



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

“ANÁLISIS DEL DESEMPEÑO DE SISTEMAS
INALÁMBRICOS MIMO MXN CON MULTIPLEXACIÓN
POR DIVISIÓN DE FRECUENCIAS
ORTOGONALES (OFDM) PARA LA TRANSMISIÓN DE
INFORMACIÓN MULTIMEDIA USANDO RADIO
DEFINIDO POR SOFTWARE”

TRABAJO DE TITULACIÓN

Previo a la obtención del Título de:

MAGISTER EN TELECOMUNICACIONES

OMAR PATRICIO RAMOS CUEVA

GUAYAQUIL – ECUADOR

AÑO: 2017

AGRADECIMIENTO

A todos los profesores que han contribuido de una u otra manera con mi crecimiento profesional.

A la Ing. Maricela Freire por su guía y paciencia durante todo el duro proceso de aprendizaje.

Al Dr. Boris Ramos por su apoyo durante el desarrollo del presente trabajo de titulación.

A mi familia y amigos que con sus consejos y palabras de aliento, no permitieron que desista en la culminación del presente trabajo.

DEDICATORIA

A cada uno de los miembros de mi familia. Ustedes siempre serán la mejor parte de mí y el motor que me impulsa a seguir creciendo profesional y emocionalmente.

TRIBUNAL DE EVALUACIÓN



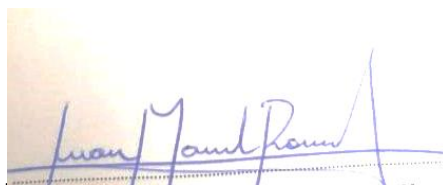
Ph.D. César Martín

SUBDECANO DE LA FIEC



Ph.D. Boris Ramos Sánchez

DIRECTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN



M.Sc. Juan Romero Arguello

MIEMBRO PRINCIPAL DEL TRIBUNAL

DECLARACIÓN EXPRESA

"La responsabilidad y la autoría del contenido de este Trabajo de Titulación, me corresponde exclusivamente; y doy mi consentimiento para que la ESPOL realice la comunicación pública de la obra por cualquier medio con el fin de promover la consulta, difusión y uso público de la producción intelectual"



Omar Ramos Cueva

RESUMEN

Bajo la necesidad de mostrar una evaluación en el desempeño de los esquemas SISO, el esquema investigado por Siavash M. Alamouti y el diseñado por el departamento de investigación de Bell Labs en Holmdel, New Jersey, se procedió a la implementación de los mismos mediante el uso de transceptores USRP 2029 y software para desarrollo de código LabVIEW. Los instrumentos virtuales (VI) que forman el eje del presente trabajo de investigación son la estimación de canal, los codificadores y decodificadores de los esquemas de Alamouti y D-BLAST. Para la evaluación de los diferentes esquemas se usaron dos antenas de transmisión y dos antenas de recepción. Para efectos de análisis, se utilizaron tres tipos diferentes de canales: AWGN, interior residencial de 4 pasos y exterior rural con 6 pasos. Adicional, se realizaron pruebas con 64 y 128 sub-portadoras con modulación QPSK y 16QAM. El rango de potencias de ruido introducido va desde -20dB a 0dB con pasos de 1dB.

En todas las pruebas realizadas, el sistema Alamouti demostró mejor desempeño, mostrando un BER bajo para las diferentes potencias de ruido. El sistema D-BLAST demostró ser relativamente mejor que SISO, sin embargo, al poseer un algoritmo recursivo para la detección de la señales, era muy sensible a errores en la modulación de 16QAM. Tener en consideración que el principio de diversidad espacial es el que permite a los sistemas de varias antenas transmisoras y receptoras aprovechar el problema del desvanecimiento multi-camino, al recibir la misma señal por varias antenas con el fin de combinarlas en el receptor y mejorar la obtención de la misma.

ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTO	ii
DEDICATORIA	iii
TRIBUNAL DE EVALUACIÓN	iv
DECLARACIÓN EXPRESA	v
RESUMEN	vi
Capítulo 1	1
1. PLANTEAMIENTO DE LA PROBLEMÁTICA.....	1
1.1. Identificación del problema.....	1
1.2. Justificación	2
1.3. Solución propuesta	3
1.4. Objetivos DEL TRABAJO DE TITULACIÓN	4
1.4.1. Objetivos generales	4
1.4.2. Objetivos específicos	4
1.5. Metodología.....	4
1.6. Alcance.....	5
Capítulo 2	6
2. ESTADO DEL ARTE.....	6
2.1. Sistemas inalámbricos de telecomunicación	6
2.1.1. Arquitectura de Red	6
2.1.2. Ventajas y desventajas de los sistemas de comunicación inalámbrica.....	11

2.1.2.1. Ventajas.....	11
2.1.2.2. Desventajas.....	11
2.1.3. Características de la Radio propagación	12
2.1.3.1. Desvanecimiento multi-camino	13
2.1.3.2. Interferencia intersimbólica.....	14
2.1.3.3. Codificación de canal.....	14
2.1.3.4. Secuencias de entrenamiento	18
2.1.3.5. Sincronización de trama	20
2.1.3.6. Sincronización de símbolo.....	21
2.2. Sistemas Multi-antenas MIMO.....	23
2.2.1. Breve historia	23
2.2.2. Esquema básico y funcionamiento	24
2.2.3. Ventajas en canales multi-camino	24
2.3. Multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM)	25
2.3.1. Características y principios	25
2.3.2. Ventajas y desventajas de OFDM.....	28
2.3.3. Funcionamiento de MIMO en sistemas OFDM	28
2.4. Técnicas aplicada en el mejoramiento de sistemas inalámbricos	30
2.4.1. Combinador de razón o tasa máxima (MRC).....	31
2.4.2. Esquema Alamouti.....	31
2.4.2.1. Esquema básico	31
2.4.2.2. Características y principios.....	32
2.4.2.3. Ventajas y desventajas	35

