménez

y aprobada por el siguiente comité

Dr. Jaime Sánchez García
Director del Comité

Dra. María del Carmen Maya Sánchez
Miembro del Comité

Dr. José Antonio García Macías
Miembro del Comité

M. en C. Moises Castro Delgado
Miembro del Comité

Dr. César Cruz Hernández
*Coordinador del Programa de
Posgrado en Electrónica y telecomunicaciones*

Dr. Jesús Favela Vara
Director de Estudios de Posgrado

Noviembre, 2014

Resumen de la tesis que presenta Sergio Armas Jiménez como requisito parcial para la obtención del grado de Maestro en Ciencias en Electrónica y telecomunicaciones.

Emulación de la capa física (MIMO-OFDM) de redes celulares de 4ta generación (LTE-A), con codificación en espacio y frecuencia, basado en una plataforma de SDR.

Resumen elaborado por:

Sergio Armas Jiménez

En los últimos años el incremento en la demanda de servicios inalámbricos de banda ancha ha sido cada vez mayor, razón por la cual se siguen desarrollando propuestas para mejorar las técnicas existentes y de esta manera proporcionar una mayor velocidad de transmisión de datos.

Técnicas como OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) junto con arreglos de múltiples antenas en transmisión y recepción MIMO (Multiple Input Multiple Output) han permitido incrementar las tasas de transmisión sin tener que aumentar el ancho de banda espectral.

El principal inconveniente de utilizar la técnica OFDM es la alta relación de potencia pico a potencia promedio (PAPR) de las señales a transmitir. Para evitar este problema, la 4ta generación de redes celulares (LTE-A) contempla una etapa de procesamiento de la señal que consiste en aplicar un esparcimiento a los datos con la transformada discreta de Fourier (DFTS).

Adicional a lo anterior existen técnicas de codificado que dan robustez a la transmisión cuando se utilizan arreglos MIMO, como lo es el codificado de Alamouti.

En esta tesis se hizo la emulación de la capa física (PHY) de un sistema de comunicación inalámbrico que utiliza las técnicas antes mencionadas, sobre una plataforma basada en radio definido por software (SDR), que a su vez utiliza la tarjeta periférica universal de radio definido por software (USRP). La USRP contiene la implementación en hardware de la unidad de procesamiento en banda base, así como la interfaz de radio frecuencia (RF).

Se utiliza también GNU Radio, un software libre que contiene las herramientas necesarias para programar radios definidos por software, que corren sobre un sistema operativo de Linux.

Las etapas emuladas son el transmisor y el receptor. El transmisor se consigue con una tarjeta USRP B210, que utiliza 2 antenas (MIMO) para enviar la información, la cual, después de ser modulada digitalmente en un esquema QPSK o 16QAM, sufre un esparcimiento con la DFTS, es modificada con un código espacio-frecuencia propuesto por

Alamouti y se procesa para formar símbolos OFDM, que serán enviados en paralelo por ambas antenas transmisoras.

El receptor se encarga de realizar los mismos procesos realizados por el transmisor, de manera inversa, con la particular tarea de realizar una estimación del estado del canal (CSI), para aplicar dicha información en el decodificado de Alamouti y tratar de recuperar la información que originalmente se transmitió.

Palabras Clave: **SDR, MIMO, OFDM, Alamouti, Códigos espacio-frecuencia, GRC, USRP2, Diversidad espacial, DFTS, Reducción de PAPR**

Abstract of the thesis presented by Sergio Armas Jiménez as a partial requirement to obtain the Master of Science degree in Master in Sciences in Electronic and telecommunications.

Physics emulation layer (MIMO-OFDM) of 4th generation cellular networks (LTE-A), with space-frequency encoded, based on a SDR platform.

Abstract by:

Sergio Armas Jiménez

Recently, the demand for wireless broadband services has withstood an explosive growth, this is why new proposals to improve existing techniques and thus provide higher speed data transmission are being developed.

Techniques such as OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) with multiple antenna arrays in transmission and reception MIMO (Multiple Input Multiple Output) enabled increasing transmission rates without increasing the spectral bandwidth.

The 4th generation cellular networks standard (LTE-A) addressed the reduction of the peak to average power ratio (PAPR), which is a problem in systems that use multicarrier techniques such as OFDM. The way in which the PAPR reduction is achieved is by applying a spreading with the discrete Fourier transform (DFTS).

Furthermore, LTE-A specifies an Alamouti based Space-Frequency code to be used for diversity, when MIMO antenna arrays are available.

In this thesis project, the emulation of the physical layer of a wireless communication system using DFTS-OFDM with space-frequency code over a MIMO array was developed, based on a software defined radio (SDR) platform, which in turn uses the universal software radio peripheral (USRP). The USRP contains a hardware implementation of the baseband processing unit and radio frequency (RF) interface.

The framework was GNU Radio, which is an open-source software development toolkit for building any kind of real-time signal processing applications. It is hosting in a Linux operating system.

Both the transmitter and receiver were emulated. The transmitter was achieved with a USRP board B210, using 2 antennas (MIMO) to send information, which, after being digitally modulated on a scheme QPSK or 16QAM, suffers spreading of the data with the DFTS, is modified with a space-frequency code proposed by Alamouti and processed it to form OFDM symbols, which will be sent in parallel by both transmit antennas.

The receiver is responsible for performing the same processes developed by the transmitter, in reverse order, with the additional task of estimating the channel state information

(CSI) to apply this information on the Alamouti decoding, and try to retrieve the originally transmitted information.

Keywords: SDR, MIMO, OFDM, Alamouti, Space-frequency codes, GRC, USRP2, Spatial diversity, DFTS, PAPR reduction

Dedicatoria

A mi familia, por su apoyo y cariño

Agradecimientos

Al Dr. Jaime Sánchez García, mi profesor y director de tesis, por haberme brindado su apoyo y atención en todo momento.

A la Dra. María del Carmen Maya, el M. en C. Moises Castro y el Dr. Antonio García por haber estado siempre atentos a mis avances y las aportaciones realizadas como miembros de mi comité de tesis.

A los investigadores que impartieron las distintas materias que cursé en mi estancia en la institución.

Al M. en C. Viktor Iván Rodríguez, por haber colaborado con la propuesta del presente trabajo de tesis y haber compartido conmigo sus conocimientos durante el periodo que duró la realización del mismo.

A mis compañeros y amigos de generación, por compartir conmigo su tiempo, conocimientos, desvelos y todos los buenos momentos.

A los amigos dentro y fuera de la institución que he conocido durante mi estancia como estudiante en el posgrado.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por brindarme el apoyo económico para realizar mis estudios de maestría.

Tabla de contenido

	Página
Resumen en español	iii
Resumen en inglés	v
Dedicatoria	vii
Agradecimientos	viii
Lista de figuras	xi
Lista de tablas	xiii
1. Introducción	1
1.1. Hipótesis	1
1.2. Marco de referencia	1
1.3. Justificación	2
1.4. Objetivo general	3
1.5. Objetivos particulares	3
1.6. Método	4
1.7. Organización de la la tesis	4
2. Características y problemas de las comunicaciones inalámbricas	6
2.1. Canal de radio	6
2.1.1. Fenómeno de sombreado	6
2.1.2. Fenómeno de reflexión	7
2.1.3. Fenómeno de difracción	8
2.1.4. Fenómeno de dispersión	8
2.2. Desvanecimiento de canal	8
2.2.1. Desvanecimientos de gran escala	9
2.2.2. Desvanecimientos de pequeña escala	9
2.2.2.1. Desvanecimiento de canal por selectividad en frecuencia	10
2.2.2.2. Desvanecimiento de canal por selectividad en tiempo	12
3. Técnica de modulación OFDM y asociación de la estructura MIMO con OFDM	14
3.1. Introducción a OFDM	14
3.2. Estructura básica del esquema de transmisión de portadoras múltiples OFDM	15
3.3. Modulación y demodulación OFDM	18
3.4. Prefijo cíclico (CP) como intervalo de guarda en OFDM	20
3.5. Estructura de transmisión MIMO	21
3.6. MIMO-OFDM	23
4. Codificado de Alamouti	24
4.1. Recuperación en recepción de las señales transmitidas utilizando el código espacio-frecuencia transpuesto de Alamouti	26
4.2. Ortogonalidad del código de Alamouti	28

Tabla de contenido (continuación)

5.	El problema de la relación de potencia pico a potencia media (PAPR)	29
	5.1. DFTS-OFDM como solución al problema del PAPR	30
	5.2. Implementación de DFTS-OFDM en el transmisor y el receptor	30
6.	GNU Radio	33
	6.1. USRP	33
7.	Implementación de la propuesta y resultados obtenidos	36
	7.1. Modelo propuesto	36
	7.2. Implementación de la propuesta en GRC	38
	7.3. Escenario y características del experimento	45
	7.4. Resultados obtenidos	47
8.	Conclusiones, aportación y trabajo a futuro	56
	8.1. Conclusiones	56
	8.2. Aportaciones	57
	8.3. Trabajo a futuro	57
	Lista de referencias	59
A.	Modulaciones digitales QPSK y 16QAM	61
B.	Glosario	64
C.	Implementación del transmisor en GRC. [Ampliación de la figura 28]	67
D.	Implementación del receptor en GRC. [Ampliación de la figura 29]	69
E.	Hoja de datos de la tarjeta USRP B210	71

Lista de figuras

Figura	Página
1. Fenómeno de sombreado.	7
2. Fenómenos de reflexión y refracción.	7
3. Fenómeno de difracción.	8
4. Clasificación de los desvanecimientos de canal.	9
5. Pérdidas de gran escala y pérdidas de pequeña escala en función de la distancia.	10
6. Canal no selectivo en frecuencia.	11
7. Canal selectivo en frecuencia.	11
8. Interferencia intersimbólica (ISI) y periodo de símbolo.	15
9. Respuesta en frecuencia de un sistema de transmisión multicanal.	16
10. Esquema de transmisión discontinuado.	16
11. Implementación del esquema de transmisión OFDM utilizando IDFT/DFT.	17
12. Espectro de una señal OFDM (escala lineal).	17
13. Potencia espectral de una señal OFDM (dB).	18
14. Modulación/demodulación OFDM.	19
15. Señales sinusoidales con diferentes frecuencias y sus DFTs.	19
16. Ortogonalidad de 7 portadoras.	19
17. Símbolos OFDM con CP.	20
18. Símbolos OFDM con CP en dominio temporal y frecuencial.	21
19. Sistema MIMO genérico empleando M_t antenas transmisoras y M_r antenas receptoras.	21
20. Ganancia en diversidad en canales tipo Rayleigh con desvanecimiento.	22
21. Esquema de transmisión con codificado espacio-tiempo para 2 antenas transmisoras.	24
22. Esquema de transmisión con codificado espacio-frecuencia para 2 antenas transmisoras.	25
23. PAPR en el intervalo de la duración de un símbolo OFDM.	29
24. DFTS-OFDM como solución al PAPR.	32
25. Implementación en GRC de un transmisor OFDM con modulación digital 16-QAM.	34
26. Tarjeta USRP B210.	35

Lista de figuras (continuación)

Figura	Página
27. Esquema general a bloques del modelo implementado.	37
28. Implementación del transmisor en GRC.	39
29. Implementación del receptor en GRC.	44
30. Toma del transmisor y receptor vistos desde detrás del transmisor.	46
31. Tarjeta USRP utilizada para el transmisor.	47
32. Tarjeta USRP utilizada para el receptor.	48
33. Constelaciones del encabezado y carga útil y espectro en frecuencia recibidos para el modelo SISO con modulación digital QPSK.	48
34. Curva de BER para el modelo SISO QPSK.	49
35. Constelaciones del encabezado y carga útil y espectro en frecuencia recibidos para el modelo SISO con modulación digital 16QAM.	50
36. Curva de BER para el modelo SISO 16QAM.	51
37. Constelaciones del encabezado y carga útil y espectro en frecuencia recibidos para el modelo MIMO con modulación digital QPSK.	51
38. Curva de BER para el modelo MIMO QPSK.	52
39. Constelaciones del encabezado y carga útil y espectro en frecuencia recibidos para el modelo MIMO con modulación digital 16QAM.	53
40. Curva de BER para el modelo MIMO 16QAM.	54
41. Curvas de BER para los distintos casos de experimentación.	55
42. Diagrama de la constelación para QPSK con codificado Gray.	62
43. Diagrama en tiempo para la constelación QPSK.	62
44. Diagrama de la constelación para 16QAM con codificado Gray.	63

Lista de tablas

Tabla		Página
1.	Valores de SNR y bits erróneos obtenidos para el modelo SISO QPSK.	49
2.	Valores de SNR y bits erróneos obtenidos para el modelo SISO 16QAM.	50
3.	Valores de SNR y bits erróneos obtenidos para el modelo MIMO QPSK.	52
4.	Valores de SNR y bits erróneos obtenidos para el modelo MIMO 16QAM.	53
5.	Valores para la modulación QPSK (Zyren y McCoy, 2007).	62
6.	Valores para la modulación 16QAM (Zyren y McCoy, 2007).	63

Capítulo 1. Introducción

Los sistemas de comunicaciones inalámbricos actuales presentan el desafío de proporcionar una velocidad de transmisión de datos elevada, además de ofrecer un servicio de calidad.

En los últimos años el incremento en la demanda de servicios inalámbricos de banda ancha ha sido cada vez mayor, razón por la cual se siguen desarrollando propuestas para mejorar las técnicas existentes y lograr satisfacer los requisitos mencionados.

Los sistemas de comunicaciones inalámbricos, por su naturaleza, se enfrentan principalmente a 2 problemas: el espectro de frecuencias es un recurso escaso y limitado y las condiciones de transmisión son hostiles, debido al desvanecimiento provocado por el ambiente y la interferencia con otros usuarios.

Por lo anterior, es necesario utilizar técnicas que mejoren la eficiencia espectral y de esta manera ofrezcan mayores tasas de transmisión, sin que se tenga que ampliar la anchura de banda ni hacer un gran aumento en la potencia de transmisión, ya que en los sistemas de comunicación móviles el bajo consumo de energía es fundamental.

1.1. Hipótesis

Existen en la literatura códigos de diversidad, como el de Alamouti, cuya utilidad radica en que se reduce la cantidad de errores recibidos, con una mínima cantidad de procesos en el transmisor y el receptor. Estos códigos requieren 2 antenas en transmisión y una en recepción, como mínimo, y ofrecen mejores resultados que utilizar sólo una antena en el transmisor y una en el receptor.

En el presente trabajo de tesis se utiliza el codificado de Alamouti sobre una plataforma real de transmisión-recepción y se compara con el esquema de transmisión que no contempla diversidad.

1.2. Marco de referencia

Existen 2 técnicas que se realizan en la capa física y que ayudan a cumplir los requisitos que los sistemas de comunicaciones inalámbricos actuales presentan: la mul-

ticanalización o modulación por división de frecuencias ortogonales, OFDM (Ortogonal Frequency Division Multiplexing) y la utilización de múltiples antenas tanto en el transmisor como en el receptor, MIMO (Multiple-Input Multiple-Output).

La técnica OFDM se utiliza ampliamente en la actualidad por tener la particularidad de transformar un canal selectivo en frecuencia en un conjunto paralelo de subcanales planos, haciendo que un gran flujo de datos, a gran velocidad, se divida en múltiples subflujos de datos con velocidad menor, haciendo de esta manera un uso eficiente del espectro de frecuencia.

Un sistema MIMO proporciona una ganancia en el rendimiento del sistema gracias a la diversidad espacial, que permite combatir los desvanecimientos de la señal, pues al disponer de más de una trayectoria para enviar la misma información se pueden tener en recepción más de una versión de la señal de información.

La comunicación celular de 4ta generación que utiliza LTE-Advanced requiere de la unión de ambas técnicas, MIMO y OFDM, además de aplicar un esparcimiento con la transformada discreta de Fourier (DFTS) de la señal modulada para reducir el problema de la relación de potencia pico a potencia promedio (PAPR, Peak-to-Average Power Ratio) alta.

1.3. Justificación

Como se expuso en la sección anterior el uso de las técnicas MIMO y OFDM ha permitido que los sistemas de comunicación inalámbrica actuales ofrezcan mejores tasas de transmisión que los sistemas anteriores, razón por la cual resulta importante seguir realizando investigación en nuevas técnicas y conjuntar las existentes para mejorar los resultados.

Lograr la implementación física de las técnicas mencionadas permite que los trabajos de investigación sean probados en su funcionamiento real y no sólo en simulación.

Actualmente existe un área de estudio dedicada a la investigación de los sistemas de radio frecuencia, llamada radio definido por software (SDR, Software Defined Radio), que permite realizar la emulación de la capa física (PHY) de sistemas de comunicación

inalámbrica, pudiendo así evaluar su desempeño en un ambiente real.

GNU Radio es un paquete de software de código abierto que puede correr sobre varias plataformas de hardware y que en conjunto con el periférico universal de radio definido por software, USRP (Universal Software Radio Peripheral), provee una plataforma ideal para crear protocolos inalámbricos de la capa física y enlace de datos.

Con el conjunto de herramientas aquí mencionadas es posible evaluar los trabajos de investigación en un entorno real.

1.4. Objetivo general

Emular la capa física de un sistema de comunicaciones inalámbrico MIMO-OFDM, con codificado de canal y reducción de PAPR, aplicable al sistema celular de 4ta generación LTE-A, generando los procesos sobre una plataforma en software.

1.5. Objetivos particulares

- Implementar una plataforma en software, utilizando GNU radio, capaz de transmitir información en un sistema SISO (Single Input Single Output), haciendo uso de la técnica de OFDM.
- Agregar la etapa de DFTS a la plataforma creada, como técnica para combatir el problema de la PAPR.
- Extender la plataforma a un esquema MIMO, utilizando 2 antenas en el transmisor y una en el receptor.
- Añadir la etapa de codificado de canal utilizando el código espacio-frecuencia propuesto por Alamouti.
- Evaluar el desempeño de la plataforma final que utiliza el arreglo MIMO-OFDM con DFTS y codificado de Alamouti, calculando la tasa de bit erróneo (BER), y comparar con el desempeño de la plataforma que utiliza SISO-OFDM con DFTS.

1.6. Método

Se utilizó el software de código abierto GNU Radio, en particular GRC (GNU Radio Companion), para realizar todo el procesamiento de la señal. GRC contiene un conjunto muy extenso de herramientas distribuidas en bloques que realizan diferentes funciones de procesamiento de señales. Al ir enlazando entre sí los diferentes bloques se crea un flujo final que contiene todos los procesos indicados sobre una plataforma en software, la cual será la responsable de controlar el hardware que hace los procesos físicos de transmisión y recepción.

Se utilizaron 2 tarjetas USRP B210 como hardware encargado de llevar a cabo la transmisión y recepción de la señal en la frecuencia indicada por el software. Cada tarjeta se conectó a una computadora distinta, ambas con la versión más reciente de GRC (v. 3.7.5), que trabaja sobre sistemas operativos de Linux (Ubuntu 14.04 LTS y Linux Mint 17).

Se realizaron las mediciones de transmisión en un ambiente real de laboratorio y se obtuvieron las tasas de bit erróneo (BER) a diferentes valores de relación señal a ruido (SNR), para modulación digital QPSK y 16-QAM, ambas para el esquema SISO y MIMO y se comparó el desempeño de estos esquemas.

1.7. Organización de la tesis

En el capítulo II se exponen de manera general las características y problemas que presentan los sistemas de comunicación inalámbrica, específicamente cómo se ve afectada la señal al propagarse por el canal de radio.

El capítulo III explica por qué la necesidad de utilizar la técnica de OFDM en los sistemas actuales que ofrecen altas tasas de transmisión, así como su principio de funcionamiento y características propias. También se presenta la estructura de transmisión MIMO, la cual se utiliza en el presente trabajo para aportar ganancia en diversidad al sistema implementado.

El esquema de codificado en espacio y frecuencia de Alamouti para sistemas MIMO-OFDM se presenta en el capítulo IV, donde se desarrolla el modelo matemático y se

comprueba la ortogonalidad del mismo, característica fundamental para garantizar que se tendrá diversidad en la transmisión.

El capítulo V se dedicó a exponer en qué consiste la PAPR, un problema que se presenta al utilizar modulaciones OFDM con una gran cantidad de portadoras, y se muestra también la propuesta de solución que se utilizó en este trabajo.

En el capítulo VI se describen el software y hardware utilizados para lograr la transmisión. Se dan las características de funcionamiento de GNU Radio, que es el intérprete donde se realiza la plataforma en software que controlará al hardware, y de la tarjeta USRP B210, siendo ésta el hardware encargado de la transmisión en radiofrecuencia.

En el capítulo VII se encuentra el modelo propuesto a implementar, el modelo implementado en GRC, el escenario de experimentación en el que se llevaron a cabo las pruebas y los resultados obtenidos. El modelo implementado en GRC coincide con el modelo propuesto a bloques y en ambos casos se describen las funciones particulares de cada etapa que lo compone. Los resultados obtenidos se concentran en tablas de medidas de BER para distintos valores de SNR y se muestran de manera gráfica.

El capítulo VIII presenta las conclusiones generales, las aportaciones hechas y el posible trabajo a futuro.

En el apéndice A se describen de manera muy general las modulaciones digitales QPSK y 16QAM, que son las utilizadas en este proyecto.

El apéndice B contiene un glosario con los acrónimos utilizados en el documento de tesis y las respectivas traducciones para los que se encuentran en inglés.

Los apéndices C y D muestran las figuras de la implementación en GRC del transmisor y el receptor, respectivamente, fraccionadas y amplificadas.

Al final se anexa la hoja de datos de la tarjeta USRP B210.

Capítulo 2. Características y problemas de las comunicaciones inalámbricas

La comunicación que se establece de manera inalámbrica entre dispositivos considerablemente distantes presenta varios problemas, muchos de ellos ocasionados por la propia naturaleza del medio no cableado que se utiliza para la transmisión de la información. El canal de comunicación inalámbrico, al ser un medio hostil, puede producir cambios y variaciones en la señal de información, causando distintos daños a la misma. Se presentan variaciones, también, debido al desplazamiento de las terminales móviles, que pueden afectar la señal de información de manera constructiva o destructiva.

2.1. Canal de radio

Llamaremos canal de radio al medio por el cual viaja la onda electromagnética entre dos terminales; el transmisor y el receptor. A diferencia de las típicamente estáticas y predecibles características de los canales cableados, el canal de radio es bastante dinámico e impredecible, lo que dificulta enormemente intentar hacer un análisis exacto de su comportamiento en un sistema de comunicaciones inalámbricas. Actualmente muchos de los sistemas de comunicación inalámbrica implementan técnicas que les permiten realizar constantemente estimaciones del estado en que se encuentra el canal, para luego intentar contrarrestar los efectos que ha sufrido la señal y recuperar de manera más confiable la información que se trasmite. En general, las ondas de radio en curso de propagación son afectadas por fenómenos físicos entre los que encontramos sombreado, reflexión, difracción y dispersión (Sklar, 2001), que pueden ocasionar degradación en mayor o menor escala a nuestra señal.

2.1.1. Fenómeno de sombreado

El fenómeno de sombreado (*Shadowing*) se presenta como un desvanecimiento lento en la potencia media local recibida y varía con la ubicación del móvil. Es causado por obstáculos de gran dimensión como lo son edificios o montañas. La figura 1 ilustra cómo se produce el efecto de sombreado en un medio físico cualquiera.