2.4.2.4. Aspectos importantes a considerar en la implementación	37
2.4.3. Esquema D-Blast (Diagonal Bell Labs Layered Space-Time).....	41
2.4.3.1. Esquema básico	41
2.4.3.2. Características y principios	41
2.4.3.3. Ventajas y desventajas	44
2.5. Herramientas usadas en la simulación de sistemas de telecomunicación.....	44
Capítulo 3	48
3. ESCENARIO DE ESTUDIO	48
3.1. Sistemas SISO	48
3.2. Sistemas MIMO 2x2	49
3.2.1. Sistemas MIMO 2x2 con algoritmo Alamouti	49
3.2.2. Sistemas MIMO 2x2 con algoritmo D-BLAST	50
3.2.3. Parámetros configurables	52
Capítulo 4	54
4. DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS	54
4.1. Descripción de instrumentos virtuales (VI) necesarios para la transmisión básica de información	54
4.2. Descripción de instrumentos virtuales (VI) correspondientes al Algoritmo Alamouti (MIMO 2x2)	67
4.3. Descripción de instrumentos virtuales (VI) correspondientes al Algoritmo D-BLAST (MIMO 2x2)	71
Capítulo 5	76
5. EXPERIMENTACIÓN Y ANÁLISIS DE DATOS.....	76

5.1. Experimentación y Análisis de Escenario SISO	76
5.2. Experimentación y Análisis de Escenario MIMO 2x2 con algoritmo de Alamouti	79
5.3. Experimentación y Análisis de Escenario MIMO 2x2 con algoritmo de D-BLAST	82
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	93
BIBLIOGRAFÍA.....	95
ANEXOS.....	97

CAPÍTULO 1

1. PLANTEAMIENTO DE LA PROBLEMÁTICA

En el presente capítulo, se expondrán las razones por las cuales se decidió a estudiar el desempeño de los diferentes esquemas MIMO con multiplexación ortogonal de frecuencias. Así mismo, se dará un pequeño “bosquejo” de los resultados que se esperan una vez se implementada la solución en las herramientas indicada en los próximos capítulos.

1.1. Identificación del problema

La transmisión de grandes cantidades de datos multimedia a través de comunicaciones inalámbricas se ven afectadas negativamente por varios factores, entre los cuales tenemos:

- ✓ Baja tasa de transmisión de información en relación al tiempo consumido.
- ✓ Alta sensibilidad de los sistemas inalámbricos tradicionales al ruido gaussiano blanco aditivo (AWGN).
- ✓ Desvanecimiento de señal debido a condiciones de propagación hostiles, originadas por la adición destructiva de componentes multi-camino.
- ✓ Interferencia Intersimbólica producida por el canal multi-camino.
- ✓ Alta tasa de error en la información procesada por el nodo receptor.
- ✓ Poco aprovechamiento del espectro, el cual es un recurso escaso en el ámbito de las telecomunicaciones.

En términos generales, la calidad del servicio brindada al usuario se ve afectada por los factores expuestos anteriormente, generando la necesidad de elaborar sistemas de comunicación inalámbrica más robustos y eficientes.

De entre los esquemas establecidos para la transmisión de información con una distribución de antenas MIMO y OFDM, como lo son Alamouti y D-BLAST,

se convierte en una necesidad identificar las ventajas y falencias de cada uno, comparando los mismos con un sistema básico SISO.

1.2. Justificación

Mediante la utilización de transceptores NI USRP (Universal Software Radio Peripheral) y software NI LabVIEW, ambos desarrollados por National Instruments, se puede implementar un sistema de radio definido por software que mitigue los problemas descritos en la sección anterior. Dicho sistema, diseñado con los algoritmos de procesamiento digital de señales utilizando las herramientas adecuadas y de tal forma que permita aprovechar los recursos espectrales y del sistema eficientemente, puede proponer ventajas como las siguientes:

- ✓ Aumento de la eficiencia del sistema mediante el envío de forma ortogonal de símbolos entre diferentes portadoras (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
- ✓ Mayor fiabilidad de enlace debido a la ganancia por diversidad de antena mediante la implementación de MIMO (Multiple-Input Multiple-Output)
- ✓ Disminución de la tasa de errores procesados por el receptor mediante la implementación de una codificación convolucional del canal.
- ✓ Proporcionar un aumento en la tasa de transferencia de información.
- ✓ Proveer una mejor calidad de servicio al usuario final en comparación a otros sistemas de comunicación inalámbrica.

Aprovechando las necesidades que la comunicación inalámbrica presenta, se han desarrollado varias técnicas para mejorar el uso del ancho de banda y el BER (Bit Error Rate) entre las cuales se analizará y comparará el desempeño de las siguientes:

- ✓ **Esquema desarrollado por Siavash M. Alamouti**, que permite proveer el mismo orden de diversidad como el MRRC (Maximal Ratio Receiver Combining) con M antenas de transmisión y dos

de recepción (Ver Anexo No. 1). Este sistema destaca por tres funciones importantes:

- La codificación y la secuencia de transmisión: En un periodo de símbolo determinado, M señales son transmitidas simultáneamente por ambas antenas.
 - El esquema de combinación en el receptor.
 - La regla de decisión de máxima verosimilitud.
- ✓ **Esquema denominado D-Blast (Diagonal Bell Labs Layered Space-Time)** liderado por el Ingeniero en Telecomunicaciones Gerard J. Foschini. En este sistema, la información a enviar es multiplexada en M vectores de información. Cada vector es codificado independientemente de los otros vectores. Por lo tanto, en vez de enviar cada vector por cada antena, la cadena de información es transmitida periódicamente por todas las antenas transmisoras.

1.3. Solución propuesta

Para realizar el respectivo estudio entre los esquemas Alamouti y D-Blast sobre MIMO-OFDM, se desarrollará e implementará un sistema de instrumentos virtuales (VI) sobre LabVIEW, mismo que en conjunto permitirá la transmisión de información entre las diferentes antenas.

Una vez instalado las soluciones en el respectivo software de ingeniería (LabVIEW) y el uso de transceptores USRP 2920, se procederá a realizar varias pruebas, configurando diferentes parámetros, como lo son la modulación (QPSK-16QAM), la afección del ruido de distribución gaussiana (AWGN) y el fenómeno ISI (Interferencia intersimbólica).

Para las pruebas sobre ISI, se configuraran fasores que asemejen el problema multi-camino para interiores y exteriores.

1.4. Objetivos del trabajo de titulación

1.4.1. Objetivos generales

Analizar el desempeño de sistemas MIMO $M \times N$ con Modulación OFDM para la transmisión de información multimedia usando Radio Definido por Software.

1.4.2. Objetivos específicos

- ✓ Implementar un sistema que permita la transmisión de información mediante modulación OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing).
- ✓ Adaptar el esquema de S. Alamouti a un sistema de transmisión de información mediante modulación OFDM.
- ✓ Adaptar el esquema D-BLAST a un sistema de transmisión de información mediante modulación OFDM.
- ✓ Realizar pruebas con ambos esquemas, adaptados al sistema de transmisión MIMO-OFDM.
- ✓ Comparar el desempeño de sistemas de multiantenas MIMO con sistemas de una sola antena SISO.
- ✓ Comparar el desempeño de los 2 sistemas MIMO $M \times N$ implementados para valores de $M=2$ y $N=2$.
- ✓ Analizar los resultados obtenidos en cuanto al desempeño de los esquemas de Alamouti y D-BLAST.

1.5. Metodología

- ✓ Aplicación de la técnica de Radio Definido por Software a través del uso de equipos NI USRPs y el software de interfaz gráfica LabVIEW para la implementación y comparación del desempeño de sistemas MIMO $M \times N$.
- ✓ Análisis y selección de recursos necesarios para el desarrollo de la solución.

- ✓ Definición de las limitantes y condiciones del escenario.
- ✓ Definición de los requerimientos funcionales y no funcionales de la solución.
- ✓ Diseño de la solución propuesta.
- ✓ Adaptación de esquema para transmisión en medio inalámbrico de Alamouti.
- ✓ Adaptación de esquema para transmisión en medio inalámbrico D-BLAST.
- ✓ Pruebas de transmisión de información multimedia.
- ✓ Análisis de resultados
- ✓ Conclusiones y Recomendaciones

1.6. Alcance

La solución permitirá analizar el desempeño de los esquemas Alamouti y D-BLAST, en interiores y exteriores para diferentes modulaciones (QPSK, 16QAM) mediante un canal AWGN e ISI.

Los diagramas de bloques comprenderán los sub-conjuntos de transmisión, inicialización y cierre de USRP, y recepción; mismos que estarán interconectados de tal manera que permitan el envío de un conjunto de bits de un extremo al otro. Esto permitirá medir la afección de los diferentes tipos de canal a la información, así mismo, estudiar la redundancia de información transmitida por las diferentes antenas.

Las muestras que se tomen en cada uno de estos escenarios determinarán las ventajas y falencias de cada uno de los esquemas para MIMO-OFDM descritos en los párrafos anteriores.

CAPÍTULO 2

2. ESTADO DEL ARTE

En el presente capítulo, se expondrá la base teórica de las comunicaciones inalámbricas. Así mismo, se detallarán los fundamentos en los cuales se han construido los diferentes esquemas a fin de comprender de mejor manera el funcionamiento de los mismos.

2.1. Sistemas inalámbricos de telecomunicación

La comunicación es una necesidad vital del ser humano, una herramienta sin la cual no podría desarrollar hasta la más simple de las actividades diarias. En la segunda mitad del siglo 20 se vislumbró una enorme transformación en comunicaciones electrónicas, la introducción de redes de paquetes, el desarrollo de redes de área local (LAN) con alta velocidad y el desarrollo de redes inalámbricas móviles, destacando las redes celulares, sistemas beeper e incluso redes móviles satelitales. Las primeras redes de telefonía celular análogas fueron reemplazadas rápidamente por redes digitales que permitían incrementar la capacidad de tráfico e implementan un largo menú de servicios orientados a la información [1].

Para soportar la transmisión de voz, información y video, varios sistemas de comunicación que usaban infraestructura fija tuvieron que evolucionar en el siglo pasado. Importantes ejemplos de redes inalámbricas son las redes de telefonía celular y las redes de acceso a Internet. [1]

En el capítulo presente se explicarán algunas particularidades de los sistemas de comunicación inalámbrica, así como varios componentes importantes en los que basan su arquitectura de funcionamiento robusta.

2.1.1. Arquitectura de Red

Es importante considerar los elementos de las redes inalámbricas en cuatro categorías: servicios, infraestructura, protocolos e ingeniería de red expuestos en la Figura 2.1.

Servicios. Desde la perspectiva del usuario de la red, el principal aspecto de la red es el servicio o el conjunto de servicio que la red diseñada debe soportar. En algunas redes, los servicios de voz pueden comprender un menú de tasas de transferencia de datos elegible: mientras mayor sea la tasa seleccionada, la calidad de la comunicación será mucho mejor ocupando un mayor ancho de banda, acompañado por la respectiva tarifa diferencial. [1]

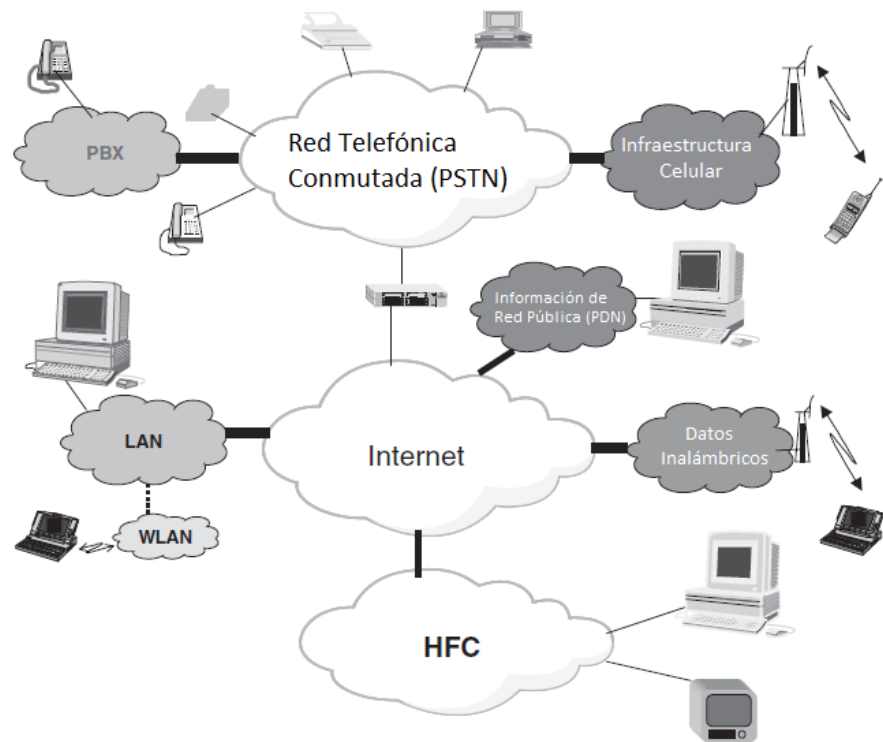


Figura 2.1: Interconexión de PST, Internet y HFC.