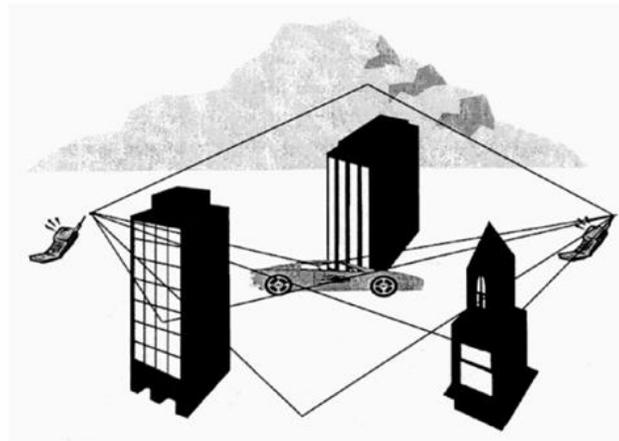


Figura 1: Fenómeno de sombreado.

2.1.2. Fenómeno de reflexión

La reflexión es el fenómeno físico que ocurre cuando una onda electromagnética incide sobre un objeto de dimensiones muy grandes en comparación a la longitud de la onda que se propaga, por ejemplo la superficie de la tierra y construcciones, ocasionando que se refleje y pierda potencia. En la figura 2 se muestra esquemáticamente la forma en que ocurren los fenómenos de reflexión y refracción.

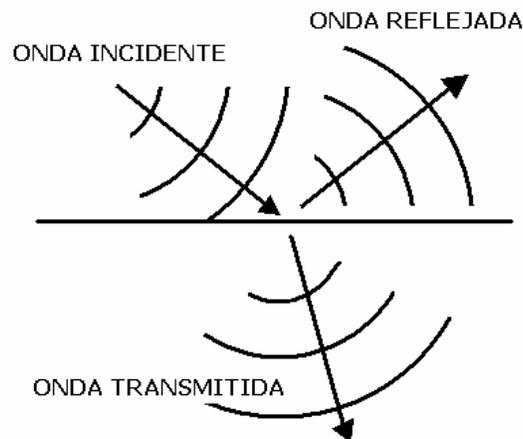


Figura 2: Fenómenos de reflexión y refracción.

2.1.3. Fenómeno de difracción

Una onda de radio emitida por una antena transmisora puede ser interceptada por obstáculos tales como cerros, construcciones, árboles y otros. En este caso la señal que llegue a la antena del receptor se recibirá como un rayo difractado de la señal transmitida (Yacoub, 1993). En la figura 3 se aprecia cómo ocurre el fenómeno de difracción.

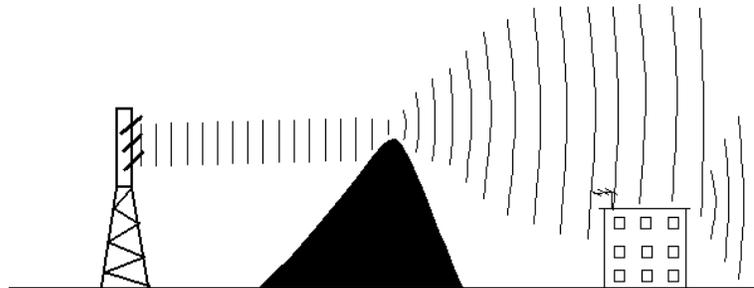


Figura 3: Fenómeno de difracción.

2.1.4. Fenómeno de dispersión

La dispersión es el fenómeno físico que fuerza a una onda electromagnética a desviarse de su camino a causa de obstáculos con dimensiones pequeñas en relación a su longitud de onda, como el follaje de los árboles, señales de tráfico y gotas de lluvia.

2.2. Desvanecimiento de canal

Una característica de gran importancia en los canales inalámbricos es un fenómeno llamado desvanecimiento, que es la variación de la amplitud en tiempo y frecuencia de la señal. En contraste con el ruido aditivo, como la fuente más común de degradación de la señal en un sistema de comunicaciones, el desvanecimiento es otra fuente de degradación de la señal caracterizada por ser una perturbación no aditiva de la señal en el canal inalámbrico. El fenómeno de desvanecimiento puede ser clasificado en 2 diferentes tipos: desvanecimiento de gran escala y desvanecimiento de pequeña escala. La figura 4 muestra la clasificación de los tipos de desvanecimiento del canal y se explican brevemente a continuación.

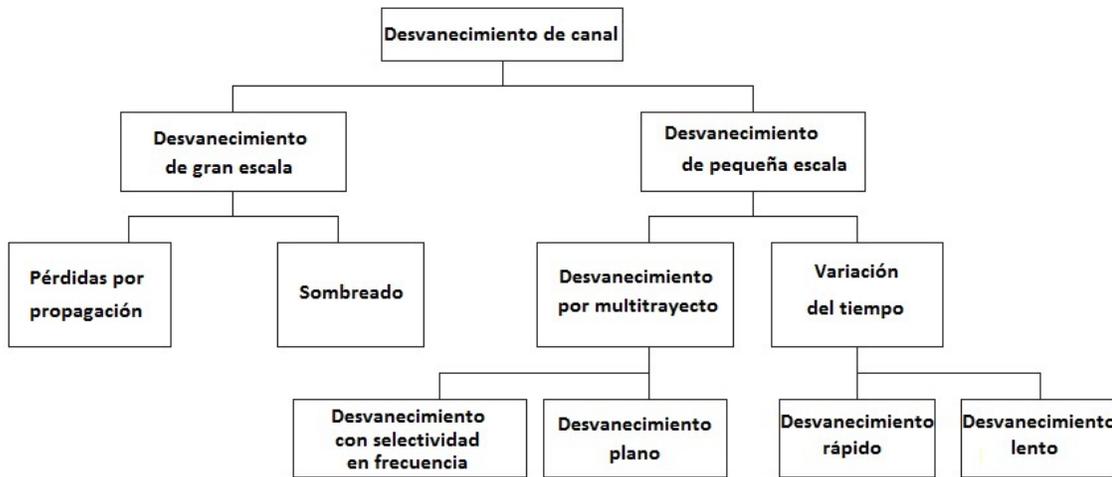


Figura 4: Clasificación de los desvanecimientos de canal.

2.2.1. Desvanecimientos de gran escala

Los desvanecimientos de gran escala ocurren cuando la distancia entre el transmisor y el receptor es muy grande, por ejemplo una distancia del tamaño de una célula de telefonía móvil, que puede ser de hasta 1,500m en la zona rural. Esto es causado por pérdida de trayectoria de la señal debido a la separación entre terminales, además del sombreado, causado por objetos grandes como construcciones, terrenos intermedios y vegetación. El sombreado se caracteriza por una variación pequeña en la pérdida por propagación entre el transmisor y el receptor en una ubicación fija.

Dicho de otra forma, el desvanecimiento de gran escala se caracteriza por el promedio entre pérdida de trayectoria que, en general, es inversamente proporcional al cuadrado de la distancia, y al efecto del sombreado.

2.2.2. Desvanecimientos de pequeña escala

Los desvanecimientos de pequeña escala son ocasionados por la rápida variación en los niveles de la señal, debido a las interferencias tanto constructivas como destructivas cuando la señal es transmitida a medida que la estación móvil se desplaza distancias cortas con relación a la estación base. Los trayectos múltiples de la señal ocasionan interferencias que son recibidas después en las antenas receptoras con variaciones en fase

(constructivas cuando es la misma fase y destructivas cuando es distinta).

En la figura 5 se muestran gráficamente las pérdidas de gran escala y las pérdidas de pequeña escala.

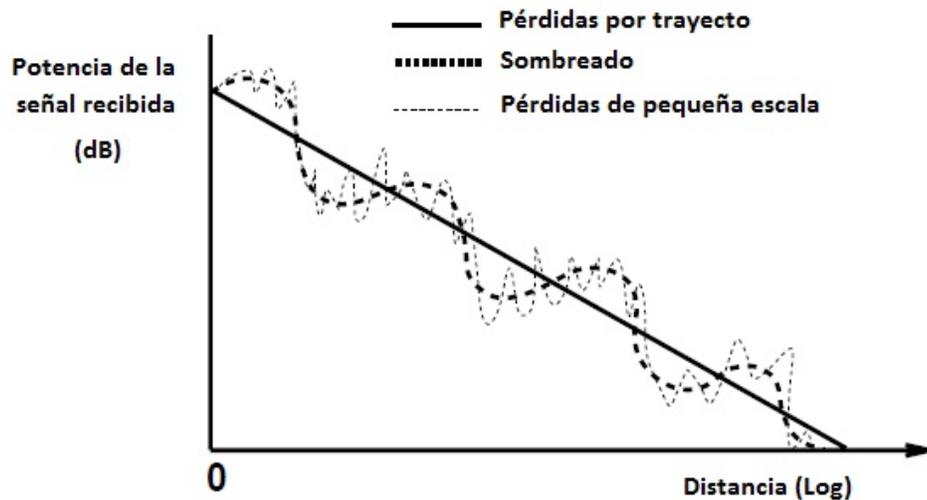


Figura 5: Pérdidas de gran escala y pérdidas de pequeña escala en función de la distancia.

2.2.2.1. Desvanecimiento de canal por selectividad en frecuencia

Debido a la dispersión del tiempo, una señal transmitida presentará desvanecimiento en el dominio de la frecuencia de manera selectiva o no, dando lugar a desvanecimiento selectivo en frecuencia y desvanecimiento no selectivo en frecuencia, respectivamente.

Existe un importante factor a considerar en la selectividad o no selectividad en frecuencia de un canal; la anchura de banda coherente, que es una medición estadística del intervalo de frecuencias sobre el cual el canal se considera plano, es decir, la anchura de banda máxima aproximada o intervalo de frecuencias en que una señal es propensa a experimentar desvanecimiento.

En la figura 6 se aprecia cómo la señal transmitida $x(t)$ está sujeta a un desvanecimiento no selectivo en frecuencia cuando la anchura de banda de la señal es lo suficientemente estrecha en comparación a la respuesta en frecuencia del canal, tal que puede ser transmitida a través del canal sin sufrir cambio, el canal tiene una respuesta plana en

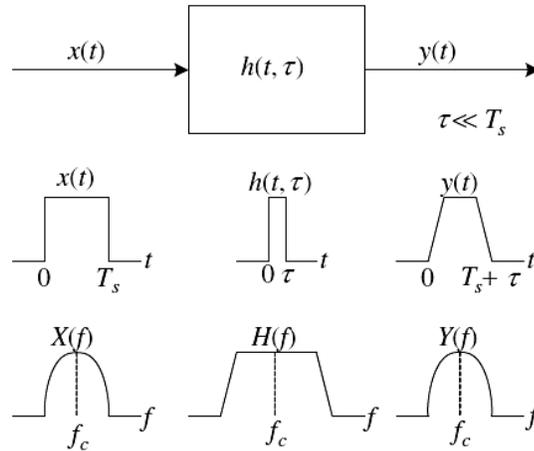


Figura 6: Canal no selectivo en frecuencia.

frecuencia, es decir, la anchura de banda coherente es mayor que la anchura de banda de la señal.

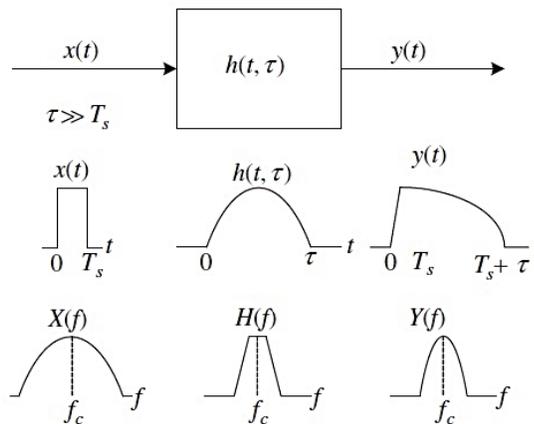


Figura 7: Canal selectivo en frecuencia.

Por otro lado la figura 7 muestra cuando la señal es sujeta a un desvanecimiento selectivo en la frecuencia cuando la anchura de banda de la señal es lo suficientemente grande comparado con la respuesta en frecuencia del canal ocasionando que la señal sufra cambios. En este caso la anchura de banda coherente no es suficiente para lograr comportamiento plano del canal.

Cuando ocurre la selectividad en frecuencia la respuesta al impulso del canal tiene un retardo de esparcimiento por trayectoria múltiple más grande que la duración de un

periodo de tiempo del símbolo de la señal transmitida. Debido a la corta duración del símbolo, en comparación con el retardo de dispersión por las trayectorias múltiples, se sobreponen al símbolo subsecuente múltiples copias retrasadas de la señal transmitida, dando lugar a la interferencia entre símbolos (ISI).

2.2.2.2. Desvanecimiento de canal por selectividad en tiempo

La dispersión en frecuencia, provocada por el movimiento relativo entre transmisor y receptor, depende de la velocidad de movimiento, de la dirección y de la frecuencia de la señal. El movimiento del receptor con respecto al transmisor produce variaciones en las frecuencias que componen la señal, causando en consecuencia distorsión de la señal. Este fenómeno es conocido como *efecto de Doppler* y es definido matemáticamente en la ecuación (1)

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \theta, \quad (1)$$

en donde f_D es la frecuencia de Doppler, λ es la longitud de onda de la señal que se transmite, v es la velocidad relativa entre el receptor y el transmisor y θ es el ángulo de incidencia.

Si $\theta = 0$ entonces se obtiene la máxima frecuencia de Doppler f_m definida en la ecuación (2) como

$$f_D = f_m = \frac{v}{\lambda}. \quad (2)$$

Dependiente del grado del efecto de Doppler, la señal recibida se somete a desvanecimiento rápido o lento en el tiempo.

El tiempo durante el cual un canal permanece constante, es decir, que no presenta cambios, es llamado *tiempo de coherencia* y denotado como T_c . En general el T_c es inversamente proporcional a la frecuencia de Doppler máxima, definida en la ecuación (2), y se define por la ecuación (3).

$$T_c \approx \frac{1}{f_m}. \quad (3)$$

Si dos símbolos están separados entre sí un tiempo menor que T_c , se consideran correlacionados y que ven el mismo canal. Si por el contrario, la separación entre éstos dos símbolos es mayor que T_c la correlación será mínima y verán diferente canal, consecuentemente serán afectadas por el desvanecimiento selectivo en el tiempo.

Considerando que el ancho de banda del espectro Doppler se denota como B_D , y está dado por $B_D = 2f_m$, y denotando la anchura de banda del símbolo que se transmite como B_s , podemos definir cuándo la señal transmitida está sujeta a desvanecimiento rápido o lento en el tiempo.

La señal transmitida está sujeta a desvanecimiento rápido en el tiempo cuando el tiempo de símbolo, denotado como T_s , es mayor al tiempo de coherencia tal que el ancho de banda del símbolo es menor a la anchura de banda del espectro Doppler. Esto se representa en la ecuación (4).

$$T_s > T_c \quad \text{y} \quad B_s < B_D. \quad (4)$$

Por otra parte, considerando el caso del canal en que la respuesta al impulso varía lentamente comparada con la variación en banda base de la señal transmitida, podemos suponer que el canal no cambia en la duración de uno o más símbolos y así, el canal presentará un comportamiento estático. Esto implica que el esparcimiento de Doppler es mucho más pequeño que la anchura de banda de la señal transmitida en banda base, por lo tanto la señal está sujeta a desvanecimiento lento en el tiempo y matemáticamente se representa en la ecuación (5).

$$T_s \ll T_c \quad \text{y} \quad B_s \gg B_D. \quad (5)$$

Capítulo 3. Técnica de modulación OFDM y asociación de la estructura MIMO con OFDM

OFDM es una técnica de modulación que utiliza múltiples portadoras ortogonales sobrepuestas. Ésta técnica se tornó popular en los 90's con el advenimiento de los procesadores digitales de señales de alta capacidad. OFDM se ha convertido en una técnica muy utilizada para transmisión de señales de banda ancha sobre canales inalámbricos. Su principal característica es que transforma un canal selectivo en frecuencia en un conjunto paralelo de subcanales con comportamiento plano en la frecuencia.

3.1. Introducción a OFDM

Los sistemas de comunicaciones inalámbricas presentan varias características, entre ellas que el medio en que viaja la información, en adelante definido como canal de radio, es hostil y el ancho de banda es limitado. Para satisfacer los requisitos que los sistemas de comunicaciones inalámbricas exigen actualmente, es necesario incrementar las tasas de transmisión. Realizar esto en un sistema de portadora única se vuelve una tarea imposible, ya que la transmisión de cada símbolo (datos previamente modulados digitalmente) requiere un tiempo de T segundos, conocido como periodo de símbolo, que da lugar a una tasa de transmisión $R = 1/T$. Una vez que dichos símbolos han sido transmitidos, el receptor debe realizar varios procesos, entre ellos se encuentra la ecualización, que tiene por función compensar los efectos del canal. Como la tasa de transmisión R es inversamente proporcional al periodo de símbolo T , si se quisiera incrementar el flujo de datos se tendría que disminuir el valor de T , provocando que los símbolos sufrieran interferencia entre sí, conocida como interferencia intersimbólica, ISI (Inter-Symbol Interference). La figura 8 muestra la relación que guardan la ISI y el periodo de símbolo.

La transmisión de datos a alta velocidad es una limitante de los sistemas de portadora única, ya que si se quiere una tasa de R_s símbolos por segundo, el espectro de frecuencia mínimo requerido es la anchura de banda de Nyquist, la cuál está dada por $R_s/2$ [Hz], lo que implica que se requiera un muy amplio ancho de banda para soportar una alta tasa de transmisión de datos y como se dijo previamente el ancho de banda para cualquier sistema de comunicaciones inalámbrico es limitado. Más aún, si la anchura de banda

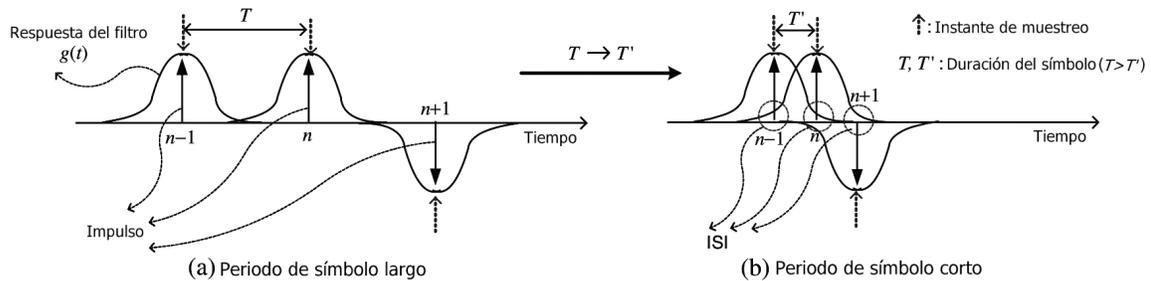


Figura 8: Interferencia intersimbólica (ISI) y periodo de símbolo.

en que se transmite es amplia, cada símbolo será más susceptible a desvanecimientos en el canal por trayectorias múltiples y variación temporal del mismo, lo que produciría una alta ISI y posteriormente incrementaría considerablemente la complejidad del sistema receptor para lograr una compensación de pérdidas aceptable, de manera tal que la información pueda ser recuperada. En conclusión, una alta tasa de transmisión en un sistema de portadora única no es factible debido a la alta complejidad del compensador en el receptor.

3.2. Estructura básica del esquema de transmisión de portadoras múltiples OFDM

Como se expuso previamente, la selectividad en frecuencia que presentan los canales con una amplia anchura de banda impide que se alcancen altas tasas en los sistemas de portadora única, por ello se propone el uso de múltiples portadoras para sistemas que exigen altas tasas. Un sistema de transmisión de múltiples portadoras divide un flujo abundante de datos, vistos por el sistema como una señal de banda ancha, en varios subflujos de menor caudal, que el sistema interpreta como señales de banda angosta. Ahora el sistema en lugar de tener un canal de amplia anchura de banda, que presentaría selectividad en frecuencia, tendrá múltiples canales de anchura de banda angosta con comportamiento plano en frecuencia, como lo muestra la figura 9. Al tener canales de banda angosta, sin selectividad en frecuencia, la complejidad del ecualizador en el receptor se reduce para cada subcanal.

Un sistema básico de transmisión que utiliza múltiples portadoras transmitiría símbolos en paralelo sobre varios subcanales ortogonales entre sí, logrando de esta manera combatir la selectividad del canal, pero ahora la complejidad se incrementaría en pro-

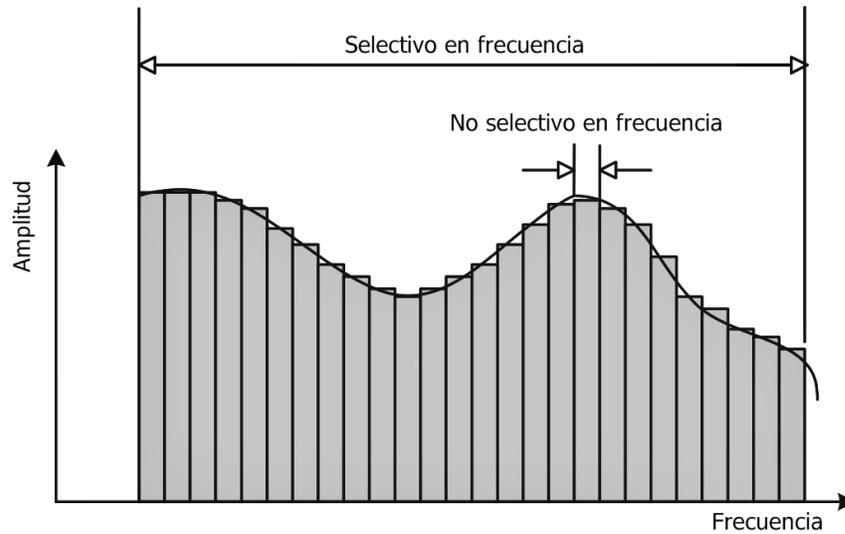


Figura 9: Respuesta en frecuencia de un sistema de transmisión multicanal.

porción al incremento del número de portadoras, dado que cada subcanal necesitaría su propio codificador/decodificador y osciladores.

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) es un sistema de transmisión que emplea también múltiples portadoras pero no utiliza filtros limitadores de banda ni osciladores para cada subcanal, como lo sería en el sistema de la figura 10, sino que sobrepone los espectros de las portadoras para eficientar la anchura de banda existente.

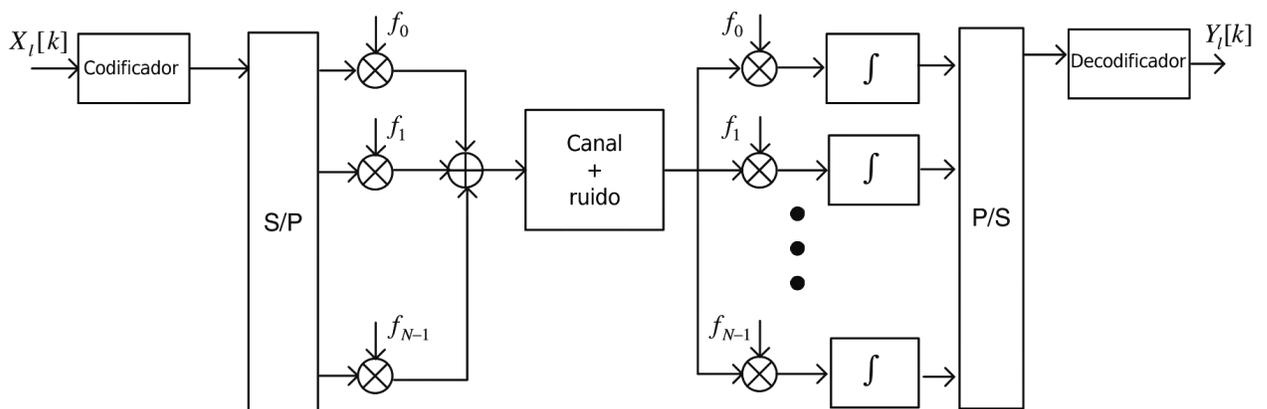


Figura 10: Esquema de transmisión discontinuado.