Los servicios de voz pueden ser provistos de varias maneras, la más simple es el transporte de información con las mínimas especificaciones del formato en el puerto de datos móviles. A los servicios que emplean código de corrección de errores hacia adelante en una tasa de transmisión establecida se los conoce como transparentes; mientras los que emplean código de detección de errores y retransmisión de bloques de información defectuosa para asegurar una mayor precisión en la data entregada al usuario se los conoce como no transparentes. [1]

Servicios de mensajes cortos (SMS) están disponibles en la mayoría de redes celulares para la transmisión y recepción de mensajes cortos mostrados en pantallas pequeñas. [1]

Infraestructura del sistema. El aprovisionamiento de varios servicios en una red inalámbrica da a lugar a varios requerimientos de hardware y software como los elementos que conectan la porción de red del cliente con la parte fija de la misma. Se debe considerar dos categorías de elementos del sistema: el terminal móvil y la infraestructura fija de la red inalámbrica que hace posible la conexión. [1]

El terminal móvil es el dispositivo del usuario que envía y recibe señales sobre un enlace inalámbrico. [1]

Además de recibir voz, las redes inalámbricas han evolucionado para poder transmitir información multimedia a altas velocidades.

Para el año 2017, se tienen que la máxima velocidad de descarga la tiene la compañía global de banda ancha y telecomunicaciones Verizon, con 36.0 Mbps de velocidad de descarga y 14.7 Mbps para la carga de datos. [2]

Para el caso de sistemas celulares, la parte fija de la infraestructura para redes inalámbricas incluye antenas, estaciones radio base (BS), centros de conmutación móvil (MSC) y líneas terrestres (usualmente, cable coaxial o fibra óptica) para realizar la conexión entre las BSs y MSCs al igual que entre la MSCs y la red telefónica conmutada (PSTN). La infraestructura fija de la red inalámbrica también puede incluir computadoras y una variedad de instrumentación requerida para la operación y mantenimiento de la red celular. [1]

“Backbone” de cables para redes inalámbricas. La infraestructura de cables más comúnmente usada para redes inalámbricas, incluye PSTN, Internet y fibra híbrida coaxial (HFC), originalmente diseñada para voz, información y aplicación de distribución en televisión por cable. [1]

Las principales fuentes de información transmitidas a través de los dispositivos de telecomunicación son voz, información y video. Voz y video son analógicos en naturaleza, mientras que el tráfico de información es digital. La aplicación dominante para voz es la telefonía, misma que es una conversación en tiempo real bidireccional y simétrico. Para soportar telefonía, los proveedores de servicios telefónicos han desarrollado infraestructura de red que estabiliza la conexión para una llamada por teléfono durante el proceso de marcado y la desconecta después de completar la conversación. Esta red es conocida como la red de telefonía conmutada (PSTN). La infraestructura de telefonía celular provee acceso inalámbrico a la PSTN. La infraestructura desarrollada para aplicaciones de video es la televisión por cable, misma que transmite señales de video en banda ancha a clientes residenciales. La infraestructura de red para información fue desarrollada para aplicaciones que gestionen la data por ráfagas y evolucionó en el internet, mismo que soporta acceso Web, e-mail, FTP y aplicación Telnet así como sesiones multimedia (voz, video e información) con una amplia variedad de características para cada enlace.

Capas de protocolos. Las redes de comunicaciones inalámbricas, y redes celulares en particular, deben cumplir muchas funciones complejas para poder establecer llamadas entre usuarios móviles, para implementar servicios en donde casa usuario se encuentra suscrito, para manejar autenticación de usuarios y para proveer movilidad a las terminales de los usuarios. Como se ha descrito anteriormente, estas tareas son ejecutadas por una serie de elementos fijos y móviles. [1]

El concepto básico es el de administrar la complejidad del diseño de red segmentando las funciones del sistemas en un conjunto de capas, cada una construida sobre las anteriores. Cada capa de protocolos tiene como función la de ejecutar servicios específicos para las capas superiores mientras las aísla de los detalles de

funcionamiento de la red. El conjunto de reglas por la cual la información es procesada y formateada en cualquier capa constituye un protocolo. Esto asegura, por ejemplo, que dos partes del equipo que funcionan en la misma capa puedan inter operar entre sí. Un conjunto de capas y sus protocolos son comúnmente conocidos como arquitectura de red. La lista de protocolos usados en un sistema se conoce como pila de protocolos. [1]

Por ejemplo, la arquitectura de red de GSM consiste de cinco capas: transmisión, manejo de recursos de red, manejo de movilidad, manejo de comunicación, y operación, administración y mantenimiento. [1]

Despliegue e ingeniería de tráfico. El costo de equipamiento y despliegue de redes de comunicación inalámbrica puede ser muy amplio dependiendo del tipo de red y la aplicación para lo cual se la está implementando. [1]

Un elemento importante en el planeamiento de las redes inalámbricas es determinar el tráfico que la misma podrá soportar. En el caso de los diseños de WLAN (Wireless Local Área Network), se querría conocer el número de terminales inalámbricos y algunas de las estadísticas del tipo de tráfico a ser generado por las terminales. Con un modelo de tráfico disponible, podemos determinar el número de puntos de accesos a ser provistos. Estas especificaciones de distribución de usuarios terminales nos permitirá conocer la posición apropiada de los puntos de acceso. [1]

En el caso del despliegue de redes celulares, las consideraciones son muy parecidas, con la importante diferencia que esos usuarios están el mayor tiempo en movimiento y que esos patrones de tráfico pueden cambiar significativamente de un día a otro e incluso de una hora a otra. [1]

2.1.2. Ventajas y desventajas de los sistemas de comunicación inalámbrica

2.1.2.1. Ventajas

- ✓ La asignación de terminales móviles al usuario permite que el mismo pueda desplazarse en grandes áreas y aun así permanecer conectado a la infraestructura de red fija.
- ✓ Debido a la capacidad de las redes inalámbricas para atravesar paredes e infraestructura, son más fáciles de instalar. [3]
- ✓ Las redes inalámbricas son de fácil instalación y mantenimiento comparados con las redes fijas. Esto puede ayudar a que una red crezca y tener miles y miles de usuarios.

2.1.2.2. Desventajas

- ✓ La más importante característica de las redes inalámbricas, que es el enlace de conexión de radio del dispositivo del usuario a la infraestructura de red fija es inherentemente menos confiable que una conexión con cables. [1]
- ✓ La inherente falta de fiabilidad de los radio enlaces conduce a una necesidad de mayor complejidad en el diseño de la capa física que la requerida en la red fija tradicional. [1]
- ✓ Otra característica importante de las comunicaciones inalámbricas es la limitación fundamental de espectro de frecuencia. Para sistemas que operan en bandas de frecuencias con licencia (servicio de telefonía celular es el principal ejemplo), cada proveedor de servicio opera en una

red con una banda de frecuencia fija, lo que significa que la misma se debe compartir para una larga cantidad de abonados. [1]

2.1.3. Características de la radio-propagación

La radio frecuencia, o RF, es el corazón de la mayoría de redes inalámbricas y opera con los mismos principios básicos de las señales de radio y TV. La sección RF del espectro electromagnético se encuentra entre las frecuencias de 9kHz y 300 GHz (Tabla 1), y las diferentes bandas del espectro son usadas para entregar diferentes servicios. [3]

<i>Tipo de transmision</i>	<i>Frecuencia</i>	<i>Longitud de onda</i>
Frecuencias muy bajas (VLF)	9-30 kHz	33-10 km
Frecuencias bajas (LF)	30-300 kHz	10-1 km
Frecuencias medias (MF)	300-3000 kHz	1000-100 m
Frecuencias altas (HF)	3-30 MHz	100-10 m
Frecuencias muy altas (VHF)	30-300 MHz	10-1 m
Frecuencias ultra altas (UHF)	300-3000 MHz	1000-100 mm
Frecuencias super altas (SHF)	3-30 GHz	100-10 mm
Frecuencias extremadamente altas (EHF)	30-300 GHz	10-1 mm

Tabla 1. Subdivisión del espectro de Radio Frecuencia

Teniendo en consideración que la longitud de onda y frecuencia de radiación electromagnética están relacionados a la velocidad de la luz, tal que la longitud de onda (λ) = velocidad de la luz (c) / frecuencia (f), o la longitud de onda en metros = 300/frecuencia en MHz. [3]

Las bandas RF que son usadas en la mayoría de redes son las licenciadas IMS (Instrument, Scientific and Medical bands), de las cuales, las más importantes yacen en los 915 MHz (868 MHz en Europa), 2.4 GHz y 5.8 GHz (Tabla 2). [3]

<i>Banda RF</i>	<i>Especificaciones de redes inalámbricas</i>
915/868 MHz ISM	ZigBee
2.4 GHz ISM	IEEE 802.11b.g. Bluetooth ZigBee
5.8 GHz	IEEE 802.11.a

Tabla 2. Bandas de radio frecuencia usadas para redes inalámbricas

Así como estas aplicaciones de banda angosta, nuevos estándares de redes como ZigBee hacen uso de la asignación de espectro para radio de ultra ancho de banda que permite transmisiones de muy baja potencia usar un rango amplio de espectro, desde los 3,1 a 10,6 GHz. [3]

2.1.3.1. Desvanecimiento multi-camino

El desvanecimiento multi-camino ocurre cuando las señales reflejadas, refractadas o difractadas viajan hacia el receptor mediante diferentes caminos, dando como resultado que lleguen en diferentes tiempos de llegada, conocidos como la propagación de retraso por multi-camino. Señales que arriban mediante diferentes caminos tendrán la fase cambiada con respecto a la señal con camino directo, tal como se muestra en la Figura 2.2 lo que causará más adelante cierto grado de interferencia destructiva en la antena receptora. Esto se puede comprobar en la recepción de televisión UHF donde una imagen “fantasma” causada por una señal de interferencia reflejada por un edificio cercano u otro objeto grande. [4]

Interferencia entre estas múltiples señales retrasadas puede reducir sustancialmente la potencia de la señal en la antena receptora, causando una pérdida que puede ir de 20 a 30 dB. [4]

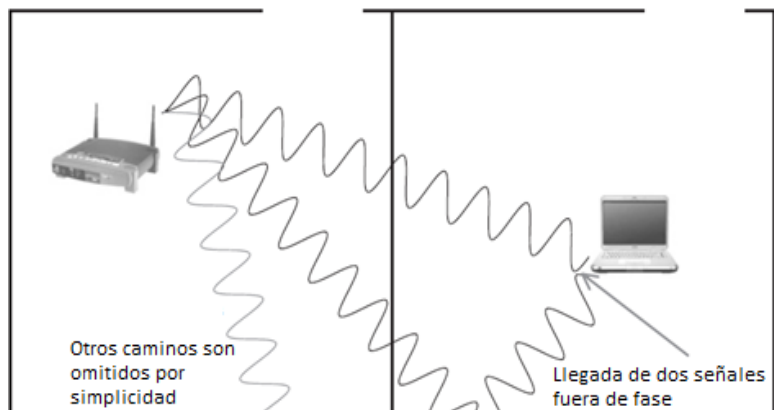


Figura 2.2: Desvanecimiento multi-camino en un ambiente interno

2.1.3.2. Interferencia intersimbólica

El ISI (interferencia intersimbólica) ocurre cuando, como resultado de la propagación multi-camino, dos símbolos transmitidos en diferente tiempo llegan juntos a la antena receptora atravesando diversos caminos (Figura 2.3). A pesar que OFDM es inherentemente menos susceptible al ISI, la mayoría de sistemas OFDM también introducen un intervalo de guarda entre cada símbolo para reducir esta interferencia. [4]