Para lograr la ortogonalidad de las señales con la técnica de OFDM se utilizan la transformada discreta de Fourier, DFT (Discrete Fourier Transform) y la transformada dis-

creta inversa de Fourier, IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform), mismas que pueden ser implementadas eficientemente aplicando la transformada rápida de Fourier, FFT (Fast Fourier Transform) y la transformada inversa rápida de Fourier, IFFT (Inverse Fast Fourier Transform), respectivamente. La figura 11 muestra el esquema que implementa la IDFT/DFT.

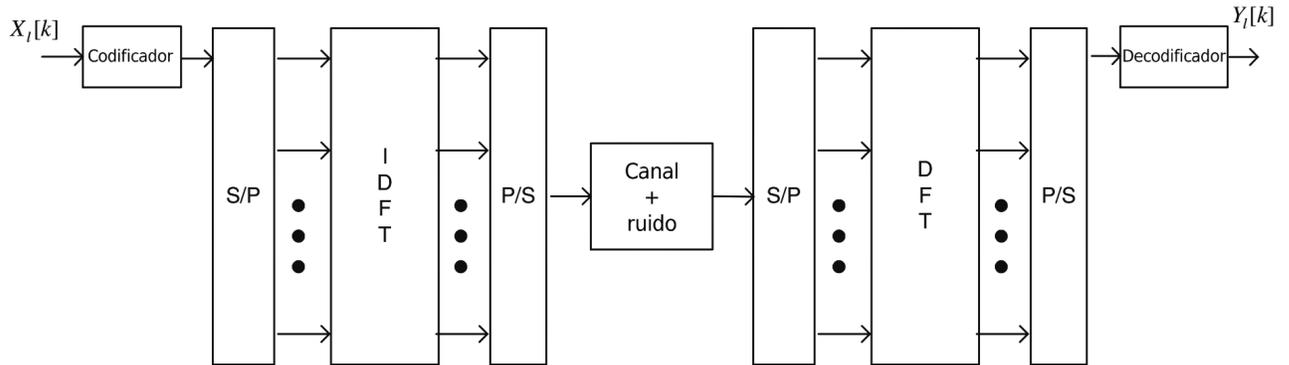


Figura 11: Implementación del esquema de transmisión OFDM utilizando IDFT/DFT.

Como todas las portadoras son de duración finita, el espectro de la señal OFDM puede considerarse como la suma de funciones *sinc* en el dominio de la frecuencia, desplazadas, como lo muestra la figura 12, donde los pulsos se encuentran espaciados por el factor $1/T$.

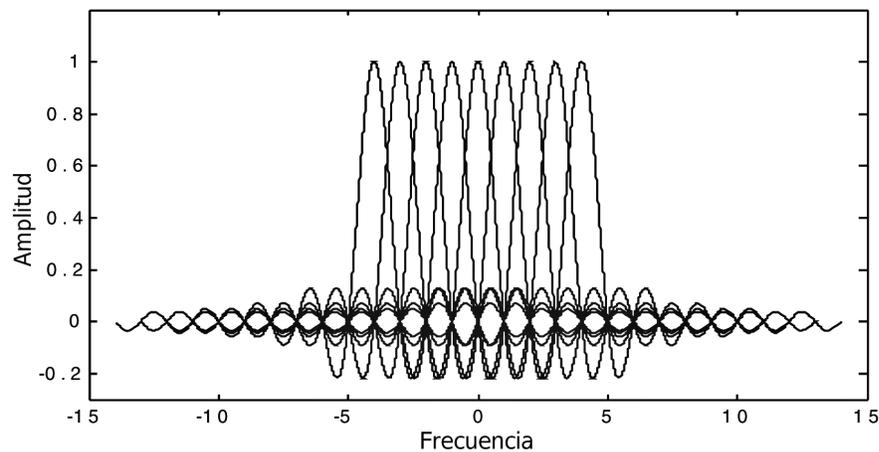


Figura 12: Espectro de una señal OFDM (escala lineal).

Cada señal en su respectiva portadora es limitada en tiempo, lo que produce radiación fuera de banda en el dominio frecuencial, que interfiere con la portadora adyacente, pudiendo llegar a producir interferencia entre símbolos (ISI), si la cantidad de interferentes

es grande y como consecuencia se crean portadoras virtuales, como lo muestra la figura 13.

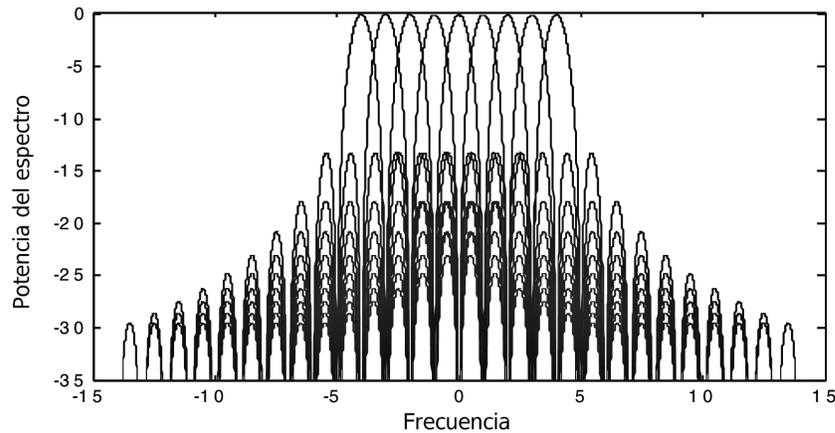


Figura 13: Potencia espectral de una señal OFDM (dB).

Para mitigar el efecto causado por interferencia y trayectorias múltiples se inserta un intervalo de guarda en el dominio temporal, llamado prefijo cíclico, que será descrito posteriormente en la sección 3.4.

3.3. Modulación y demodulación OFDM

El proceso de modulación OFDM puede describirse de manera sencilla como sigue; un símbolo en el dominio de la frecuencia $X[k]$ se modula en la portadora con una frecuencia de $f_k = k/T_{sym}$. Éste proceso es realizado para las N portadoras que se tengan. El símbolo $X[k]$ tiene una duración de T_s , así que, por la transmisión de N símbolos en paralelo, esta longitud se extenderá a $T_{sym} = NT_s$. La figura 14 muestra el esquema de modulación/demodulación descrito.

La recuperación de los datos transmitidos se logra gracias a la ortogonalidad de las portadoras, aplicando la información estimada del estado del canal para compensar los daños causados por el canal de radio. La figura 15 muestra 3 señales sinusoidales y sus respectivas transformadas, así como una 4ta señal, producto de la suma de las 3 anteriores y su transformada, que pone en evidencia la ortogonalidad que guardan las señales entre ellas.

La suma de varias portadoras de un símbolo OFDM se verían como se muestra en la figura 16

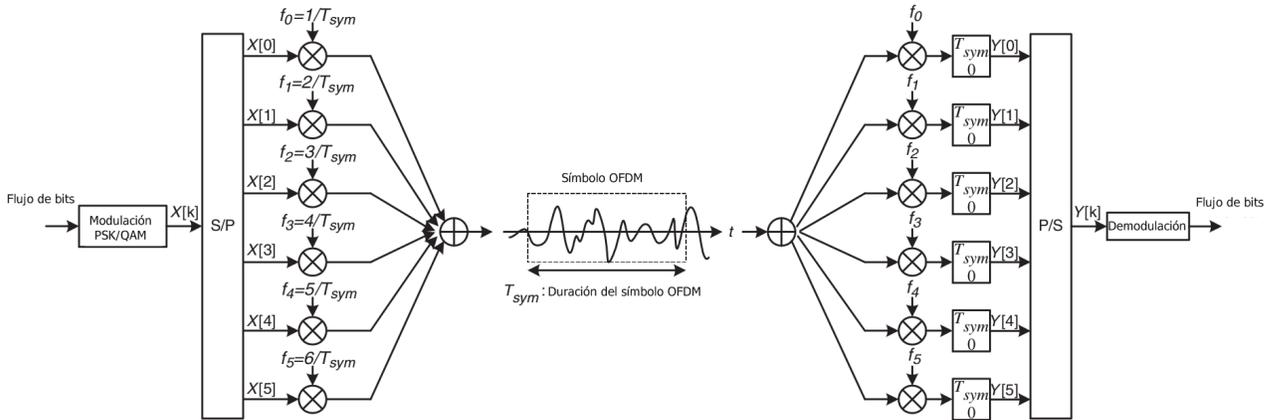


Figura 14: Modulación/demodulación OFDM.

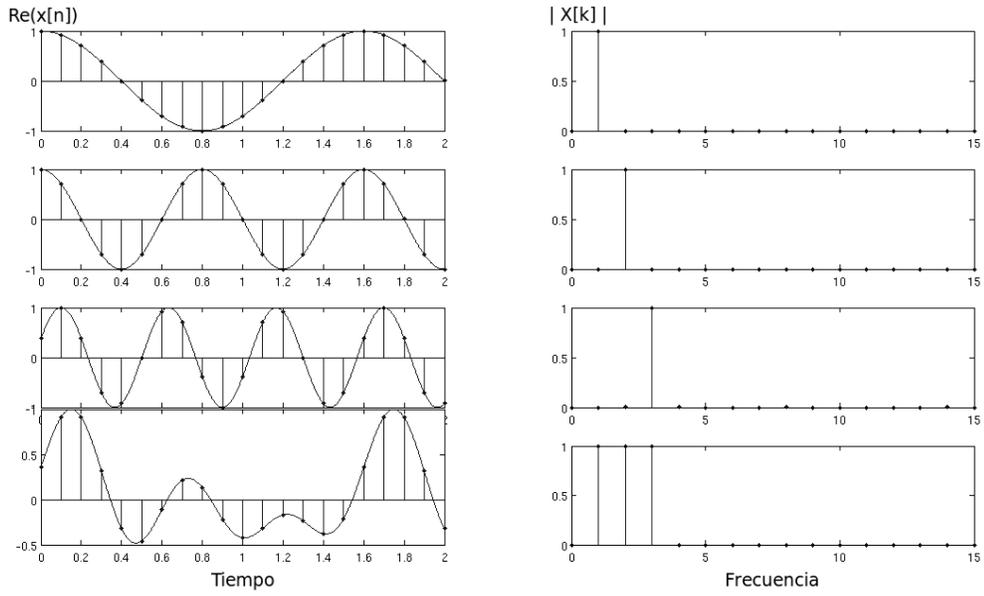


Figura 15: Señales sinusoidales con diferentes frecuencias y sus DFTs.

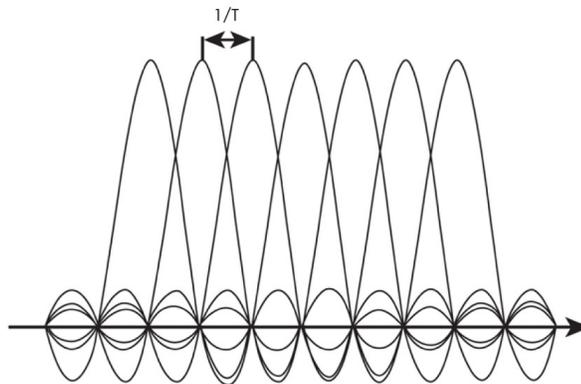


Figura 16: Ortogonalidad de 7 portadoras.

3.4. Prefijo cíclico (CP) como intervalo de guarda en OFDM

Debido a las trayectorias múltiples que se tienen en un canal de radio la respuesta del canal al impulso puede ser larga, ocasionando que pares de símbolos OFDM consecutivos sufran ISI. Dado éste problema surge la necesidad de guardar un espacio temporal entre la transmisión de un símbolo OFDM y el siguiente, conocido como intervalo de guarda, GI (Guard Interval). OFDM utiliza un prefijo cíclico, CP (Cyclic Prefix) como intervalo de guarda.

El prefijo cíclico en OFDM es una extensión del símbolo que consiste en copiar las últimas S muestras del símbolo y colocarlas al inicio del mismo, siendo S un número de muestras establecido en función de la norma utilizada. Al agregar CP al símbolo OFDM la duración efectiva del símbolo se incrementa, en proporción al tamaño del CP. La figura 17 muestra 2 símbolos OFDM consecutivos, cada uno de ellos con su correspondiente CP, como GI. T_G denota la longitud del CP en término de muestras, T_{sub} el tiempo de portadoras y al sumarlos se obtiene T_{sym} , el tiempo del símbolo.

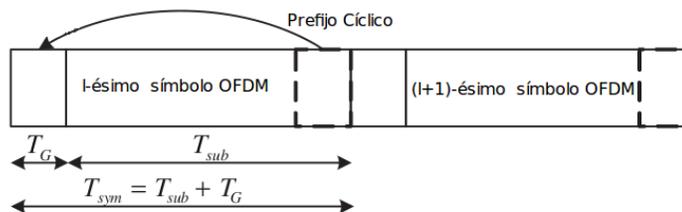


Figura 17: Símbolos OFDM con CP.

La figura 18 muestra la transmisión de símbolos OFDM consecutivos en los dominios temporal y frecuencial.

Es importante señalar que la longitud del CP debe ser mayor o igual al máximo retardo del canal con trayectorias múltiples; de esta manera se garantiza que se mantendrá la ortogonalidad entre todas las portadoras y la información se podrá recuperar.

El costo a pagar por agregar el CP a cada símbolo OFDM es una pérdida de energía, pues los datos contenidos en la parte correspondiente al CP dentro de cada símbolo OFDM es información redundante, al ser una copia de las últimas N muestras del mismo símbolo.

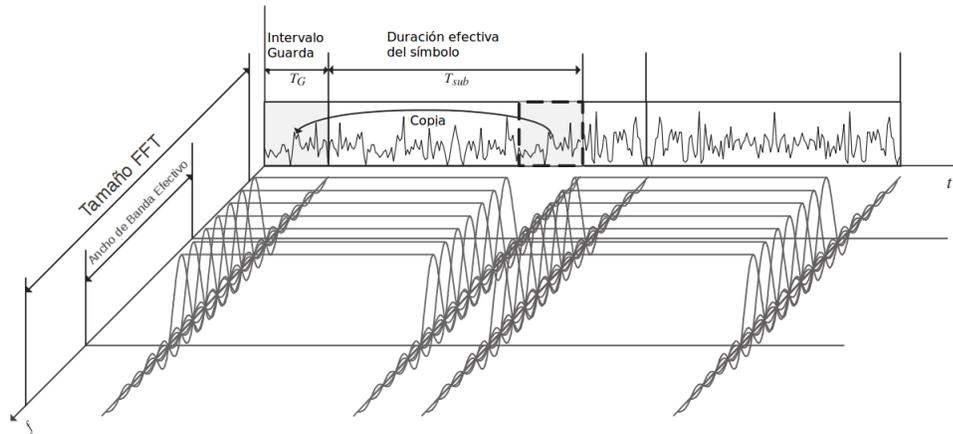


Figura 18: Símbolos OFDM con CP en dominio temporal y frecuencial.

3.5. Estructura de transmisión MIMO

En los últimos años los sistemas que utilizan múltiples antenas tanto en transmisión como en recepción, MIMO (Multiple-Input Multiple-Output), han emergido como la técnica más prometedora que permite transmisiones de datos con altas tasas y un uso más eficiente del espectro de frecuencia.

La figura 19 muestra un esquema del sistema MIMO, con M_t antenas transmisoras y M_r antenas receptoras.

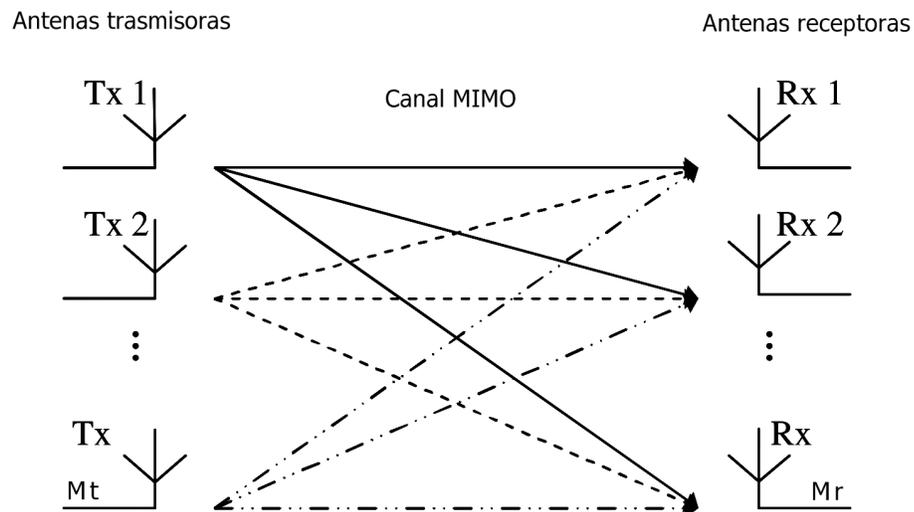


Figura 19: Sistema MIMO genérico empleando M_t antenas transmisoras y M_r antenas receptoras.

El principal beneficio de utilizar múltiples antenas radica en que se genera una nueva dimensión; el espacio. Al utilizar esta nueva dimensión se puede obtener ganancia

en multicanalización o ganancia en diversidad. La ganancia en diversidad espacial indica que el sistema envía la misma información en más de una antena a la vez, reduciendo notablemente con ello la tasa de bit erróneo en la recepción, aumentando así la confiabilidad en la transmisión. La figura 20 muestra cómo se incrementa la caída en la curva de BER (Bit Error Rate) cuando se hace uso de la ganancia en diversidad.

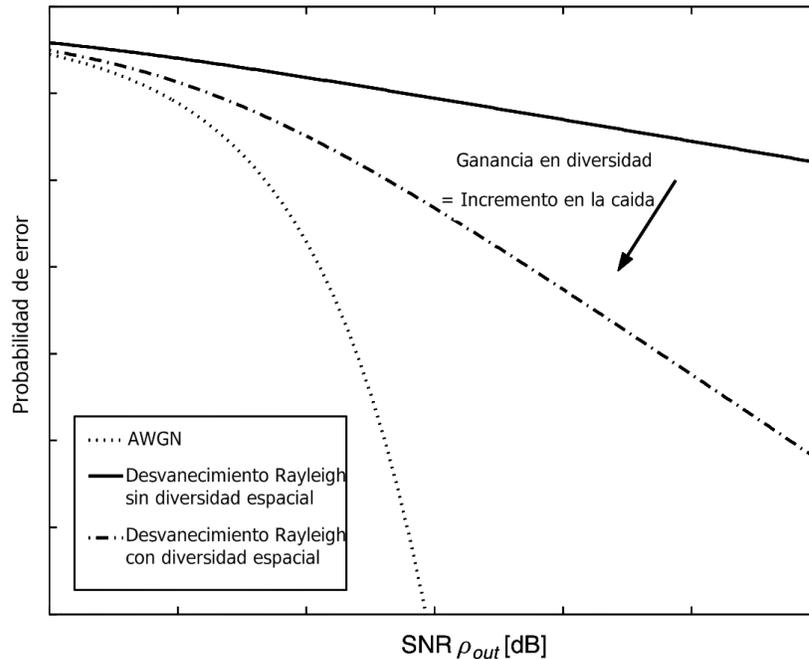


Figura 20: Ganancia en diversidad en canales tipo Rayleigh con desvanecimiento.

Por su parte, la ganancia en multicanalización se presenta cuando el sistema transmite información distinta por cada canal en un mismo instante de tiempo, logrando con ello un incremento en la tasa de transmisión.

Es importante mencionar que la ganancia en diversidad o en multicanalización al utilizar arreglos MIMO se obtiene sin tener que aumentar la potencia de transmisión ni la anchura de banda, ya que en los sistemas móviles de comunicación el consumo mínimo de energía es fundamental.

Debe señalarse que en el presente trabajo se hace uso de la ganancia en diversidad.

3.6. MIMO-OFDM

La calidad en los enlaces inalámbricos puede ser medida por 3 parámetros básicos, los cuales son la tasa de transmisión, el alcance y la confiabilidad de la transmisión. De manera convencional, la tasa de transmisión puede aumentarse al disminuir el alcance y la confiabilidad.

Por otro lado, el alcance puede extenderse con la penalización de tener una tasa de transmisión menor y menor confiabilidad, mientras que la mejor confiabilidad se obtiene al reducir el alcance y la tasa de transmisión.

Sin embargo, con la asociación de las técnicas MIMO-OFDM, los 3 parámetros antes mencionados se mejoran simultáneamente, es decir, se incrementa la capacidad del sistema, la cobertura y la confiabilidad, razón por la cuál dicha asociación (MIMO-OFDM) se contempla en las normas de comunicaciones inalámbricas de última generación, como la de LTE-A.

Capítulo 4. Codificado de Alamouti

S. M. Alamouti (Alamouti, 1998) propone un esquema de código de bloque que provee diversidad en la transmisión, haciendo uso de dos antenas para transmitir y una para recibir (desde luego la propuesta puede ser extendida a más de una receptora).

Dado un periodo de símbolo, dos señales son simultáneamente transmitidas por las dos antenas correspondientes, como se muestra en la figura 21.

Durante el primer periodo de símbolo t_0 , las señales transmitidas por las antenas 0 y 1 se denotan como $x(0)$ y $x(1)$ respectivamente. En el siguiente periodo de símbolo t_1 , las señales transmitidas por las antenas 0 y 1 son $-x(1)^*$ y $x(0)^*$, donde $(\bullet)^*$ denota el conjugado complejo. Se considera que el canal no varía en los dos instantes de tiempo (canal cuasiestático).

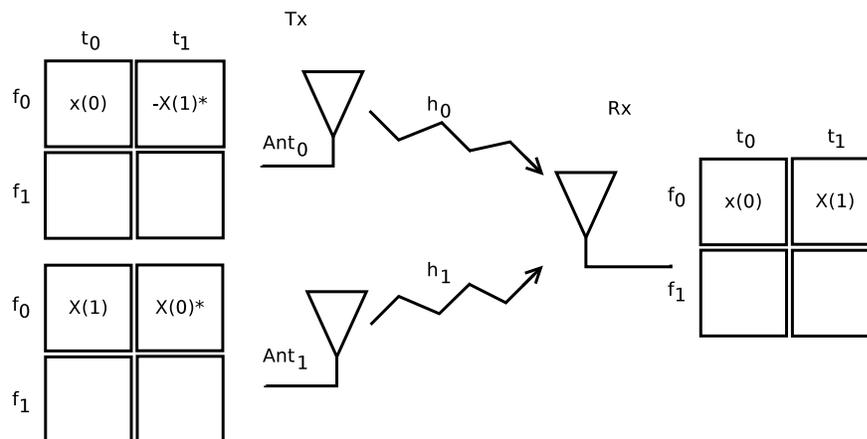


Figura 21: Esquema de transmisión con codificado espacio-tiempo para 2 antenas transmisoras.

Este codificado, sin embargo, también puede ser hecho en espacio y frecuencia. En lugar de emplear dos periodos de símbolo adyacentes pueden ser usadas dos portadoras adyacentes, dando lugar a un codificado en espacio y frecuencia. De esta forma, las dos señales son enviadas en frecuencias diferentes, en nuestro caso en diferentes portadoras de un símbolo OFDM, como se muestra en la figura 22. Para esta variante del código se considera que el canal no varía entre cada par de portadoras adyacentes.