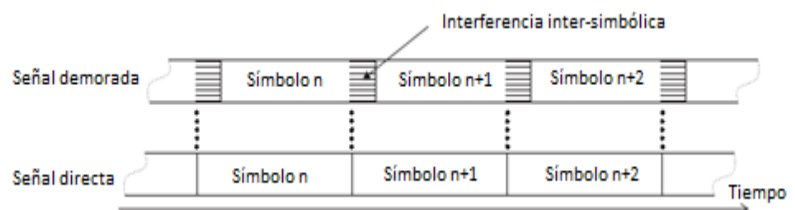


Figura 2.3: Interferencia Inter-simbólica (ISI)

2.1.3.3. Codificación de canal

Un problema fundamental en la comunicación digital en redes inalámbricas es que este medio de transmisión típicamente produce niveles de BER (Tasa de error binario) en la data enviada que son significativamente de magnitud

más “pobre” que los que usualmente se encuentran en canales inalámbricos. Adicional a esto se encuentra el hecho que en el ambiente inalámbrico, los errores de canal a menudo ocurren en ráfagas, coincidiendo esencialmente con la incidencia de grave desvanecimiento o incluso bloqueo de la señal en el enlace. El resultado de estos efectos es que la tasa de error promedio en canales inalámbricos estará a menudo en niveles relativamente altos (probablemente alrededor de 10^{-2} en redes celulares exteriores y canales radio-móviles) y aparecerán en una mezcla de patrones en ráfaga y de manera aleatoria, en donde por ráfaga el BER alcanzará el 50%. [1]

Desde una perspectiva más general, la codificación de control de error involucra la adición de redundancia sistemática a la información transmitida y el uso de esa redundancia en el receptor mejora la calidad de la data entregada en relación a la transmisión sin codificar. Como se describe en estos términos, la codificación tiene algo de similitud con la diversidad en transmisión y recepción. De hecho, la diversidad de transmisión de información en símbolos, en múltiples frecuencias o en varias posiciones de tiempo, es esencialmente lo mismo que codificación repetitiva, una simple forma de código de control de error. Sin embargo, existe un extenso catálogo de técnicas de codificación que están disponibles en donde se hace un uso más eficiente de la redundancia y que puede ser obtenida con simples repeticiones. En la Tabla 3 se visualizan las técnicas de codificación para control de errores que se suelen usar para la transmisión de información mediante medios inalámbricos.

Tipo de código	Comentarios
Código Hamming	Longitud = $2^m - 1, m = 2, 3, 4, \dots$ Distancia mínima $d_{min} = 3$
Código BCH	Longitud = $2^m - 1, m = 2, 3, 4, \dots$ $d_{min} \geq 2t - 1$, cualquier entero t Número de bits de paridad: $n - k \leq mt$
Código Golay (23,12)	$n = 23, k = 12, d_{min} = 7, t = 3$
Código (q-ario) Reed-Solomon (RS)	$q = p^m$, primo p , entero m $N = q - 1, K = 1, 2, 3, \dots, N - 1$ $d_{min} = N - K + 1$
Código Walsh-Hadamard	$n = 2^m, d_{min} = n/2$
Código binario convolucional	Tasas de codificación usadas típicamente: $\frac{1}{2}, \frac{1}{3}, \frac{1}{4}, \frac{1}{8}$ Longitudes de restricción típicas $k = 5, 6, 7$
Código Turbo	Dos codificadores cortos, con entrelazado

Tabla 3. Ejemplos de técnicas de codificación usadas en sistemas inalámbricos

Estas técnicas pueden ser agrupadas mayormente en tres categorías:

- ✓ **Codificación de detección de errores usando código por bloques.** En la detección o corrección de errores mediante codificación por bloques, k dígitos de información son usados con una regla de cifrado pre-establecida para calcular el conjunto de $n - k$ dígitos de comprobación de paridad, que son transmitidos conjuntamente con la información del canal como un código de bloque de n -dígitos o palabra clave. Se acostumbra referirse a este código de bloque comprobador de paridad como un código (n, k) , donde

n es la longitud del bloque y k es el número de dígitos de información codificada en cada bloque de código. La tasa de codificación es definida como $R = k/n$. La regla de codificación, definida por una matriz de comprobación de paridad o un equivalente generador polinomial, determina la estructura matemática del código y por lo tanto, las capacidades para detectar y corregir errores. [1]

La versión recibida de la palabra código transmitida es llamada simplemente “palabra recibida” ya que puede existir la posibilidad que esta no contenga la palabra propuesta o incluso algún código de palabra válido (como se definió en la regla de codificación), debido a los errores ocurridos durante la transmisión. El decodificador sigue al demodulador y trabaja en la palabra recibida para determinar si la información y dígitos de comprobación satisfacen la regla de codificación y si existe alguna discrepancia observada para detectar y posiblemente corregir los errores de transmisión. [1]

- ✓ **Codificación convolucional FEC.** En la codificación por código convolucional, el codificador acepta información en bits como un flujo continuo y así mismo va generando bits codificados en una tasa de bit más alta. El flujo de información alimenta b bits al codificador a la vez, donde b está usualmente en el rango de 1 a 6. El codificador opera en el flujo de entrada de b -bit y cierto número de b -bit de entrada que son inmediatamente predecesores para producir la salida de bits V en donde $V > b$. Es así que, la tasa de código es $R = b/V$. El número de segmentos de b -bit sucesivos de información sobre el cual cada paso de

codificación trabaja es llamado la longitud de código, mismo que se denotará como k . El codificador para un código convolucional podría ser pensado como una forma de filtro digital con memoria extendida en $k - 1$ símbolos en el pasado. Un típico código binario convolucional es el que teniendo $b = 1$, $V = 2$ o 3 , y k en el rango de 4 a 7. [1]

Como en la codificación por bloques, el código convolucional puede ser decodificado por fácil o difícil decisión, y las ventajas de desempeño para codificación de fácil-decisión variarán de nuevo con las características del canal. A pesar de que un número de diferentes algoritmos están disponibles para la decodificación convolucional, el que usado frecuentemente es el algoritmo de Viterbi, que es de hecho un algoritmo de máximo verosimilitud para señales constante de canal AWGN. [1]

- ✓ **Esquemas ARQ.** Un antiguo y bastante usado método de control de error combina la detección de error por codificación de bloques con la retransmisión por solicitud en una técnica llamada repetición automática bajo demanda (ARQ). Si la codificación para corrección de errores a futuro es usada en conjunción con el protocolo ARQ, la técnica es conocida como ARQ híbrida.

2.1.3.4. Secuencias de entrenamiento

El objetivo de las secuencias de entrenamiento es servir como señales de referencias, en donde el receptor le puede dar diferentes usos. La ausencia de una secuencia de entrenamiento correcta desembocaría en el mal desempeño de las técnicas de estimación. Las secuencias de entrenamiento empleadas para la sincronización deben

poseer propiedades de auto-correlación robustas. Los códigos Barker son una secuencia de entrenamiento que cumplen con las condiciones descritas anteriormente, con buenas propiedades de auto-correlación aperiódica y de rango.

Una secuencia Barker $\{a_k\}_{k=1}^{N_t}$ de longitud N_t es una secuencia de valores ± 1 , tal que:

$$\left| \sum_{i=1}^{N_t-k} a_i a_{i+k} \right| \leq 1 \quad (2.1)$$

Donde $1 \leq k \leq N_t$. Como consecuencia de esta propiedad robusta de auto-correlación, las secuencias Barker son usadas muchas veces en sistemas de comunicación digital que utilizan técnicas de espectro ensanchado.

La Tabla 4 tiene el listado de códigos Barker. El conjunto completo de secuencias Barker es la cerradura del recíproco negado de este conjunto de códigos.

Longitud de código	Secuencia Barker
2	[+,-]
3	[+,-,+]
4	[+,-,-,+]
5	[+,-,-,-,+]
7	[+,-,-,-,-,+]
11	[+,-,-,-,-,-,+]
13	[+,-,-,-,-,-,-,+]

Tabla 4. Listado de códigos Barker

Donde los signos “-” y “+” representan “-1” y “+1” respectivamente.

2.1.3.5. Sincronización de trama

El objetivo de la sincronización de trama es el de arreglar los retrasos múltiples de periodo de símbolo, determinando el inicio de trama. En otras palabras, el propósito es encontrar una referencia conocida en la señal transmitida a fin de que el receptor pueda realizar varios procesos, como la estimación de canal y ecualización.

En un canal plano en frecuencia donde la sincronización de símbolo ya ha sido ejecutada, tenemos:

$$y[n] = hs[n - d] + v[n] \quad (2.2)$$

Posterior al filtro de acoplamiento y al proceso de down-sampling en el receptor, donde h es un coeficiente de canal complejo que se desconoce y d es un desplazamiento de trama desconocido.

Suponiendo que los datos transmitidos en tramas contienen una secuencia de entrenamiento de longitud N_t seguida de $P - N_t$ símbolos y que $\{t[n]\}_{n=0}^{N_t}$ es la secuencia de entrenamiento conocida por el receptor y dado que esta secuencia tiene buenas propiedades de correlación, se procede a correlacionar la señal recibida con la secuencia de entrenamiento con el fin de calcular:

$$R[n] = \left| \sum_{k=0}^{N_t-1} t^* [k] y[n + k] \right|^2 \quad (2.3)$$

Asumiendo que el desplazamiento de trama es:

$$\hat{d} = \underset{n}{\max} R[n] \quad (2.4)$$

La correlación de la ecuación resulta en los siguientes términos:

$$\begin{aligned}
 R[n] &= \left| \sum_{k=0}^{N_t-1} t * [k] h s[n + k - d] \right|^2 \\
 &= |h|^2 \left| \sum_{k=0}^{N_t-1} t * [k] h s[n - d] \right|^2 \quad (2.5)
 \end{aligned}$$

Asumiendo que los datos transmitidos son diferentes a la secuencia de entrenamiento y que la misma se encuentra en una ventana de muestra observable, el pico de correlación deba estar localizado justamente en esta.

Ahora, asumiendo que el canal es selectivo en frecuencia:

$$y[n] = \sum_{\ell=0}^L h[\ell] s[n - \ell - d] + v[n] = h[\ell] * s[n - d] + v[n] \quad (2.6)$$

Donde $*$ representa la convolución.

La correlación recibida $R[n]$ despreciando el ruido es:

$$R[n] \approx |h[\ell] * t^*[-n] * s[n - d]|^2 \quad (2.7)$$

El efecto del canal es el de opacar el pico de correlación. La detección de trama basada en la correlación aún puede ejecutarse correctamente, pero pierde precisión a medida que el pico se desplazada por causa del canal. En la práctica, el valor $R[n]$ puede desplazarse por un valor de

$$\hat{d} = \underset{n}{\max} R[n] - \Delta, \text{ donde}$$

$$\Delta > 0 \text{ y usualmente, } \Delta < \frac{L}{4}.$$

2.1.3.6. Sincronización de símbolo

El entorno inalámbrico no puede ser modelado simplemente al añadir ruido blanco gaussiano simple. Un modelado de canal más realista, incluye atenuación, cambios de fase y retrasos en la propagación. El modelo de canal más conocido es el canal plano de frecuencia, mismo que viene dado de acuerdo a la Ecuación 2.8:

$$z(t) = \alpha e^{j\phi} x(t - \tau_d) + v(t) \quad (2.8)$$

Donde α es la atenuación, ϕ es un cambio de fase y τ_d es el retraso.

Para poder corregir el retraso causado por τ_d , se determinará la cantidad del mismo antes del proceso de downsampling.

El método de la máxima energía intenta encontrar el punto de muestra donde la energía promedio recibida es maximizada.