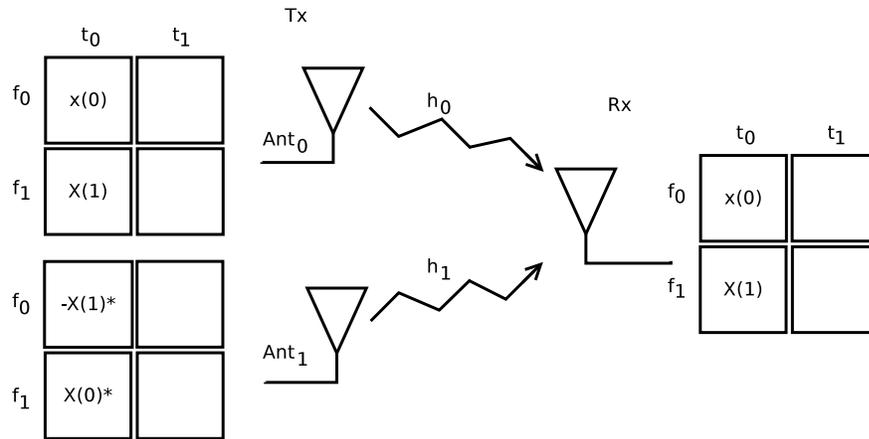


Figura 22: Esquema de transmisión con codificado espacio-frecuencia para 2 antenas transmisoras.

Sea $y_p(k)$ la representación de la señal transmitida por la p -ésima antena sobre la k -ésima portadora, entonces el codificado de Alamouti, espacio-frecuencia, puede representarse con la ecuación 6.

$$\begin{bmatrix} y_0(0) & y_0(1) \\ y_1(0) & y_1(1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0) & -x(1)^* \\ x(1) & x(0)^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

Una manera alternativa de representar el código de Alamouti (Khan, 2009) se obtiene al transponer la matriz del lado derecho de la ecuación 6, quedando como sigue:

$$\begin{bmatrix} y_0(0) & y_0(1) \\ y_1(0) & y_1(1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0) & x(1) \\ -x(1)^* & x(0)^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

La forma alternativa que muestra la ecuación 7 conserva las mismas propiedades que la original y para algunos procesos es más simple de operar, razón por la cual se utiliza en el presente trabajo.

4.1. Recuperación en recepción de las señales transmitidas utilizando el código espacio-frecuencia transpuesto de Alamouti

Para recobrar las señales originales $x(0)$ y $x(1)$, manipuladas en el transmisor con la intención de proveer diversidad en el sistema, será necesario realizar el siguiente proceso en el decodificador.

Sean r_0 y r_1 las señales recibidas en las portadoras f_0 y f_1 respectivamente para el caso nuestro, donde el codificado es en tiempo y frecuencia, y se utiliza la versión transpuesta del código, las señales recibidas pueden ser escritas como:

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0x(0) - h_1x(1)^* + n_0 \\ r_1 &= h_0x(1) + h_1x(0)^* + n_1, \end{aligned} \quad (8)$$

donde n_0 y n_1 representan el ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN) en las portadoras f_0 y f_1 respectivamente. También h_0 y h_1 son las ganancias del canal en la antena 0 y 1 respectivamente. Como se mencionó antes, suponemos que el canal no cambia entre las dos portadoras adyacentes.

La estimación de las dos señales transmitidas $\hat{x}(0)$ y $\hat{x}(1)$ se obtiene aplicando las siguientes operaciones:

$$\begin{aligned} \hat{x}(0) &= h_0^*r_0 + h_1r_1^* \\ &= h_0^*(h_0x(0) - h_1x(1)^* + n_0) + h_1(h_0x(1) + h_1x(0)^* + n_1)^* \\ &= x(0)h_0^*h_0 - h_1h_0^*x(1)^* + h_0^*n_0 + h_1h_0^*x(1)^* + h_1h_1^*x(0) + h_1n_1^* \\ &= x(0) |h_0|^2 + x(0) |h_1|^2 + h_0^*n_0 + h_1n_1^* \\ &= x(0) (|h_0|^2 + |h_1|^2) + h_0^*n_0 + h_1n_1^* \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned}
\hat{x}(1) &= h_0^* r_1 - h_1 r_0^* \\
&= h_0^* (h_0 x(1) + h_1 x(0)^* + n_1) - h_1 (h_0 x(0) - h_1 x(1)^* + n_0)^* \\
&= x(1) h_0^* h_0 + h_0^* h_1 x(0)^* + h_0^* n_1 - h_1 h_0^* x(0)^* + h_1 h_1^* x(1) - h_1 n_0^* \\
&= x(1) (|h_0|^2 + |h_1|^2) + h_0^* n_1 - h_1 n_0^* \\
&= x(1) (|h_0|^2 + |h_1|^2) + h_0^* n_1 - h_1 n_0^* \tag{10}
\end{aligned}$$

Para simplificar la implementación del decodificador en el receptor las ecuaciones 9 y 10 pueden ser reescritas como:

$$\hat{x}(0) = x(0) (|h_0|^2 + |h_1|^2) + n \tag{11}$$

y

$$\hat{x}(1) = x(1) (|h_0|^2 + |h_1|^2) + n \tag{12}$$

respectivamente, siendo n la generalización del AWGN. Una vez realizada la simplificación anterior podemos recuperar la señal que se transmitió originalmente, aplicando un despeje en las ecuaciones 11 y 12, que queda como lo muestran las ecuaciones 13 y 14.

$$x(0) = \frac{\hat{x}(0)}{(|h_0|^2 + |h_1|^2)} + n \tag{13}$$

$$x(1) = \frac{\hat{x}(1)}{(|h_0|^2 + |h_1|^2)} + n \tag{14}$$

Desde luego es fundamental tener herramientas en el receptor que nos permitan hacer una buena estimación instantánea del estado del canal para poder utilizar esta información en la recuperación de la señal transmitida.

4.2. Ortogonalidad del código de Alamouti

La utilidad del codificado de Alamouti radica en la necesidad de garantizar diversidad en la transmisión, razón por la cual es importante probar la ortogonalidad del código.

Al modificar la ecuación 8 a:

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0x(0) - h_1x(1)^* + n_0 \\ -r_1^* &= -h_0^*x(1)^* - h_1^*x(0) + n_1^*, \end{aligned} \quad (15)$$

podemos reescribir como:

$$\begin{bmatrix} r_0 \\ -r_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & -h_1 \\ -h_1^* & -h_0^* \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1)^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_0 \\ n_1^* \end{bmatrix}, \quad (16)$$

de este arreglo podemos tomar la matriz del canal del código de Alamouti:

$$H_2 = \begin{bmatrix} h_0 & -h_1 \\ -h_1^* & -h_0^* \end{bmatrix} \quad (17)$$

Las operaciones mostradas en las ecuaciones 9 y 10 están basadas en un receptor simple de filtro acoplado. Suponiendo éste receptor de filtro acoplado, la matriz resultante de las ganancias de canal pueden ser escritas como:

$$H_2^H H_2 = \begin{bmatrix} h_0^* & -h_1 \\ -h_1^* & -h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 & -h_1 \\ -h_1^* & -h_0^* \end{bmatrix} = (h_0^2 + h_1^2) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (18)$$

donde H_2^H denota el transpuesto conjugado de la matriz H_2 .

De la ecuación 18 podemos verificar que el código transpuesto de Alamouti es un código ortogonal.

Capítulo 5. El problema de la relación de potencia pico a potencia media (PAPR)

La técnica de modulación OFDM presenta importantes beneficios en los sistemas de comunicación inalámbricos como lo son alta eficiencia espectral, robustez a desvanecimiento del canal e inmunidad a interferencias de impulsos, además que presenta flexibilidad y una compensación de los efectos del canal relativamente simple. Sin embargo OFDM presenta algunos problemas, entre ellos una muy alta relación de potencia pico a potencia promedio, PAPR (Peak to Average Power Ratio), que es directamente proporcional al número de portadoras. La figura 23 muestra dicho fenómeno.

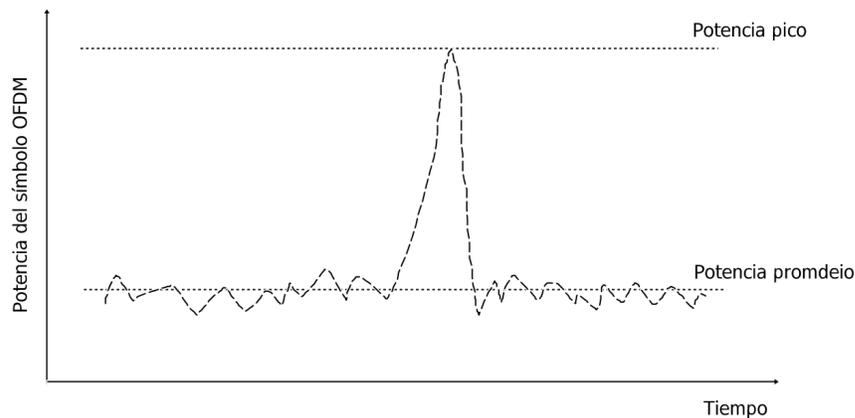


Figura 23: PAPR en el intervalo de la duración de un símbolo OFDM.

La PAPR describe la fluctuación de la envolvente. Cuando se tienen grandes picos de potencia el amplificador de potencia presenta saturación y eso ocasiona distorsión, pues los amplificadores convencionales no tienen un comportamiento lineal y los valores altos de potencia de entrada pasarán a la zona no lineal, causando posteriormente errores en la recepción.

La fluctuación de envolvente se agudiza cuando se utilizan múltiples portadoras, debido a la superposición de las mismas, pudiendo causar intermodulación y radiación fuera de banda. La envolvente compleja de una señal OFDM sobre un intervalo de tiempo T_{seg} está dada por:

$$s(t) = Ac \sum_{n=0}^{N-1} w_n \varphi_n(t), \quad (19)$$

para $0 > t > T_{seg}$. Donde A_c es la amplitud de la portadora, w_n es el vector de datos en paralelo de N elementos, $w = [w_0, w_1, \dots, w_{N-1}]$ y las portadoras ortogonales son: $\varphi_n(t) = e^{j2\pi f_n t}$, donde $f_n(t) = \frac{1}{T}(n - \frac{N-1}{2})$.

De lo anterior se puede definir el PAPR como:

$$PAPR(s(t)) = \frac{\max_t |s(t)|^2}{E_s \left[\frac{1}{N_T} \int_0^{N_T} |s(t)|^2 dt \right]} \quad (20)$$

Por el teorema del límite central, para un N grande, los números reales e imaginarios de $s(t)$ tendrán una distribución gaussiana y la amplitud de PAPR tendrá una distribución tipo Rayleigh, con media 0 y una varianza de N veces la varianza de una sinusoidal compleja.

Una PAPR alta puede ocasionar ruido de banda que incremente la BER y/o el esparcimiento espectral fuera de banda que produzca interferencia entre portadoras adyacentes, ACI (Adjacent Carrier Interference).

5.1. DFTS-OFDM como solución al problema del PAPR

Entre las soluciones al problema de la PAPR que se han propuesto se encuentra el esquema de modulación de portadora única, DFTS-OFDM (Discrete Fourier Transform Spread- Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

DFTS-OFDM es utilizado para la comunicación de datos de alta velocidad en el enlace ascendente de la norma de telefonía móvil LTE-A (Long-Term Evolution Advanced), del 3GPP (3rd Generation Partnership Project) (Dahlman *et al.*, 2010).

5.2. Implementación de DFTS-OFDM en el transmisor y el receptor

Para cada usuario es modulada la secuencia de bits a transmitir, lo que da como resultado símbolos complejos pertenecientes a una constelación (M-PSK o M-QAM). La secuencia compleja resultante es transformada por un bloque de precodificación que consiste en una transformada discreta de Fourier, DFT (Discrete Fourier Transform). La DFT permite que la compensación por efectos del canal se realice en el dominio de la frecuen-

cia, lo que presenta una menor complejidad que si se hiciera en el dominio del tiempo en canales de banda ancha, puesto que el tamaño de la DFT no crece linealmente con la longitud de la respuesta del canal.

Los valores complejos producto de la DFT son asignados a las distintas portadoras, para luego convertir los símbolos del dominio de la frecuencia al dominio temporal aplicando una transformada inversa de Fourier (IDFT). Una vez que el símbolo OFDM ha sido transformado al dominio temporal es necesario añadir el CP para llevar el símbolo a la etapa de transmisión.

En el receptor se deben evitar interferencias entre distintos usuarios, lo cual se logra con una buena estimación del canal y sincronización del sistema. Luego de eliminar la parte correspondiente al CP, el símbolo en el dominio temporal es convertido mediante una DFT a un símbolo en el dominio de la frecuencia, antes de recuperar las señales transmitidas en las distintas portadoras utilizadas. Luego se realiza una precodificación inversa aplicando una IDFT para volver al dominio temporal, antes de la etapa de detección.

En el diagrama a bloques que se muestra en la figura 24 se presenta el proceso que se realiza en el transmisor, así como en la etapa de recepción, donde se realiza el proceso inverso para recuperar los datos originalmente transmitidos.

En el transmisor suponemos un símbolo de datos en el dominio temporal que es convertido de serie a paralelo para aplicar una transformada de Fourier directa, donde un nivel de energía que tiene se reparte en N puntos, para enseguida ser montado en las portadoras correspondientes. Luego se aplica una segunda transformada de Fourier, ahora inversa y de tamaño M , siendo M mayor que N , donde el mismo nivel de energía es repartido en M puntos.

En el receptor el proceso es prácticamente el opuesto.

S/P denota la conversión de un arreglo de datos en serie a paralelo y P/S es el proceso inverso. El valor que tome N debe ser menor al valor de M , para garantizar la reducción del PAPR. RF representa la señal de radiofrecuencia, A/D es la conversión de la señal analógica a digital y D/A es el proceso inverso.

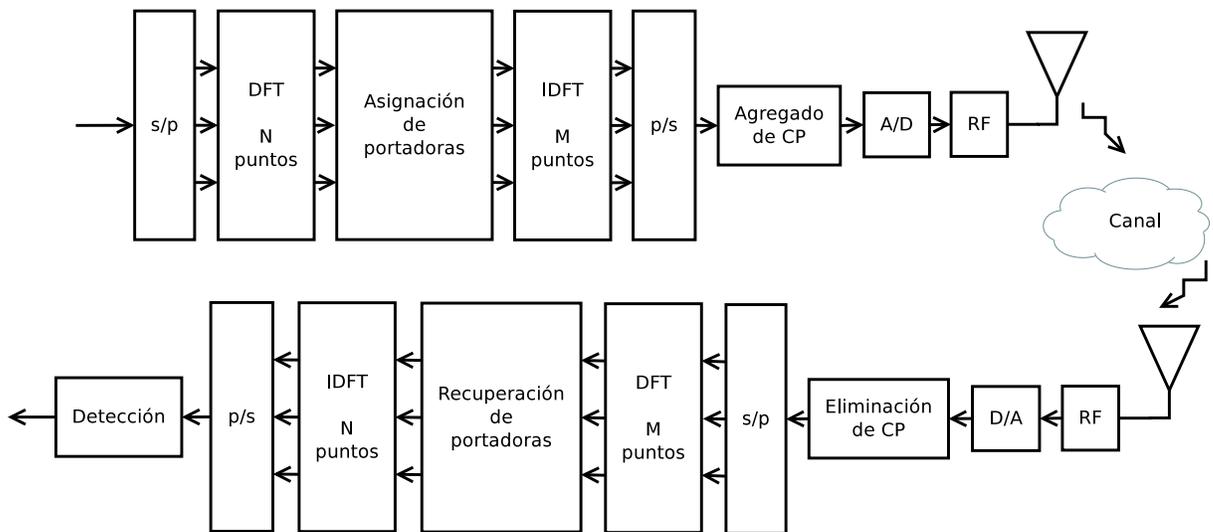


Figura 24: DFTS-OFDM como solución al PAPR.

Capítulo 6. GNU Radio

GNU Radio es un software de código abierto que mediante un conjunto de herramientas y bibliotecas permite la construcción de cualquier clase de aplicación de procesamiento de señal en tiempo real (Rondeau, 2006).

La plataforma de GNU Radio incluye una biblioteca de ejecuciones para procesamiento de señales y ejemplos de procesamiento de señales mediante bloques. En GNU Radio se pueden realizar tanto simulaciones del procesamiento de señales como desarrollo de proyectos de radio definido por software, SDR (Software Defined Radio).

GNU Radio no es un lenguaje de programación ni un compilador, sólo es un intérprete. Los programas en GNU Radio son escritos utilizando los lenguajes de programación Python y C++. Los usuarios pueden modificar los bloques de procesamiento existentes o crear nuevos, de manera relativamente sencilla.

GNU Radio cuenta con una interfaz gráfica de usuario, similar a Simulink de Matlab, llamada GNU Radio Companion (GRC). La figura 25 muestra un transmisor con modulación digital 16-QAM para la carga útil y QPSK para el encabezado, que utiliza OFDM con una transformada de 2048 puntos y una DFTS de 192 puntos, implementado en GRC.

GRC permite a los usuarios generar sistemas de procesamiento de señales y automáticamente genera los códigos fuente en Python y de esta manera las aplicaciones generadas en GNU Radio pueden implementarse en SDR.

La conexión entre SDR y GNU Radio permite la realización de toda clase de receptores de radio sin tener que hacer una implementación en hardware, lo cual reduce costos y permite a quienes realizan investigación en el área o en la industria realizar pruebas reales en ambientes de laboratorio.

6.1. USRP

El ejemplo de SDR más utilizado es el periférico universal de radio definido por software, USRP (Universal Software Radio Peripheral). Esta plataforma es parte de los controladores de hardware universal, UHD (Universal Hardware Driver), de Ettus Research. El

y conectividad USB 3.0. La figura 26 muestra cómo luce físicamente la tarjeta.

Esta plataforma permite realizar experimentación en un amplio intervalo de frecuencias, entre ellas FM y TV, telefonía celular, GPS y redes Wi-Fi. Cuenta también con transceptor de conversión directa AD9361 RFIC, con mezclador de señales en banda base con una capacidad de flujo de datos arriba de 56 MHz de ancho de banda de radiofrecuencia en tiempo real (Ettus, 2014b).

Se anexa al final la hoja de datos de la tarjeta USRP B210.

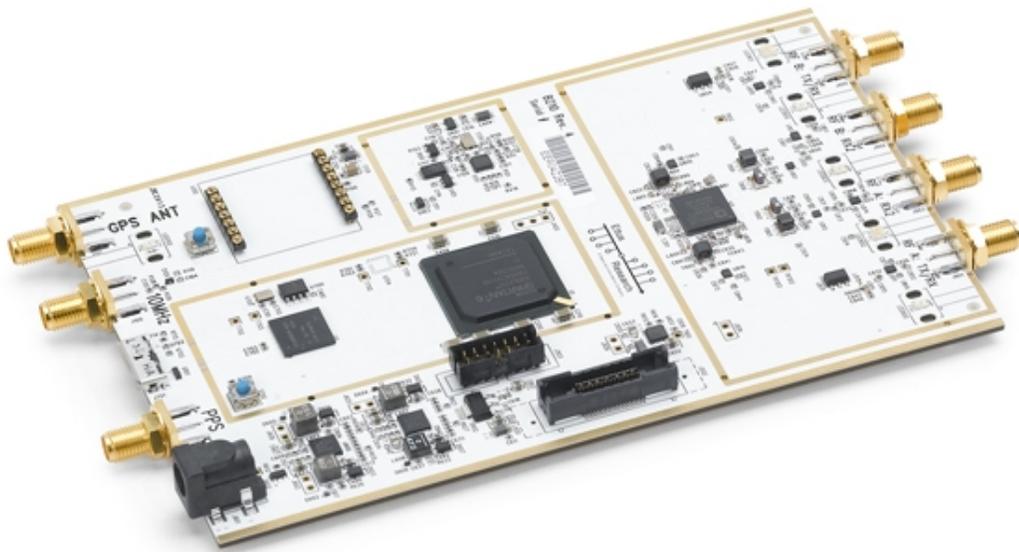


Figura 26: Tarjeta USRP B210.

Capítulo 7. Implementación de la propuesta y resultados obtenidos

7.1. Modelo propuesto

El modelo propuesto en este trabajo contempla las etapas necesarias en cualquier sistema que utiliza modulación OFDM además de incluir múltiples antenas (estructura MIMO) y codificado de canal para garantizar diversidad en la transmisión, como lo propone el modo 2 de la norma de telecomunicaciones LTE-A (Cox, 2014).

La figura 27 muestra el esquema general a bloques del modelo que se implementó en el presente trabajo, y sus etapas se describen enseguida. La información a transmitir, generada por la fuente de datos, pasa por un código de redundancia cíclica, CRC (Cyclic Redundancy Check), de 32 bits. Los datos de la información más los del CRC se modulan digitalmente en un esquema QPSK y/o 16QAM que da lugar a 2 bits por símbolo de la constelación al utilizar QPSK, y a 4 con 16QAM. Los símbolos modulados digitalmente sufren un esparcimiento de N puntos al aplicar una transformada de Fourier (DFTS), antes de llegar a la etapa del codificado en espacio y frecuencia.

El codificado de Alamouti, como se expuso en el capítulo 4, toma un flujo de datos como parámetro de entrada y a la salida nos ofrece 2 flujos, ambos con la misma información pero con procesos matemáticos distintos, cada uno de los cuales será enviado por su respectiva antena.

Para preparar los datos que se envían por cada antena es necesario hacer una asignación de portadoras donde se distribuirá la carga útil (símbolos a transmitir que contienen la información del usuario, sin símbolos piloto ni encabezado) junto con las señales piloto y se agregarán las palabras de sincronía. Una vez que se ha hecho la asignación de las portadoras se aplica una transformada inversa de Fourier (IFFT) de M puntos para concretar la modulación OFDM. Al símbolo OFDM se le agrega el prefijo cíclico (CP), que consiste en que la última cuarta parte del símbolo OFDM se anexa al inicio del mismo.

Después de agregar el CP sólo resta hacer la conversión de digital a analógico (D/A) para poder transmitir en radiofrecuencia.

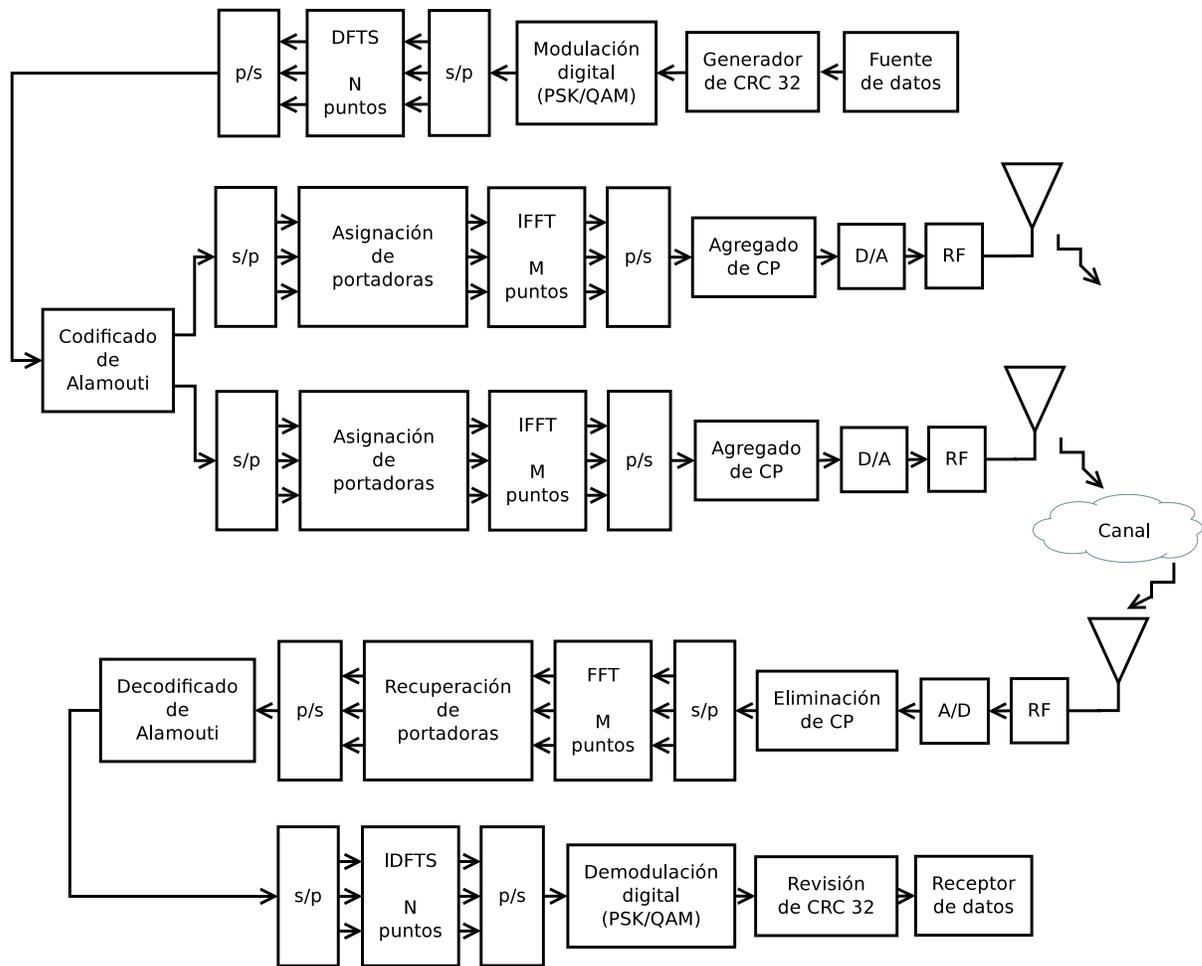


Figura 27: Esquema general a bloques del modelo implementado.

En el receptor, también mostrado en la figura 27, se realiza el proceso inverso a lo realizado en el transmisor. Se hace una conversión de analógico a digital (A/D), se elimina el CP, se realiza la transformada directa de Fourier (FFT) para volver al dominio frecuencial y desmontar la información de las portadoras.

Los datos recibidos son la suma de los 2 flujos de información enviados en las 2 antenas del transmisor, modificados por el canal al viajar por el medio, y tendrán que pasar por un proceso de decodificado para intentar recuperar la información que originalmente se introdujo al codificador de Alamouti.

A los datos decodificados se les aplica esparcimiento de nuevo, ahora con la transformada inversa discreta de Fourier (IDFTS), para enseguida hacer la demodulación digital, tratando de volver los puntos de la constelación al cuadrante que les corresponde y hacer

la revisión del CRC para tener los datos finalmente recibidos.

7.2. Implementación de la propuesta en GRC

La propuesta se implementó en la plataforma de software GRC, cuyo funcionamiento se describe en el capítulo 6. La figura 28 muestra el transmisor implementado en GRC que utiliza la estructura MIMO y la técnica OFDM, con una modulación digital QPSK para la carga del encabezado y 16QAM para la carga útil, codificado de canal y la etapa de DFTS. En el apéndice C se muestra también la figura 28, fraccionada y amplificada.

Las funciones que realiza cada bloque o el conjunto de algunos de ellos se describe a continuación.

1. Conjunto de variables que almacenan los parámetros de entrada para los bloques de procesamiento.

En estas variables se especifican instrucciones de la cantidad de portadoras que se utilizarán para enviar la información útil y cuáles serán, qué palabras de sincronía se van a utilizar, la longitud del CP y la longitud del vector de la transformada, entre otras.

2. Fuente de datos para transmitir como carga útil.

Los datos se generan de manera aleatoria y se empaquetan de acuerdo a la cantidad de elementos necesarios para conformar cada símbolo OFDM.

3. Generador del CRC de 32 bits.

Por cada paquete de datos que se contemplan necesarios para formar un símbolo OFDM se anexan los 4 bytes (32 bits) generados por el código.

4. Convertidor de bytes a bits y modulación digital QPSK para la información que se enviará en el encabezado.

Los bytes que formarán el símbolo OFDM son convertidos a bits y se toman de 2 (bits) en 2 para formar los puntos de la constelación QPSK. En el apéndice A se describe esta modulación.

5. Esparcimiento con la transformada de Fourier de los símbolos modulados digitalmente reacomodados en vectores de 192 elementos para el encabezado.
Se realiza esta primer transformada de $N = 192$ puntos para evitar tener problemas con picos de potencia como se expuso en el capítulo 5.
6. Convertidor de bytes a bits y modulación digital 16QAM para la información que se enviará como carga útil.
De manera similar a lo realizado para la carga de encabezado se convierten los bytes a bits (8 muestras binarias por cada byte) y se toman de 4 en 4 para tomar el lugar que les corresponde en la constelación 16QAM. La modulación digital 16QAM también se describe en el apéndice A.
7. Esparcimiento con la transformada de Fourier de los símbolos modulados digitalmente reacomodados en vectores de 192 elementos para la carga útil.
Al igual que en la carga de encabezado se aplica una transformada de $N = 192$ puntos para evitar el problema de la PAPR.
8. Generación de las palabras de sincronía y asignación de portadoras para símbolos piloto y carga útil a transmitirse en la antena 0.
Se crea un vector cuya longitud será del tamaño de la transformada que se aplicará para generar la modulación OFDM, en este caso $M = 2048$. En función del valor de M se generan 2 palabras de sincronía con la misma longitud (2048) que serán utilizadas para que el receptor pueda conocer dónde inicia un símbolo. Se indican también las portadoras que se destinarán a llevar la carga útil, las que llevarán los símbolos piloto y las que quedarán vacías.
9. Transformada inversa de Fourier de 2048 tonos para la información a transmitir en la antena 0.
Se aplica la transformada inversa con $M = 2048$ tonos para conformar el símbolo modulado en OFDM.
10. Generación de carga conocida que será enviada para estimar el estado del canal que verá la antena 0 (h_0). Para estimar el canal 1 (h_1) se transmite también carga conocida generada de manera similar.

Se crea un vector de carga conocida también por el receptor y se modula en OFDM como se hizo con la carga útil. Esta información permitirá al receptor conocer la forma en que el canal degradó la señal transmitida y con ello tratar de compensar los daños sufridos.

11. Agregado del prefijo cíclico a todos los símbolos que se transmitirán por la antena 0.

Se toman las últimas 512 muestras del símbolo OFDM de 2048 elementos y se concatenan al principio del nuevo símbolo OFDM como se muestra en la figura 17. Con este agregado se evitan las pérdidas por retardos, que como se expuso en el capítulo 2 son producto de los múltiples interferentes.

12. Codificado en espacio y frecuencia utilizando la propuesta de Alamouti descrita en el capítulo 4.

Se bifurcan los datos para modificarlos matemáticamente según lo indica el código y se concatenan de nuevo en el orden que les corresponda.

13. Generación de las palabras de sincronía y asignación de portadoras para símbolos piloto y carga útil, para la información a transmitirse en la antena 1.

Del mismo modo que se hizo con los datos a enviarse por la antena 0 se organizan los que se enviarán por la antena 1.

14. Transformada inversa de Fourier de 2048 tonos para la información a transmitirse en la antena 1.

15. Agregado del prefijo cíclico a todos los símbolos que se transmitirán por la antena 1, que funciona del modo descrito en el punto 11.

16. Especificaciones para la transmisión que llevará a cabo el hardware y asignación de canales para cada uno de los 2 flujos (antena 0 y antena 1).

En este bloque se indican distintos parámetros necesarios para llevar a cabo la transmisión real como son la antena de la tarjeta que se utilizará para cada flujo, la frecuencia del espectro en que se transmitirá, la ganancia que determina la potencia de salida y posteriormente la relación señal a ruido (SNR) que se tendrá en el receptor, entre otros.

Una vez realizados todos los procesos antes enumerados tendremos nuestro transmisor completo y funcional que llevará la información que asignemos como fuente de datos a radiarse por el medio. Para recuperar del aire la información transmitida será necesario implementar una etapa de recepción que, a grandes rasgos, realice los procesos inversos a los desarrollados en el transmisor.

La figura 29 muestra el modelado del receptor implementado en GRC (el apéndice D muestra la misma figura fraccionada y amplificada) y los procesos que realiza; de manera muy general se enlistan enseguida.

1. Información recibida de la transmisión en un ambiente real.

La habilitación de este bloque pone en escucha nuestra tarjeta utilizada como receptor y cualquier señal que se propague a la frecuencia de escucha será captada. A este bloque también se le indican parámetros de funcionamiento como la ganancia que tendrá el receptor y la antena que se utilizará.

2. Separación de la información recibida en carga de encabezado y carga útil, así como eliminación de las muestras del CP.

En este bloque se indican la cantidad de palabras de sincronía, símbolos de encabezado y símbolos de carga útil para que luego que se analice el encabezado, si se recupera correctamente, dar paso al decodificado de la carga útil. En caso de no recuperarse el encabezado el o los símbolos de carga útil que le siguen se perderán. En este bloque también se eliminan las muestras agregadas a los símbolos OFDM como intervalo de guarda, el CP.

3. Transformada directa de Fourier a la carga del encabezado para recuperar los símbolos enviados en las distintas portadoras.

Se hace la demodulación del símbolo OFDM que contiene la carga del encabezado.

4. Reacomodo de los símbolos modulados digitalmente para la carga del encabezado.

Se toman los elementos contenidos en las portadoras que se asignaron para llevar carga útil y se ordenan como corresponde.

5. Esparcimiento de los símbolos con la transformada inversa de Fourier para la carga del encabezado.

Se aplica la IDFT para recuperar los datos modulados digitalmente y buscar su lugar en la constelación QPSK.

6. Obtención de la información del estado del canal (CSI) mediante una estimación sencilla.

Se hace una comparación de los datos recibidos con los datos esperados y se obtiene un vector de elementos que indican los cambios producto del canal.

7. Transformada directa de Fourier a la carga útil para recuperar los símbolos enviados en las distintas portadoras.

Se realiza la demodulación OFDM con la transformada de tamaño $M = 2048$.

8. Reacomodo de los símbolos modulados digitalmente para la carga útil.

Se recuperan los datos que se cargaron en las distintas subpotadoras asignadas con carga útil y se ordenan.

9. Datos recibidos.

Se tienen los datos recibidos que serán introducidos al decodificador expuesto en el capítulo 4.

10. Aplicación de la CSI y recuperación de los datos mediante el decodificado de Alamouti.

Se realizan los procesos correspondientes a las ecuaciones 9, 10, 13 y 14, presentadas en el capítulo 4.

11. Esparcimiento con la transformada inversa de Fourier para la carga útil recuperada después de aplicar el decodificado de Alamouti.

Aplicación de la transformada inversa de $N = 192$ puntos para recuperar los valores numéricos que se asignarán a algún punto de la constelación para ser demodulados.

12. Demodulación digital de la carga útil y paquetización a bytes.

Se recuperan los puntos de la constelación 16QAM y se vuelven a bytes, que es el formato con el que originalmente se obtuvieron de la fuente de datos.

13. Revisión del CRC para detección de posibles errores.

Se aplica la revisión a cada paquete de datos que formó al símbolo OFDM, en caso

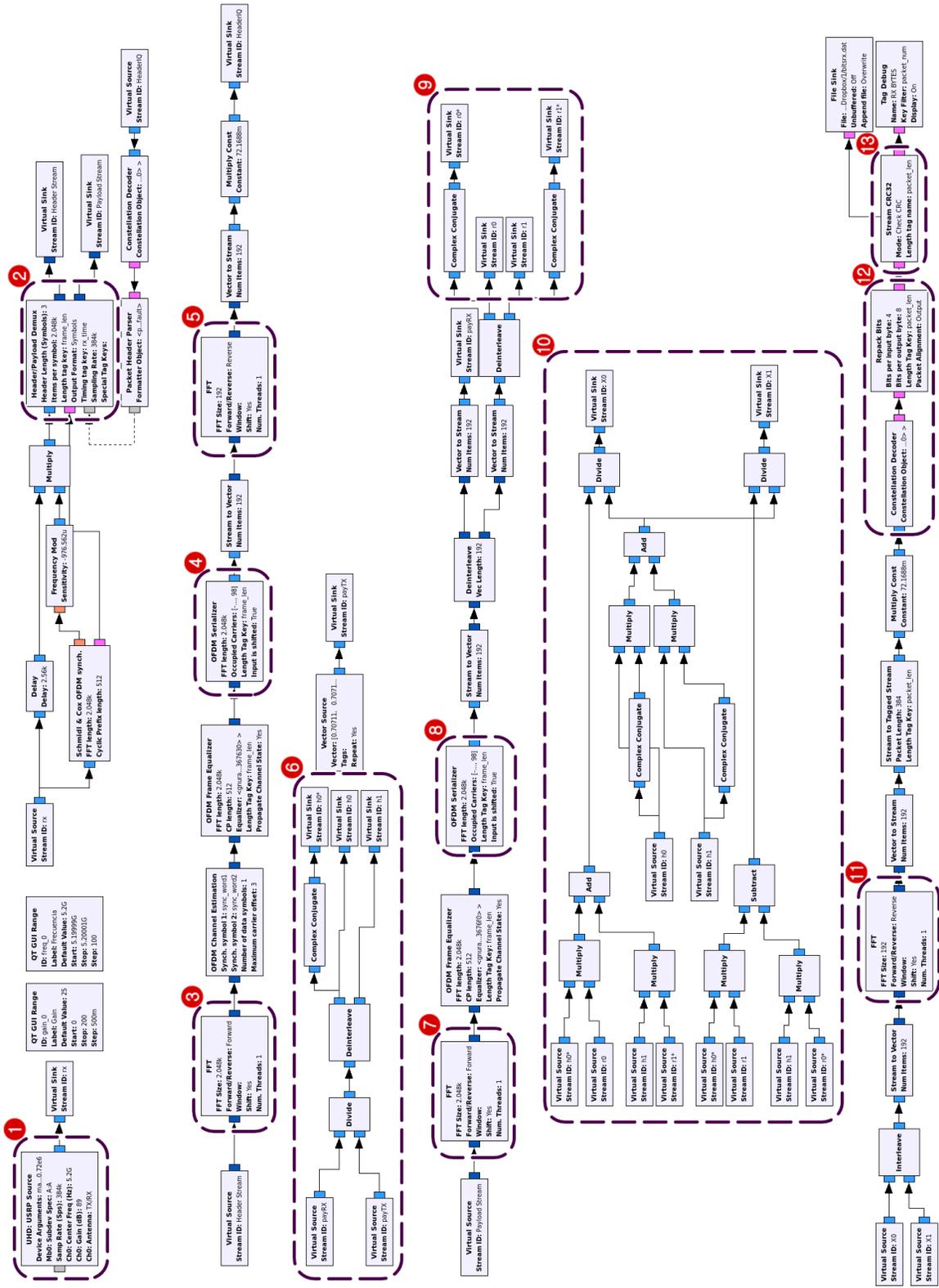


Figura 29: Implementación del receptor en GRC.

de haber errores el paquete no será contado como paquete correcto. El CRC sólo tiene capacidad revisora, no correctora.

En las mediciones realizadas se hizo comparación de los datos en bits transmitidos con los bits recibidos, independientemente de si el paquete tenía errores según el CRC o no.

7.3. Escenario y características del experimento

Las pruebas de transmisión-recepción se realizaron en el laboratorio, en un ambiente libre de interferentes adicionales a los contemplados en el escenario de pruebas, a una distancia aproximada de 3 m. entre el transmisor y el receptor, utilizando placas metálicas como interferentes/reflectores tal como se muestra en la imagen 30. El enlace se realizó en la frecuencia de 5.2 GHz con la intención de evitar interferencias por parte de otros usuarios, además de que en esta frecuencia se conserva la independencia de canales.

Las tarjetas USRP B210 utilizadas para el enlace tienen una separación entre antenas de 6 cm y se sabe que para garantizar la independencia de 2 canales se debe cumplir que $\lambda/2$ debe ser menor que la distancia de separación entre antenas, siendo λ la longitud de onda. De la ecuación 22 se comprueba que 5.2 GHz sí cumple con la condición de no correlación entre canales al utilizar las tarjetas con la separación que viene de fábrica.

$$\begin{aligned}\lambda &= \frac{2 * c}{f} && (21) \\ &= \frac{2 * 3e^8}{5.2e^9} \\ &= 0.1153m.\end{aligned}$$

por lo tanto

$$\begin{aligned}\frac{\lambda}{2} &= 0.05769m. \\ &= 5.77cm\end{aligned}$$

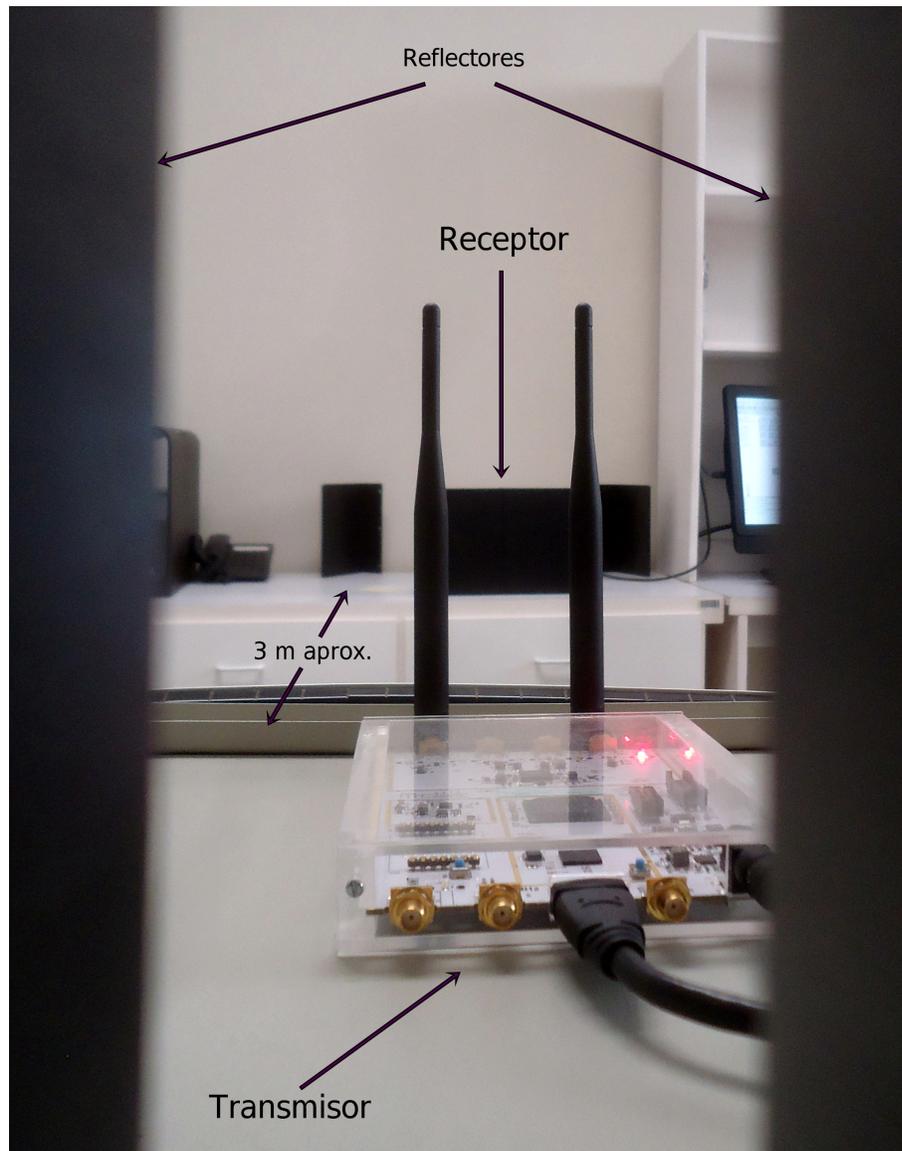


Figura 30: Toma del transmisor y receptor vistos desde detrás del transmisor.

y

$$5.77cm < 6cm$$

donde f es la frecuencia de operación y c es la velocidad de la luz.

En la figura 30 se puede ver la tarjeta que se utilizó como transmisor y al fondo se pueden ver los interferentes que ocultan la tarjeta utilizada como receptor. Con el uso de estas placas metálicas garantizamos que no exista línea de vista entre el transmisor y el receptor. La imagen 31 muestra el transmisor visto de frente. Como fondo de la imagen

se pueden ver 2 placas metálicas que cumplen la función de reflectores para garantizar que en el receptor se tengan señales provenientes de múltiples trayectorias.

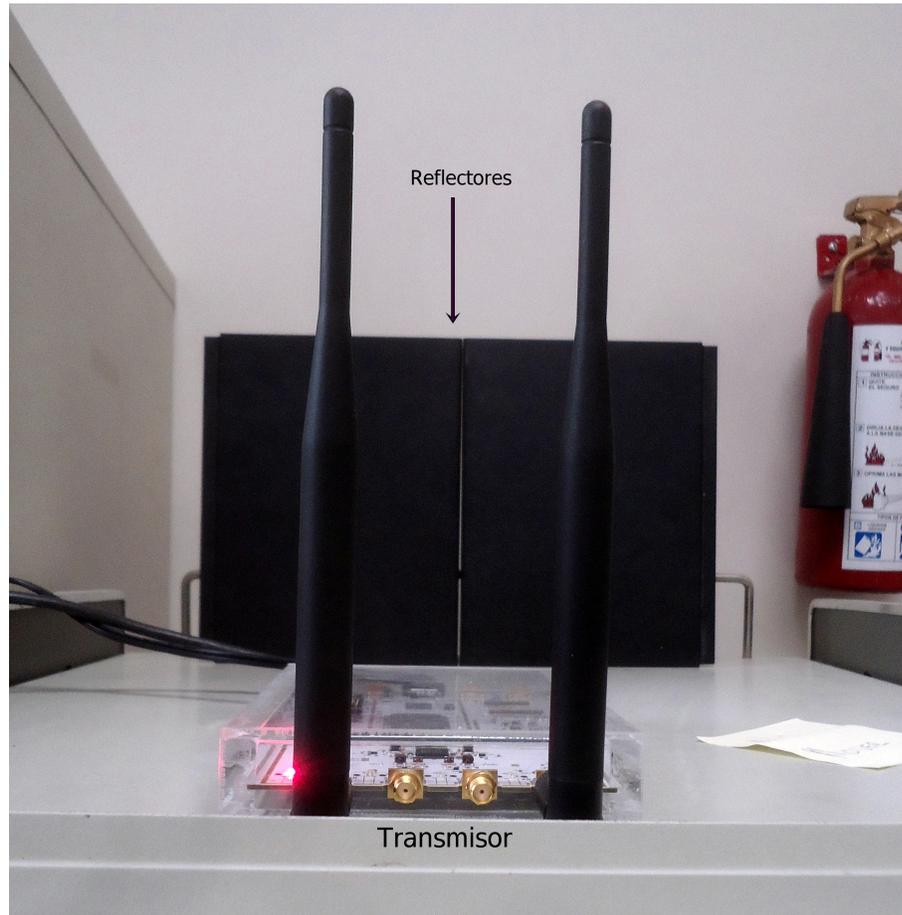


Figura 31: Tarjeta USRP utilizada para el transmisor.

La figura 32 muestra la implementación física del receptor visto desde la lateral. En la imagen se pueden observar 2 placas separadas detrás de la tarjeta que cumplen la función de reflectores y las placas de enfrente son también, por un lado, reflectores de las señales reflejadas y por el otro obstáculo entre el transmisor y el receptor.

7.4. Resultados obtenidos

Se realizaron 4 experimentos distintos, en cada uno de ellos se midió la cantidad de bits erróneos para 5 valores de SNR y en cada uno de estos valores de SNR se repitió 5 veces la transmisión de 384,000 bits para luego sacar un promedio de esas 5 repeticiones.

En el 1er experimento se hizo una transmisión utilizando el esquema de transmisión con una sola antena en transmisor y otra en el receptor, SISO (Single Input Single Output).

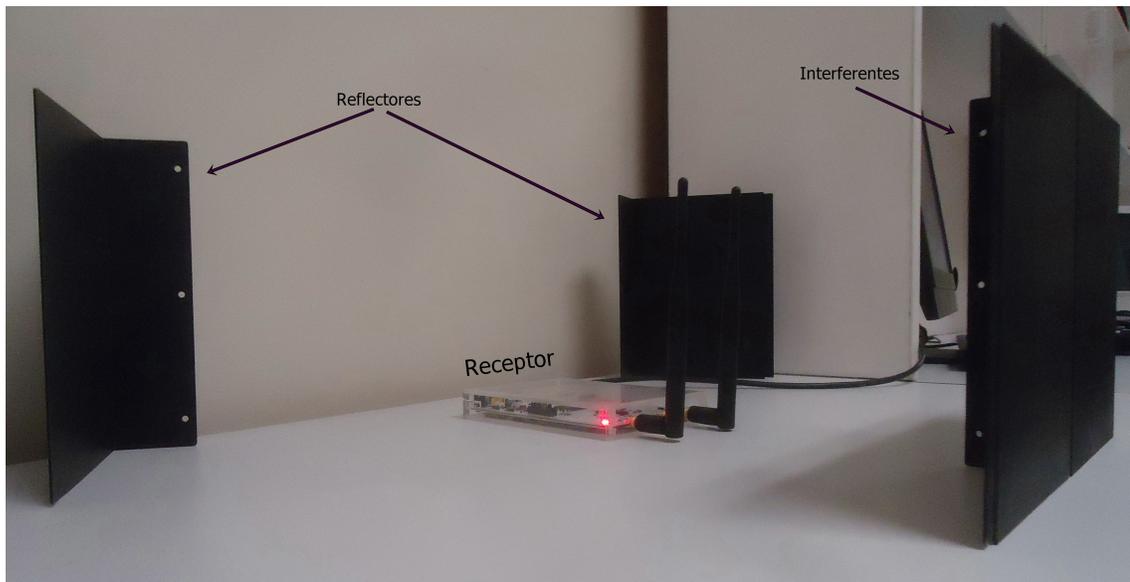


Figura 32: Tarjeta USRP utilizada para el receptor.

El programa se elaboró en GRC y contempla las etapas de DFTS y OFDM. La modulación digital que se utilizó fue QPSK tanto para el encabezado como para la carga útil.

La forma en que se recibían los puntos de la constelación tanto para el encabezado como para la carga útil, con una SNR de 34dB se muestran en la figura 33.

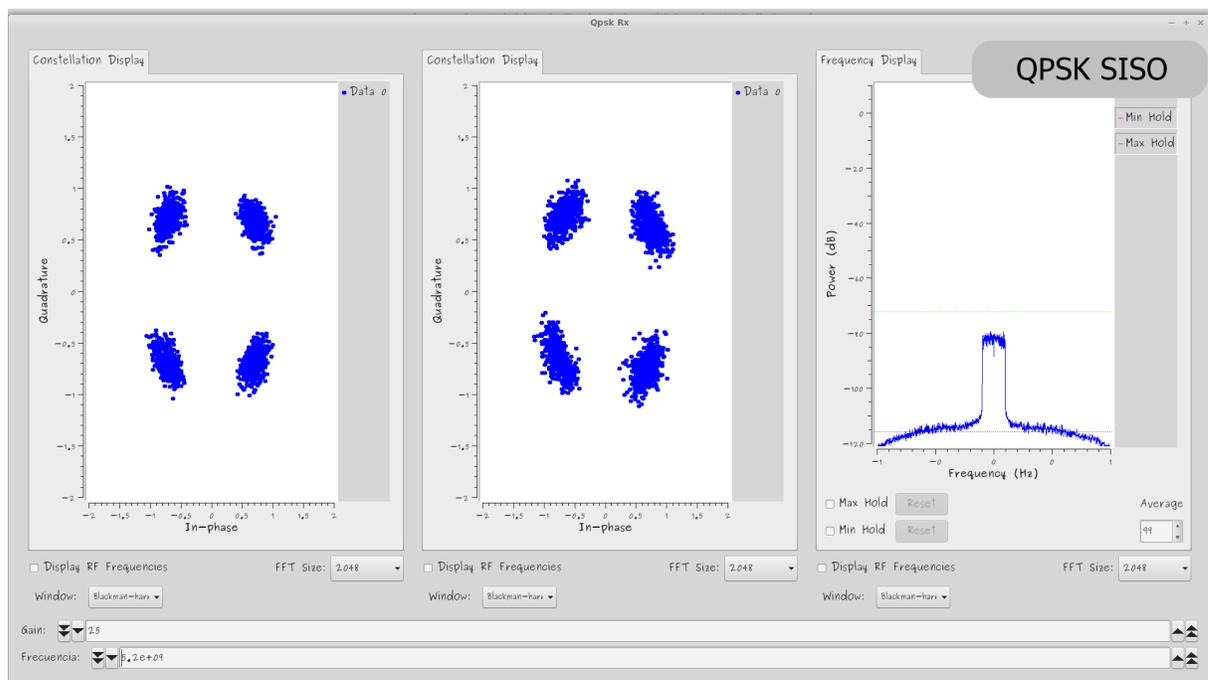


Figura 33: Constelaciones del encabezado y carga útil y espectro en frecuencia recibidos para el modelo SISO con modulación digital QPSK.

De la figura se puede ver que los puntos de la constelación se encuentran muy bien

definidos por lo que las pérdidas de bits para esta SNR se esperan mínimas.

La cantidad de bits erróneos recibidos para cada SNR se muestran en la tabla 1 y la curva logarítmica para esos valores en la figura 34.

Tabla 1: Valores de SNR y bits erróneos obtenidos para el modelo SISO QPSK.

SNR	bits erróneos
24	1952.2
26	1633.2
28	1198.8
30	709.8
32	181.2
34	29.8

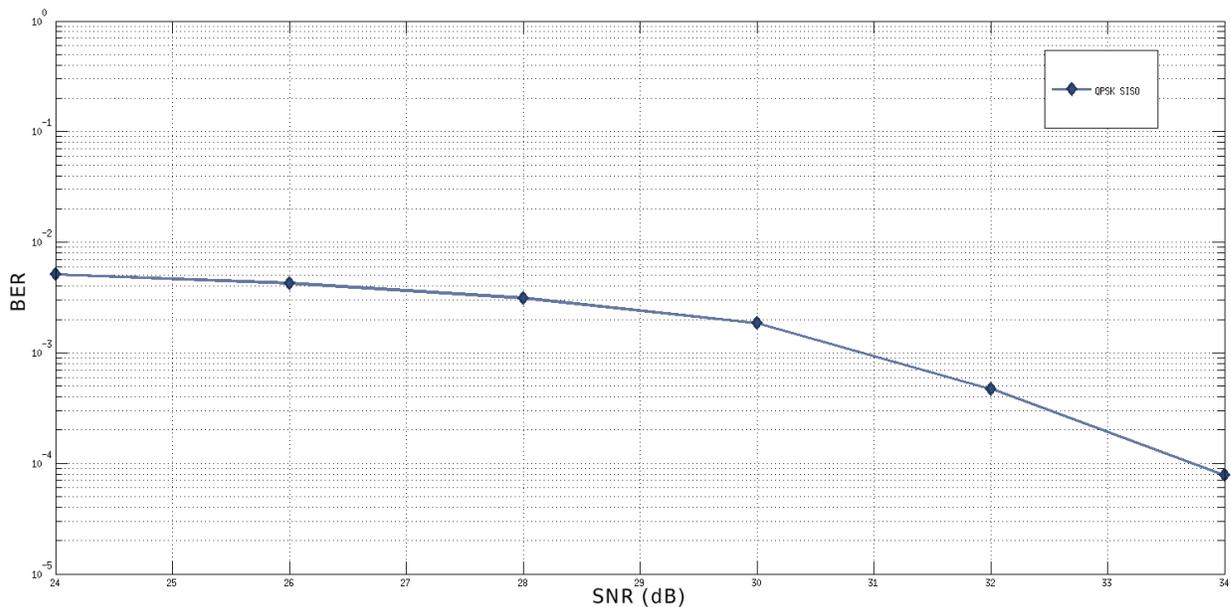


Figura 34: Curva de BER para el modelo SISO QPSK.

En el 2do experimento se hizo una transmisión utilizando el esquema de transmisión SISO contemplando las etapas de DFTS y OFDM con una modulación digital QPSK para el encabezado y 16QAM para la carga útil.

La forma en que se recibían los puntos de la constelación tanto para el encabezado como para la carga útil, con una SNR de 34dB se muestran en la figura 35, en la cual se puede ver que los puntos de la constelación que se reciben están muy dispersos, por lo que la tasa de errores será mayor que para el caso anterior.

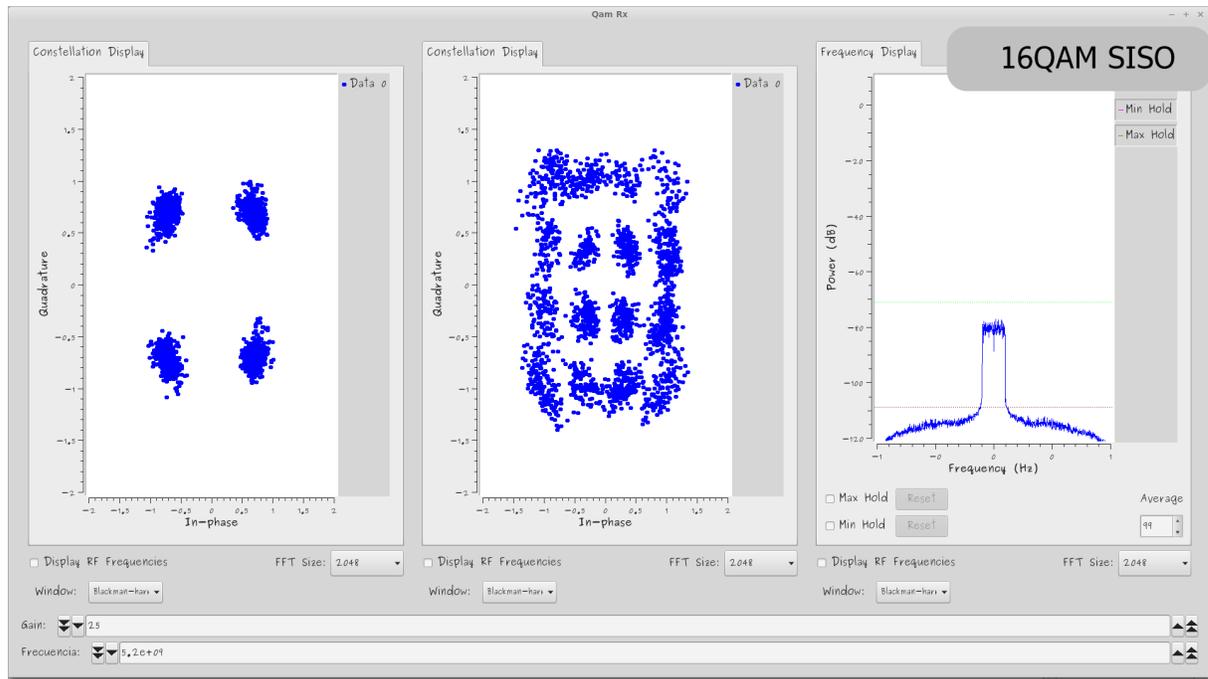


Figura 35: Constelaciones del encabezado y carga útil y espectro en frecuencia recibidos para el modelo SISO con modulación digital 16QAM.

La cantidad de bits erróneos recibidos para cada SNR se muestran en la tabla 2 y la curva logarítmica para esos valores en la figura 36.

Tabla 2: Valores de SNR y bits erróneos obtenidos para el modelo SISO 16QAM.

SNR	bits erróneos
24	42911.8
26	39919
28	28323
30	24114
32	19836.6
34	15513.8

En el 3er experimento se hizo una transmisión utilizando el esquema de transmisión MIMO contemplando las etapas de DFTS, OFDM y codificado de Alamouti en espacio y frecuencia, con una modulación digital QPSK tanto para el encabezado como para la carga útil.

La forma en que se recibían los puntos de la constelación tanto para el encabezado como para la carga útil, con una SNR de 34dB se muestran en la figura 37, de la que se puede observar que los puntos recibidos presentan un mejor comportamiento que el caso 1 donde el modelo de transmisión es SISO. La cantidad de bits erróneos recibidos para

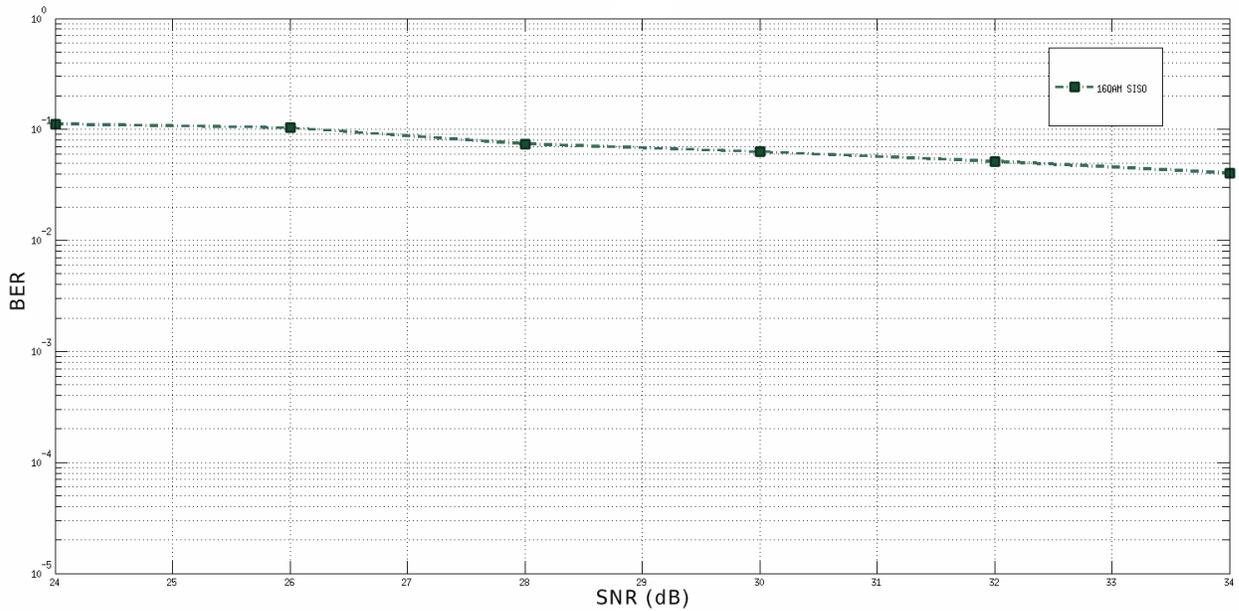


Figura 36: Curva de BER para el modelo SISO 16QAM.

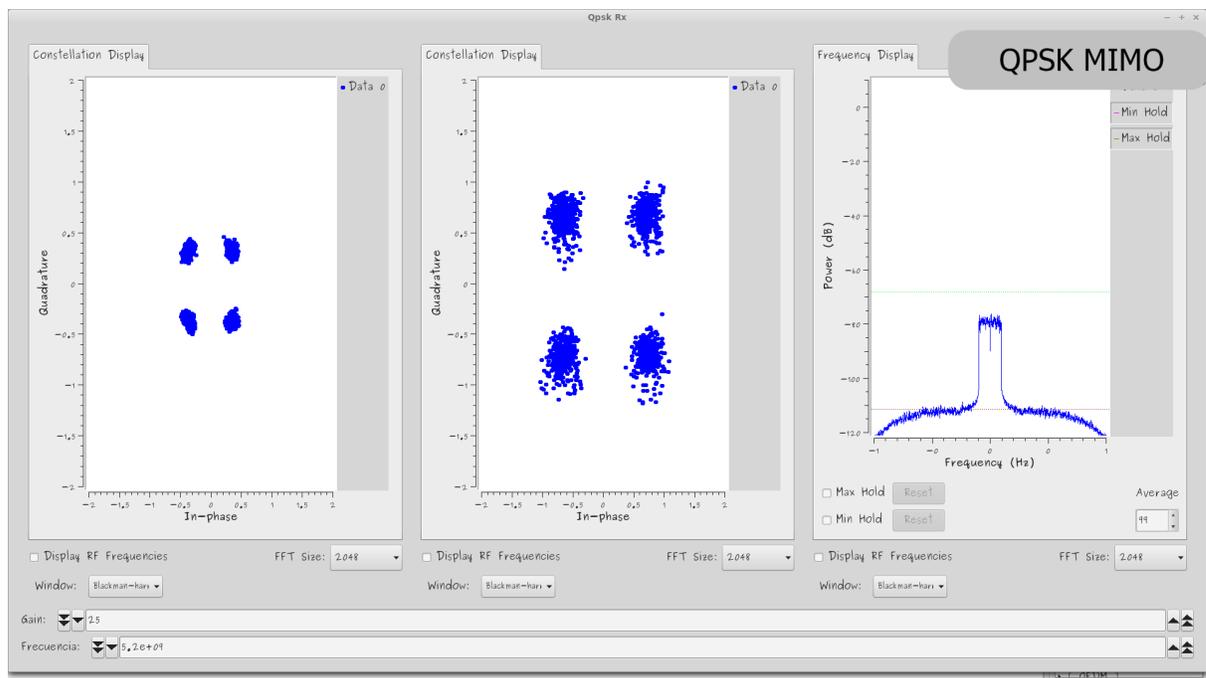


Figura 37: Constelaciones del encabezado y carga útil y espectro en frecuencia recibidos para el modelo MIMO con modulación digital QPSK.

cada SNR se muestran en la tabla 3 y la curva logarítmica para esos valores en la figura 38.

En el 4to y último experimento se utilizó el esquema de transmisión MIMO que contempla las etapas de DFTS, OFDM y codificado de Alamouti en espacio y frecuencia, con

Tabla 3: Valores de SNR y bits erróneos obtenidos para el modelo MIMO QPSK.

SNR	bits erróneos
24	1388.2
26	528
28	181
30	58.2
32	24.2
34	14.8

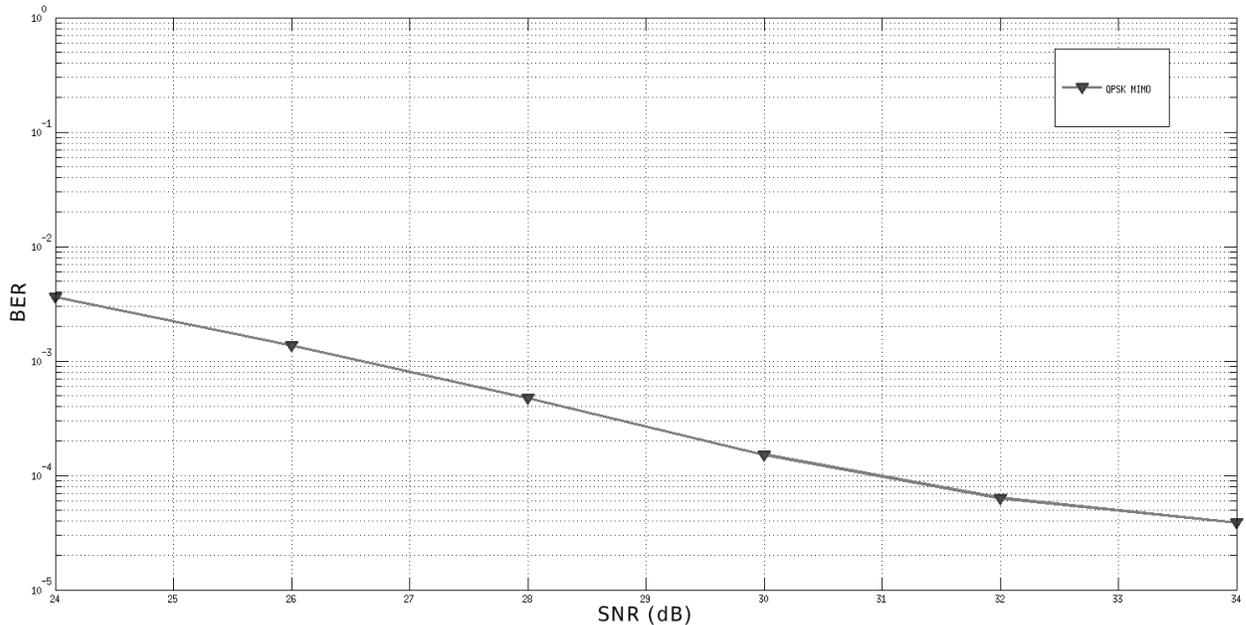


Figura 38: Curva de BER para el modelo MIMO QPSK.

una modulación digital QPSK para el encabezado y 16QAM para la carga útil.

La forma en que se recibían los puntos de la constelación tanto para el encabezado como para la carga útil, con una SNR de 34dB se muestran en la figura 39, en la que es claramente perceptible la mejora en los puntos recibidos respecto al caso 2 donde el modelo es SISO.

La cantidad de bits erróneos recibidos para cada SNR se muestran en la tabla 1 y la curva logarítmica para esos valores en la figura 40.

La figura 41 muestra todas las curvas de las gráficas anteriores y permite observar mejor el desempeño de cada caso respecto al resto. Es clara la mejora de las curvas cuyo modelo de transmisión contempla el arreglo MIMO y codificado de Alamouti respecto a

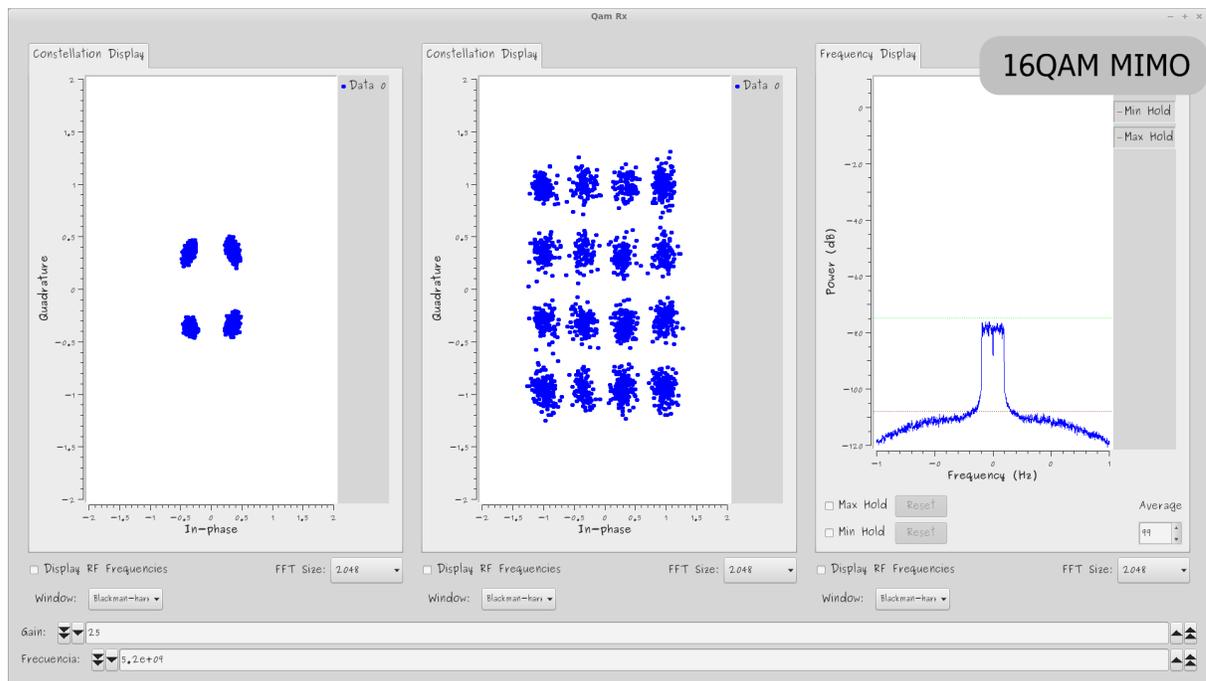


Figura 39: Constelaciones del encabezado y carga útil y espectro en frecuencia recibidos para el modelo MIMO con modulación digital 16QAM.

Tabla 4: Valores de SNR y bits erróneos obtenidos para el modelo MIMO 16QAM.

SNR	bits erróneos
24	33409.6
26	26887.2
28	11324.2
30	6976.6
32	3010
34	1882.2

los modelos SISO. En la figura 41 también se observa que los valores de SNR para los cuales se obtuvieron las curvas son altos con relación a los que estamos acostumbrados a ver en las curvas producto de una simulación, pero para valores menores a 24dB no fue posible establecer el enlace.

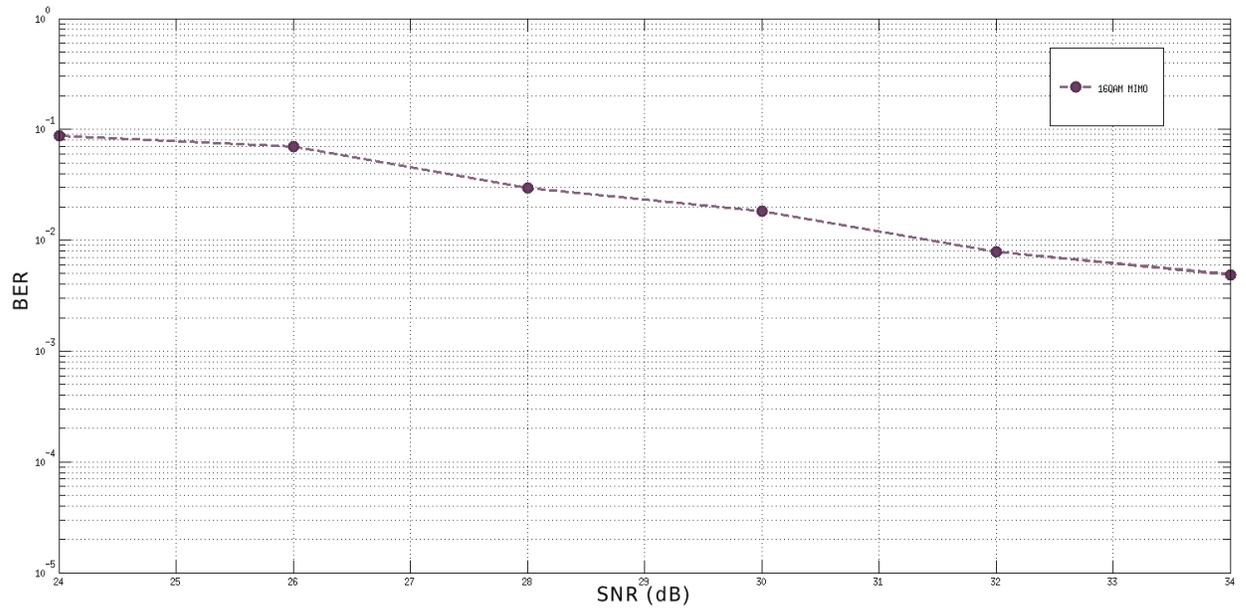


Figura 40: Curva de BER para el modelo MIMO 16QAM.

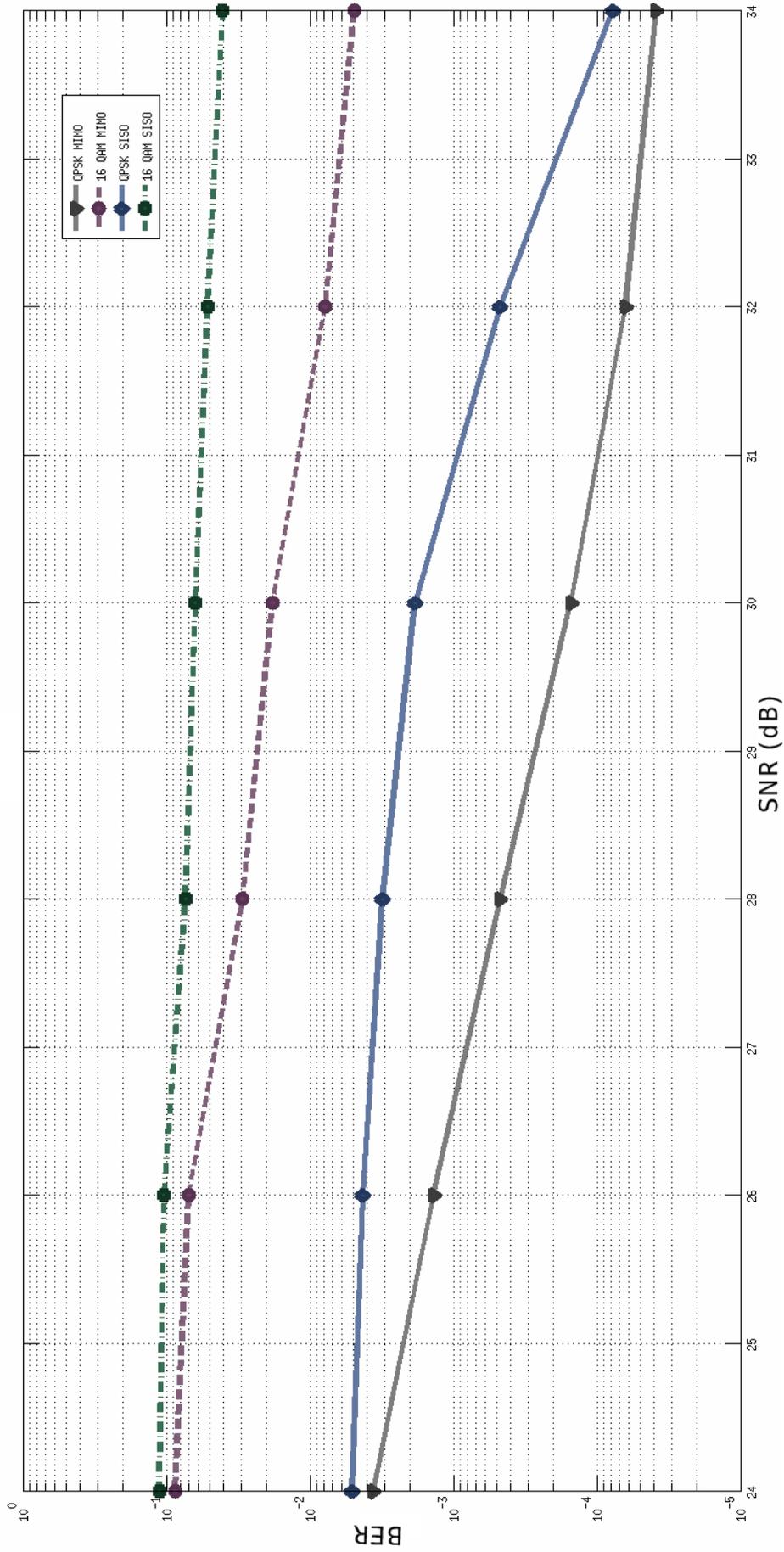


Figura 41: Curvas de BER para los distintos casos de experimentación.

Capítulo 8. Conclusiones, aportación y trabajo a futuro

8.1. Conclusiones

Se logró la implementación de una plataforma en software capaz de emular la capa física de un sistema de comunicaciones inalámbrico utilizando la estructura MIMO, con la técnica de OFDM y codificado de Alamouti, además de la etapa de DFTS que permite combatir el problema de la PAPR. La utilización de la estructura MIMO y el código de Alamouti permite reducir la BER utilizando la misma potencia por antena que para la estructura SISO.

Utilizando GNU Radio se pueden conseguir proyectos muy completos de procesamiento de señales que, posteriormente, pueden ser probados en ambiente real utilizando hardware de SDR, como lo fueron en esta tesis las tarjetas USRP B210.

El procedimiento utilizado para estimar el canal fue funcional pero quizás no el óptimo, ya que todo un símbolo OFDM se dedica a llevar información redundante y se reenvía cada vez que se genera un nuevo paquete de carga útil.

En este proyecto no se contempló la etapa de corrección de errores, debido al tiempo asignado a la realización del mismo, por lo que no se hizo corrección de bits en el receptor, y una gran parte de los paquetes se perdían por errores detectados en los datos del encabezado.

En cada repetición del experimento se almacenaron los datos transmitidos y los recibidos para posteriormente hacer la comparación con 384,000 bits de cada uno de ellos.

Como se observó en las imágenes de las constelaciones recibidas y en las curvas de BER, la utilización de la modulación digital QPSK permite obtener resultados con menos errores que si se utiliza 16QAM, pero la eficiencia espectral de 16QAM es el doble de la eficiencia espectral que ofrece QPSK y en los sistemas actuales es fundamental ofrecer tasas altas de transmisión.

8.2. Aportaciones

Se implementó una plataforma en software que emula la capa física de un sistema de comunicaciones inalámbrico similar a los utilizados en la 4ta generación de redes celulares, como lo propone la norma de LTE-A, utilizando la estructura MIMO, con la técnica de OFDM y codificado de Alamouti, además de la etapa de DFTS que permite combatir el problema de la PAPR.

La literatura propone el codificado de Alamouti como un código de diversidad que ofrece mejores resultados de transmisión, como se expuso en la hipótesis, y con la plataforma generada en el presente trabajo de tesis se comprobó que, efectivamente, la tasa de bit erróneo disminuyó al utilizar éste codificado.

En el presente trabajo se logró la emulación, sobre una plataforma de SDR, de las distintas etapas del sistema de transmisión, ya que existen muchos trabajos de investigación que han utilizado las mismas técnicas implementadas en esta tesis pero sólo lo han validado con simulaciones. Las simulaciones son una buena herramienta para darnos una idea de como deberían comportarse nuestras propuestas, pero no contemplan varias etapas que dificultan la implementación física, sólo las suponen como ideales.

La plataforma implementada puede ser mejorada agregando etapas o haciendo cambios a las incluidas y puede probarse su desempeño cuantas veces se desee utilizando productos para SDR como por ejemplo las tarjetas USRP. Dicha plataforma se genera en software utilizando GRC, el cual ofrece un entorno amigable al usuario y no requiere conocimiento amplio en lenguajes de programación.

8.3. Trabajo a futuro

De acuerdo a los resultados obtenidos en esta tesis, resulta clara la necesidad de mejorar la plataforma agregando la etapa de corrección de errores, con la cual se tendrá una reducción mayor en la BER, como es deseado, para los mismos niveles de SNR.

La propuesta puede acoplarse al uso de más antenas tanto en el transmisor como en el receptor para aumentar las tasas de transmisión y/o el grado de diversidad.

Existen distintos códigos de diversidad que pueden implementarse sobre la plataforma construida para probar su desempeño, como se hizo en el presente trabajo con los códigos ortogonales.

La literatura propone distintas técnicas para realizar una buena estimación de canales MIMO, las cuales podrían ponerse a prueba si se hacen las modificaciones pertinentes a la plataforma generada.

Lista de referencias

- Alamouti, S. (1998). A simple transmit diversity scheme for wireless communications. **16**(8): 1451–1458.
- Bölcskei, H. (2004). Principles of mimo-ofdm wireless systems. *Chapter in CRC Handbook on Signal Processing for Communications*, M. Ibnkahla, Ed.
- Bracewell, R. N. y Bracewell, R. (1986). *The Fourier transform and its applications*, Vol. 31999. McGraw-Hill New York.
- Cho, Y. S., Kim, J., Yang, W. Y., y Kang, C. G. (2010). *MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB*. John Wiley & Sons.
- Cox, C. (2014). *An Introduction to LTE: LTE, LTE-Advanced, SAE, VoLTE and 4G Mobile Communications*. John Wiley & Sons.
- Dahlman, E., Parkvall, S., Skold, J., y Beming, P. (2010). *3G evolution: HSPA and LTE for mobile broadband*. Academic press.
- Dahlman, E., Parkvall, S., y Skold, J. (2013). *4G: LTE/LTE-advanced for mobile broadband*. Academic Press.
- Ettus, M. (2006). *UHD*. Recuperado el 12-08-2014, de <http://code.ettus.com/redmine/ettus/projects/uhd/wiki>.
- Ettus, M. (2014a). *Ettus Research*. Recuperado el 14-08-2014, de <http://www.ettus.com/site/about>.
- Ettus, M. (2014b). *USRP*. Recuperado el 06-10-2014, de <https://www.ettus.com/product/details/UB210-KIT>.
- Hutter, A. A., Mekrazi, S., Getu, B. N., y Platbrood, F. (2005). Alamouti-based space-frequency coding for ofdm. *Wireless Personal Communications*, **35**(1-2): 173–185.
- Ivan Rodriguez Abdala, V. y Sanchez Garcia, J. (2014). Empowering software radio: It++ as a gnu radio out-of-tree implementation. *Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina)*, **12**(2): 269–276.
- Jafarkhani, H. (2005). *Space-time coding: theory and practice*. Cambridge university press.
- Jankiraman, M. (2004). *Space-time codes and MIMO systems*. Artech House.
- Kaszuba, A., Checinski, R., y Lopatka, J. (2011). Mimo implementation with alamouti coding using usrp2. En: *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings*. pp. 899–902.
- Khan, F. (2009). *LTE for 4G mobile broadband: air interface technologies and performance*. Cambridge University Press.
- Li, X., Hu, W., Yousefi'zadeh, H., y Qureshi, A. (2008). A case study of a mimo sdr implementation. En: *Military Communications Conference, 2008. MILCOM 2008. IEEE*. IEEE, pp. 1–7.

- Paper, W. (2005). Using MIMO-OFDM technology to boost wireless LAN performance today. (314).
- Rondeau, T. (2006). *GNU Radio*. Recuperado el 15-10-2014, de <http://gnuradio.org/redmine/projects/gnuradio/wiki>.
- Salah, M., Abdel-Fadeel, G., y Nossair, Z. B. (2009). Peak to average power ratio reduction in single carrier ofdma systems. En: *13th International Conference on Aerospace Sciences & Aviation Technology, ASAT-13, Egypt*. p. 5.
- Schmidl, T. M. y Cox, D. C. (1997). Robust frequency and timing synchronization for ofdm. *Communications, IEEE Transactions on*, **45**(12): 1613–1621.
- Sklar, B. (2001). *Digital communications*, Vol. 2. Prentice Hall NJ.
- Tse, D. y Viswanath, P. (2005). *Fundamentals of wireless communication*. Cambridge university press.
- Yacoub, M. D. (1993). *Foundations of mobile radio engineering*. CRC press.
- Zyren, J. y McCoy, W. (2007). Overview of the 3gpp long term evolution physical layer. *Freescale Semiconductor, Inc., white paper*.

Apéndice A. Modulaciones digitales QPSK y 16QAM

La modulación engloba el conjunto de técnicas para transportar información sobre una onda portadora, típicamente una onda sinusoidal. Estas técnicas permiten un mejor aprovechamiento del canal de comunicación lo que posibilita transmitir más información en forma simultánea, protegiéndola de posibles interferencias y ruido.

Básicamente, la modulación consiste en hacer que un parámetro de la onda portadora cambie de valor de acuerdo con las variaciones de la señal moduladora, que es la información que queremos transmitir. Dependiente del parámetro sobre el que se actúe, tenemos distintos tipos de modulación como lo son QPSK y 16 QAM.

La 4PSK o QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying), es la modulación por desplazamiento de fase en cuadratura. La modulación QPSK consiste en que el tren de datos a transmitir se divide en pares de bits consecutivos y se codifica cada bit como un cambio de fase con respecto al elemento de la señal anterior.

La figura 42 muestra las 4 secciones en que se divide el mapa de la constelación para la modulación QPSK, con los respectivos puntos correspondientes a cada posible par de bits, añadiendo codificado de Gray para minimizar la BER. La función del código Gray es, básicamente, evitar que entre 2 cuadrantes vecinos la diferencia entre los bits sea 2, por ejemplo, evitar que se tenga 00 en un cuadrante y 11 en el vecino, de esa manera se tendrá 1 error y no 2 cuando el símbolo modulado QPSK que se reciba llegue (por errores producto del canal) al cuadrante equivocado.

La señal en tiempo para la modulación QPSK se muestra en la figura 43. Las dos componentes de la señal y su asignación de bit se muestran en la parte superior y la combinación de ellas en la parte inferior, los datos binarios que se transmiten son 1 1 0 0 0 1 1 0, los nones 1 _ 0 _ 0 _ 1 contribuyen con la componente en fase I (In-Phase) y los pares _ 1 _ 0 _ 1 _ 0 contribuyen con la componente en cuadratura Q (Quadrature-Phase).

La tabla 5 muestra la asignación del valor en fase y cuadratura para cada par de bits en la modulación QPSK.

16QAM es la modulación de amplitud en cuadratura de 16 estados. En esta modula-

Tabla 5: Valores para la modulación QPSK (Zyren y McCoy, 2007).

Bits	I	Q
00	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
01	$1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$
10	$-1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$
11	$-1/\sqrt{2}$	$-1/\sqrt{2}$

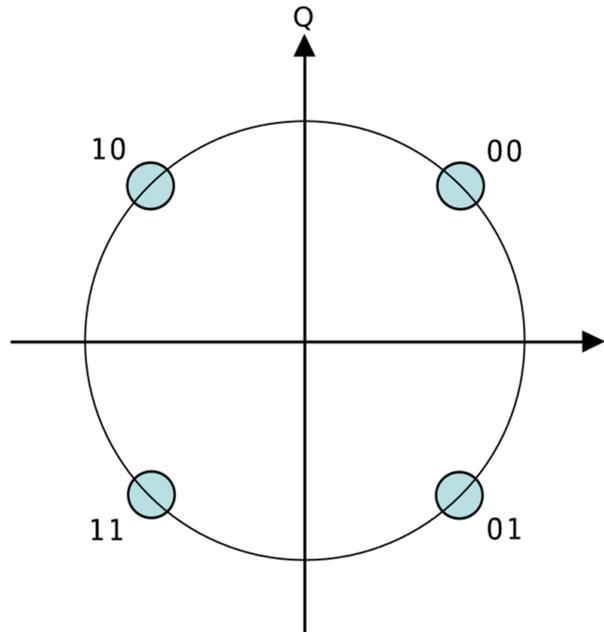


Figura 42: Diagrama de la constelación para QPSK con codificado Gray.

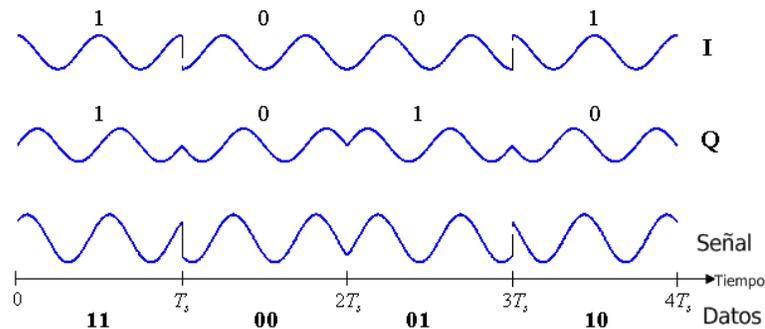


Figura 43: Diagrama en tiempo para la constelación QPSK.

ción el flujo de datos es dividido en grupos de 4 bits, y a su vez en 2 subgrupos de 2 bits, codificando cada bit en 4 estados o niveles de amplitud y fase de las portadoras.

La figura 44 muestra los 16 posibles estados de la constelación para la modulación 16QAM y la tabla 6 presenta los valores correspondientes a cada símbolo compuesto por 4 bits.

Tabla 6: Valores para la modulación 16QAM (Zyren y McCoy, 2007).

Bits	I	Q
0000	$1/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
0001	$1/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
0010	$3/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
0011	$3/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
0100	$1/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
0101	$1/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
0110	$3/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
0111	$3/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
1000	$-1/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
1001	$-1/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
1010	$-3/\sqrt{10}$	$1/\sqrt{10}$
1011	$-3/\sqrt{10}$	$3/\sqrt{10}$
1100	$-1/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
1101	$-1/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$
1110	$-3/\sqrt{10}$	$-1/\sqrt{10}$
1111	$-3/\sqrt{10}$	$-3/\sqrt{10}$

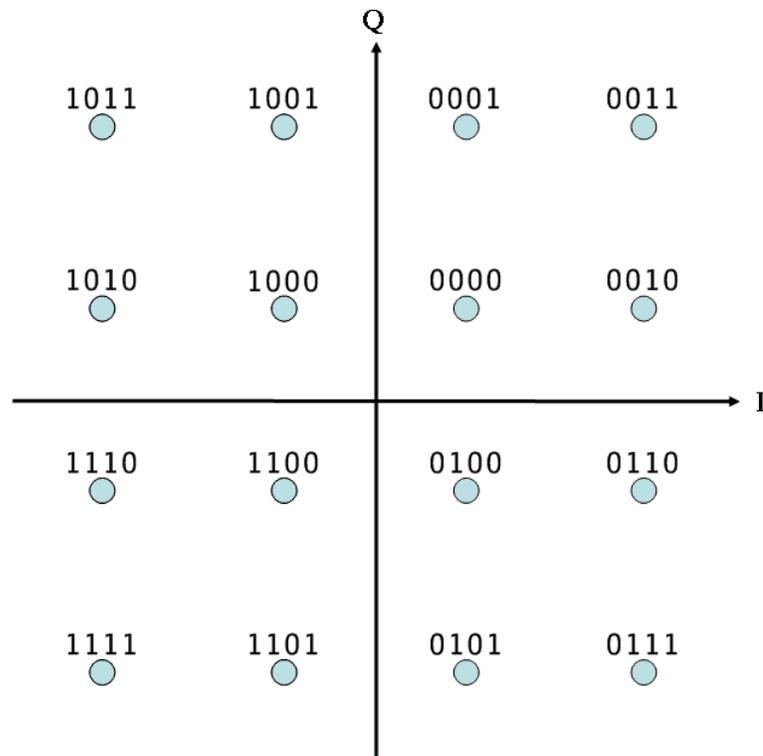


Figura 44: Diagrama de la constelación para 16QAM con codificado Gray.

Apéndice B. Glosario

- **16QAM** (16 Quadrature Amplitude Modulation).
Modulación de amplitud en cuadratura de 16 puntos.

- **AWGN** (Additive White Gaussian Noise).
Ruido gaussiano blanco aditivo.

- **BER** (Bit Error Rate).
Tasa de bit erróneo.

- **CP** (Cyclic Prefix).
Prefijo cíclico.

- **CSI** (Channel State Information).
Información del estado del canal.

- **CRC** (Cyclic Redundancy Check).
Verificación por redundancia cíclica.

- **DFT** (Discrete Fourier Transform).
Transformada discreta de Fourier.

- **DFTS** (Discrete Fourier Transform Spread).
Esparcimiento con la transformada discreta de Fourier.

- **FFT** (Fast Fourier Transform).
Transformada rápida de Fourier.

- **GI** (Guard Interval).
Intervalo de guarda.

- **GRC** (GNU Radio Companion).

- **IDFT**(Inverse Discrete Fourier Transform).
Transformada discreta de Fourier inversa.

- **IFFT** (Inverse Fast Fourier Transform).
Transformada rápida de Fourier inversa.

- **ISI** (Inter-Symbol Interference).
Interferencia intersimbólica.

- **LTE-A** (Long Term Evolution Advanced).
Evolución para el largo plazo, avanzado.

- **MIMO** (Multiple Input Multiple Output).
Múltiples antenas transmisoras, múltiples antenas receptoras.

- **OFDM** (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).
Modulación o multiplexación por división de frecuencias ortogonales.

- **PAPR** (Peak to Average Power Ratio).
Relación de potencia pico a potencia promedio.

- **PHY** (Physic).
Capa física del modelo OSI.

- **QPSK** (Quadrature Phase-Shift Keying).
Modulación por desplazamiento de fase de 4 puntos.

- **SDR** (Software Defined Radio).
Radio definido por software.

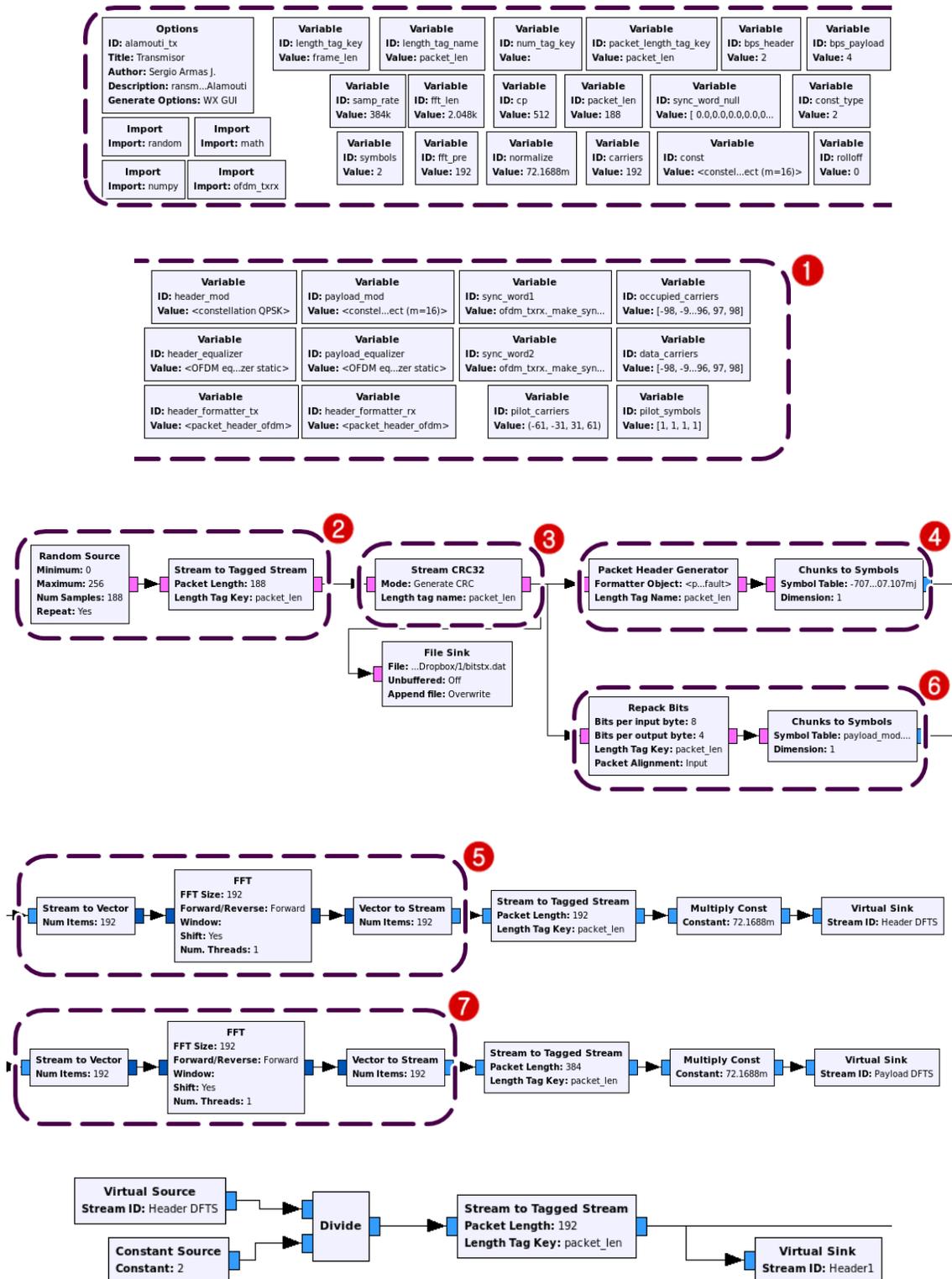
- **SISO** (Single Input Single Output).
Sólo una antena transmisora, sólo una antena receptora.

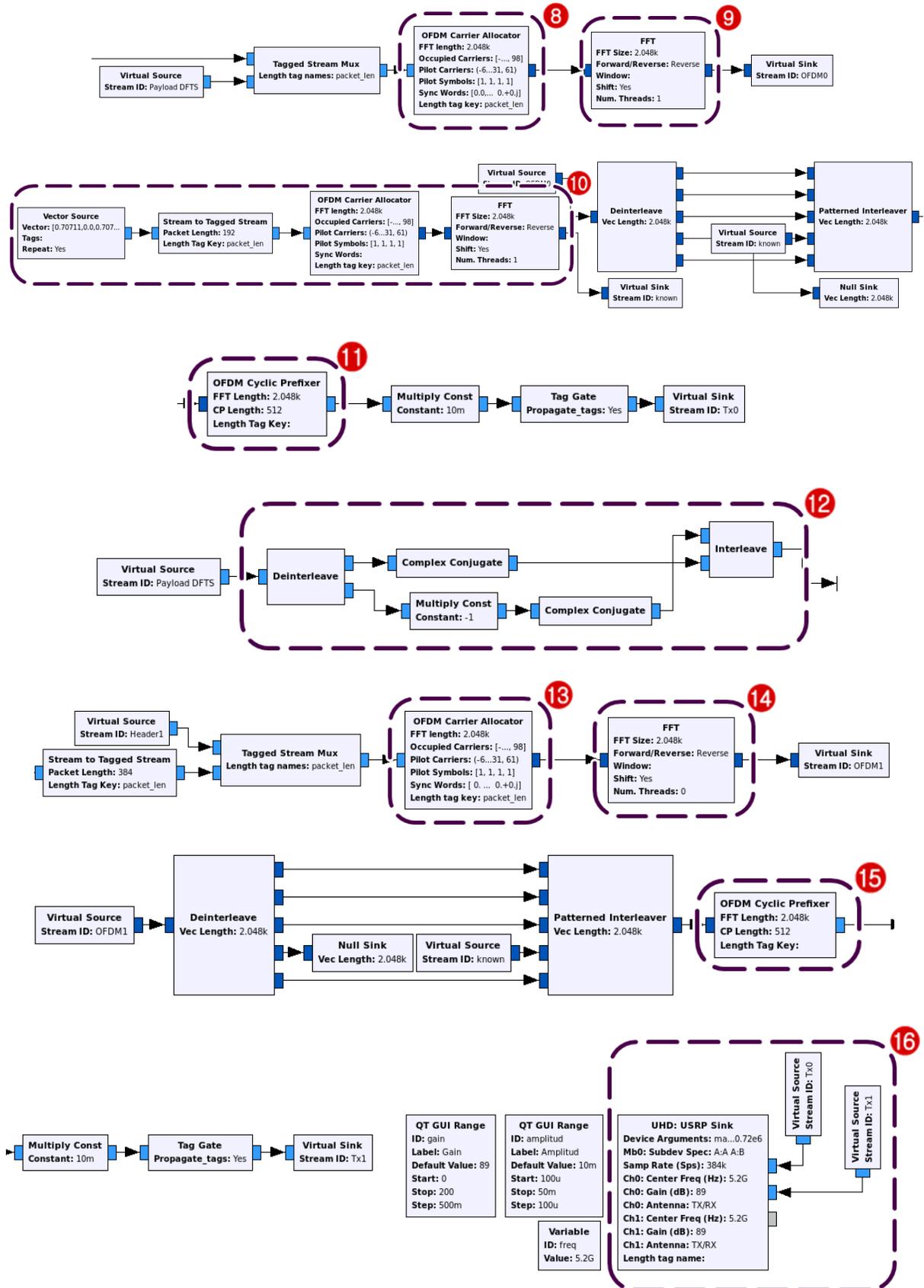
- **SNR** (Signal to Noise Ratio).
Relación señal a ruido.

- **UHD** (Universal Hardware Driver).
Controlador universal de hardware.

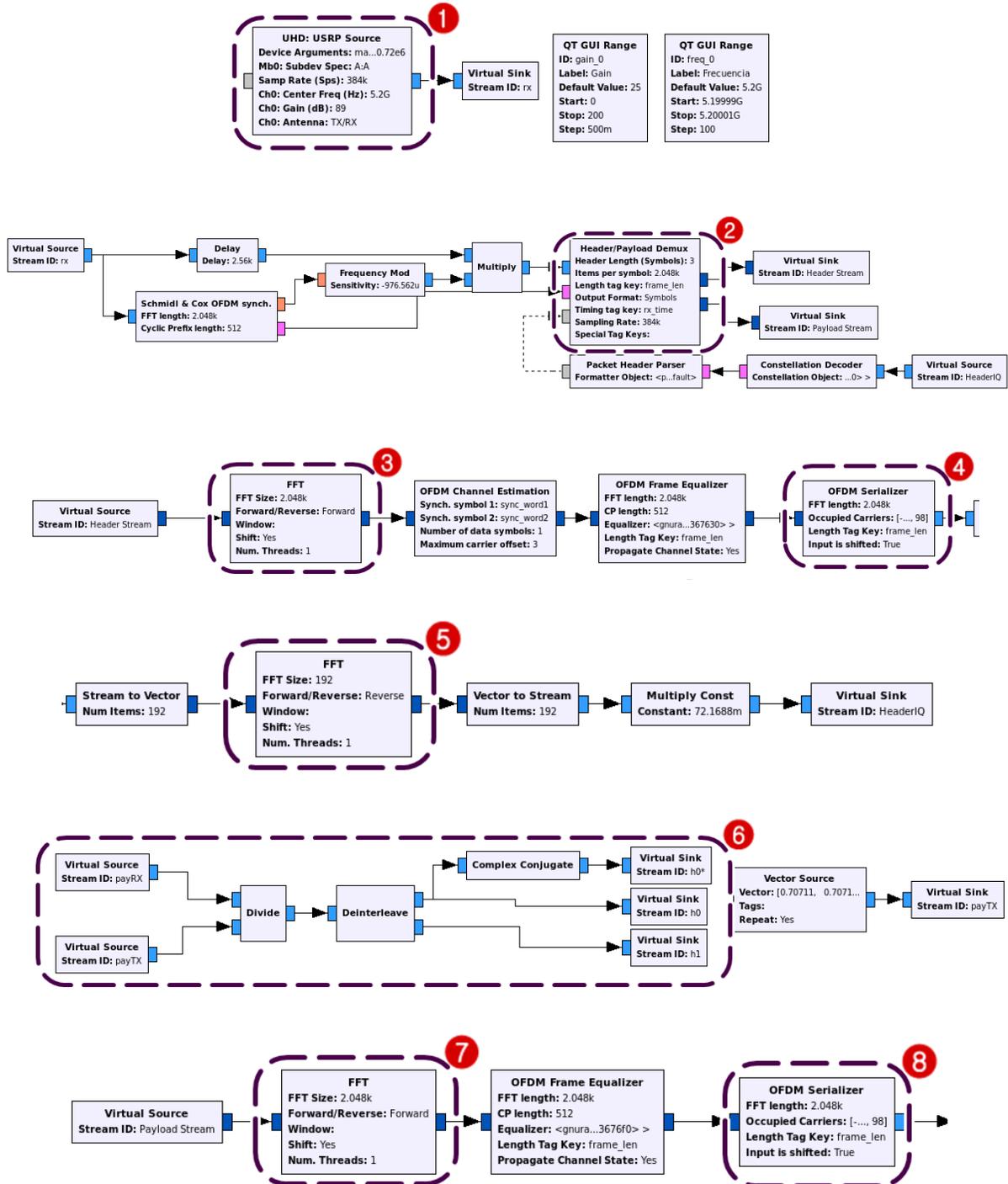
- **USRP** (Universal Software Radio Peripheral).
Periférico universal de radio definido por software.

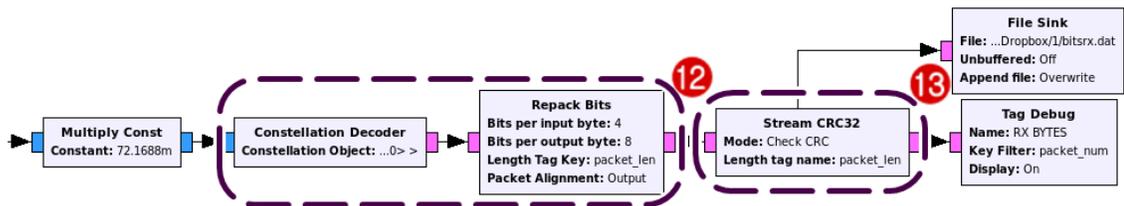
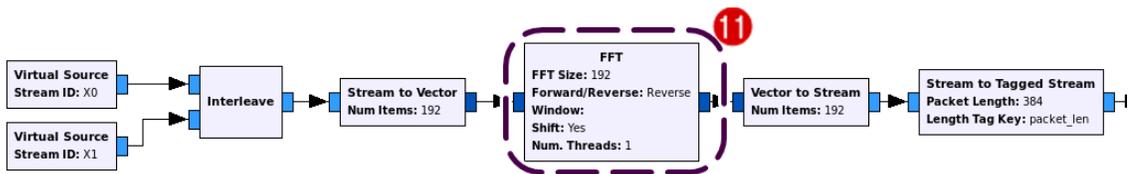
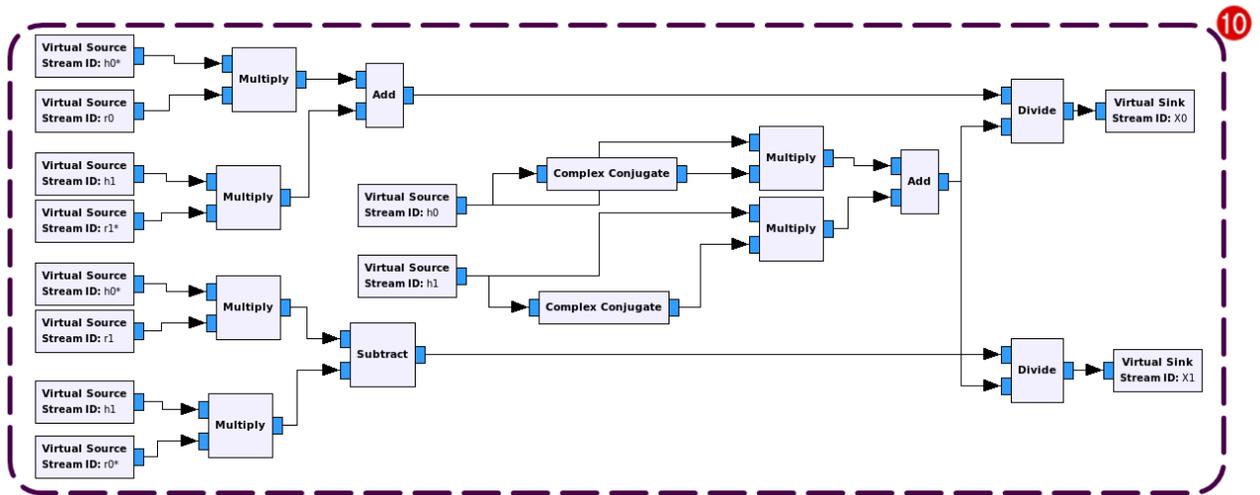
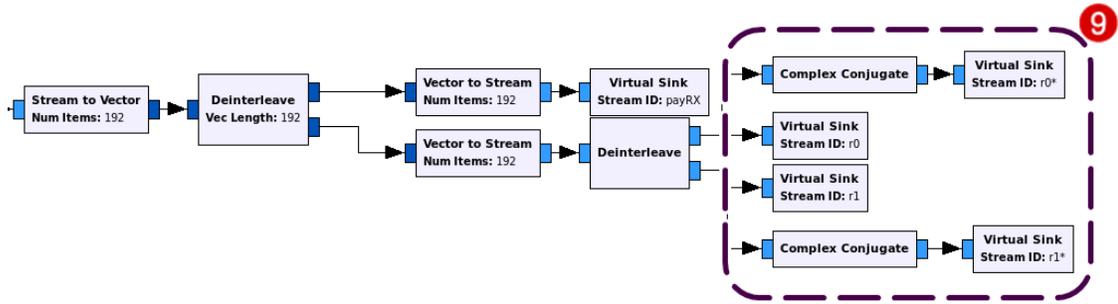
Apéndice C. Implementación del transmisor en GRC. [Ampliación de la figura 28]



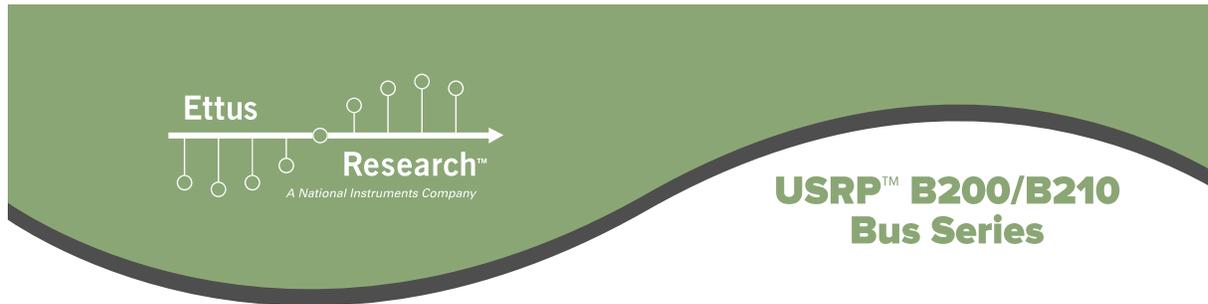


Apéndice D. Implementación del receptor en GRC. [Ampliación de la figura 29]





Apéndice E. Hoja de datos de la tarjeta USRP B210



FEATURES

- RF coverage from 70 MHz – 6 GHz
- GNU Radio, C++ and Python APIs
- USB 3.0 SuperSpeed interface
- Standard-B USB 3.0 connector
- Flexible rate 12 bit ADC/DAC
- Grounded mounting holes



USRP B200

- 1 TX & 1 RX, Half or Full Duplex
- Xilinx Spartan 6 XC6SLX75 FPGA
- Up to 56 MHz of instantaneous bandwidth
- USB Bus powered

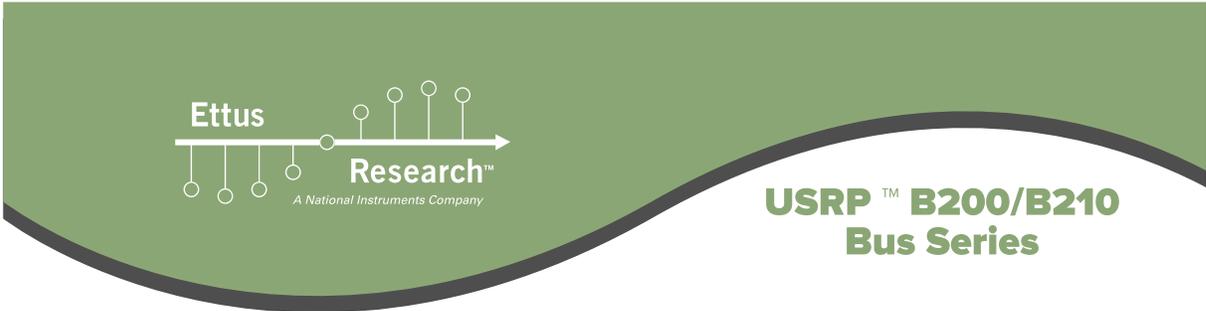
USRP B210

- 2 TX & 2 RX, Half or Full Duplex
- Fully-coherent 2x2 MIMO capability
- Xilinx Spartan 6 XC6SLX150 FPGA
- Up to 56 MHz of instantaneous bandwidth in 1x1
- Up to 30.72 MHz of instantaneous bandwidth in 2x2
- Includes DC power supply
- GPIO capability

USRP B200/B210 Product Overview

The USRP B200 and B210 hardware covers RF frequencies from 70MHz to 6 GHz, has a Spartan6 FPGA, and USB 3.0 connectivity. This platform enables experimentation with a wide range of signals including FM and TV broadcast, cellular, Wi-Fi, and more. The USRP B200 features one receive and one transmit channel in a bus-powered design. The USRP B210 extends the capabilities of the B200 by offering a total of two receive and two transmit channels, incorporates a larger FPGA, GPIO, and includes an external power supply. Both use an Analog Devices RFIC to deliver a cost-effective RF experimentation platform, and can stream up to 56 MHz of instantaneous bandwidth over a high-bandwidth USB 3.0 bus on select USB 3.0 chipsets (with backward compatibility to USB 2.0). Because the B200 and B210 are enabled with our USRP Hardware Driver™ (UHD), users can develop their applications and seamlessly port their designs to high-performance or embedded USRPs such as the USRP X310 or USRP E310. UHD is an open-source, cross-platform driver that can run on Windows, Linux, and MacOS. It provides a common API, which is used by several software frameworks, such as GNU Radio. With this software support, users can collaborate with a vibrant community of enthusiasts, students, and professionals that have adopted USRP products for their development. As a member of this community, users can find assistance for application development, share knowledge to further SDR technology, and contribute their own innovations.

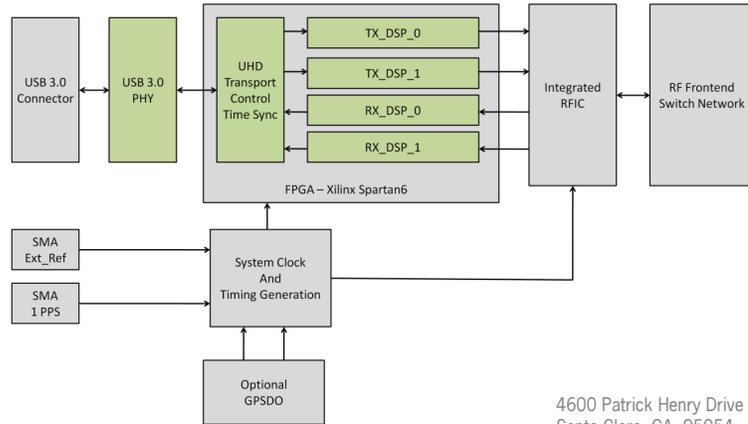




Spec	Typ.	Unit
Power		
DC Input	6	V
Conversion Performance and Clocks		
ADC Sample Rate (max)	61.44	MS/s
ADC Resolution	12	bits
ADC Wideband SFDR	78	dBc
DAC Sample Rate (max)	61.44	MS/s
DAC Resolution	12	bits
Host Sample Rate (16b)**	61.44	MS/s
Frequency Accuracy	±2.0	ppm
W/ GPS Unlocked TCXO Reference	±75	ppb
W/ GPS Locked TCXO Reference	< 1	ppb

Spec	Typ.	Unit
RF Performance (single channel)		
SSB/LO Suppression	-35/50	dBc
3.5 GHz	1.0	deg RMS
6 GHz	1.5	deg RMS
Power Output	>10	dBm
IIP3 (@ typ NF)	-20	dBm
Receive Noise Figure	<8	dB
Physical		
Dimensions	9.7x15.5x1.5	cm
Weight	350	g

*All specifications are subject to change without notice.
 ** See benchmark results for sample rates in various configurations.



About Ettus Research

Ettus Research is an innovative provider of software defined radio hardware, including the original Universal Software Radio Peripheral (USRP) family of products. Ettus Research is a leader in the GNU Radio open-source community, and enables users worldwide to address a wide range of research, industry and defense applications. The company was founded in 2004 and is based in Santa Clara, California. As of 2010, Ettus Research is a wholly owned subsidiary of National Instruments.

4600 Patrick Henry Drive
 Santa Clara, CA 95054

P 408.610.6399 www.ettus.com
 F 866.807.9801