Con desvanecimiento plano en frecuencia, la entrada al receptor viene dada por la Ecuación 2.9:

$$z(t) = \alpha e^{j\phi} \sqrt{E_x} \sum_m s[m] g_{Tx}(t - mT - \tau_d) + v(t) \quad (2.9)$$

Asumiendo que $y(t)$ sea $z(t)$ luego de pasar por el filtro de acoplamiento en el tiempo continuo:

$$y[n] = \sqrt{E_x} \alpha e^{j\phi} \sum_m s[m] g((n - m)T - \tau_d) + v[n] \quad (2.10)$$

Dado un avance τ , la función que determina la energía de salida se define:

$$J(\tau) = \mathbb{E}|y(nT + \tau)|^2 = E_x \sum_m |g(mT - \tau - \tau_d)|^2 + \sigma_v^2 \quad (2.11)$$

$$J(\tau) = \mathbb{E}|y(nT + \tau)|^2 \leq E_x \sum_m |g(0)|^2 + \sigma_v^2$$

El máximo de la función $J(\tau)$ ocurre cuando $\tau - \tau_d$ es un múltiplo entero de la tasa de símbolo. El valor τ es conocido como la solución de máxima energía de salida. El valor resultante de τ en el cual $J(\tau)$ se maximiza es como la solución de máxima energía de salida.

2.2. Sistemas multi-antenas MIMO

En los próximos literales, se introducirán las partes importantes de los quemas de múltiples antenas de emisión y de recepción a fin de comprender de mejor manera la solución propuesta en los próximos capítulos.

2.2.1. Breve historia

La tecnología MIMO (Multiple Input Multiple Output) ha sido desarrollada por varios años. No solo los conceptos básicos de MIMO requerían ser formulados: adicionalmente, las nuevas tecnologías necesitaban ser desarrolladas siendo capaces de implementar MIMO completamente. Nuevos niveles de procesamientos son obligatorios para permitir algunos de las características de multiplexación espacial así como para aprovechar algo de ganancia de la diversidad espacial. [5]

En los años 1990, la diversidad especial era a menudo limitada a sistemas que cambiaban entre dos antenas o señales combinadas para proveer una mejor señal. Además, varias formas de conmutación de haces fueron implementados, pero en vista del nivel de procesamiento involucrado y el grado del mismo disponible en esa época, los sistemas eran generalmente limitados. [5]

Sin embargo, con los nuevos niveles de procesamiento que empezaron a ser disponibles, era posible usar tanto la diversidad espacial como la multiplexación espacial. [5]

El trabajo inicial con sistemas MIMO fue enfocado en diversidad espacial básica: aquí el sistema MIMO fue usado para limitar la degradación causada por la propagación multi-camino. Sin embargo esto fue solo el primer paso como sistema que empezó a usar la propagación multi-camino como ventaja, convirtiendo las trayectorias de señales adicionales en lo que podría efectivamente ser considerado como canales adicionales para transportar información adicional. [5]

Dos investigadores: Arogyaswami Paulraj and Thomas Kailath fueron los primeros en proponer el uso de multiplexación espacial usando MIMO en 1993 y en los años siguientes su patente norteamericana fue otorgada. Sin embargo, recayó en Bell Labs ser los primero en demostrar en laboratorio el prototipo de multiplexación espacial en 1998. [5]

2.2.2. Esquema básico y funcionamiento

Un canal puede ser afecto por el desvanecimiento y esto puede impactar a la tasa de ruido en la señal. Posteriormente, esto tendrá consecuencias en la tasa de error, asumiendo que la información digital está siendo transmitida. El principio de diversidad consiste en proveer al receptor con múltiple versiones de la misma señal. La diversidad ayuda a estabilizar el enlace y mejora el desempeño, reduciendo la tasa de error. [5]

Estos sistemas con múltiples antenas provocan una inclinación en la curva de probabilidad de error de bit (P_e). Esta variación es proporcional al valor de relación señal a ruido (SNR) como está dado en la siguiente relación:

$$P_e \propto SNR^{-d} \quad (2.12)$$

Donde d , está definida como la ganancia de diversidad del sistema. [6]

Existen otros tipos de diversidad espacial aparte de MIMO (Figura 2.4):

SISO: Single Input Single Output

MISO: Multiple Input Single Output

SIMO: Single Input Multiple Output

2.2.3. Ventajas en canales multi-camino

Varios esquemas de diversidad están disponibles y proveen un diferente número de ventajas:

- ✓ **Diversidad temporal:** Usando diversidad temporal, un mensaje puede ser transmitido en diferentes tiempos, por ejemplo, usando diferentes espacios de tiempo y codificación de canal.
- ✓ **Diversidad de frecuencia:** Esta forma de diversidad usa diferentes frecuencias. Esta se puede implementar en la forma en la que se usan los diferentes canales o en las tecnologías como la propagación de espectro/OFDM.
- ✓ **Diversidad espacial:** La diversidad espacial es identificada en el sentido más amplio como las bases de MIMO. Usa antenas localizadas en diferentes posiciones para tomar ventajas de las diferentes trayectorias del radio que existen en el típico ambiente terrestre. [5]

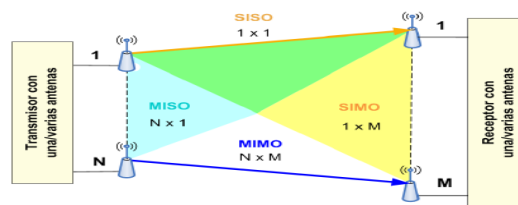


Figura 2.4: Sistemas con diferentes tipos de diversidad espacial

2.3. Multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM)

Los principios y fundamentos de la multiplexación ortogonal por división de frecuencias serán expuestos en los siguientes literales con el fin de comprender su adaptación a los esquemas MIMO.

2.3.1. Características y principios

El principio básico de OFDM es dividir la secuencia de datos en N sub-canales de datos paralelos, cada uno trabajando a una tasa de R_s/N símbolos por segundo. Cada sub-canal modula una sub-portadora de manera que la velocidad de transmisión total del sistema sea igual a la de una sub-portadora. En términos generales, las frecuencias de las sub-portadoras utilizadas para transmitir señales

multiplexadas en el dominio de la frecuencia deben ser espaciadas a un valor mayor que el ancho de banda de cada sub-portadora, es decir:

$$\Delta f > BW_{sp}; \Delta f > \frac{BW_s}{N}; \Delta f > 2R_m \quad (2.13)$$

En donde BW_{sp} es el ancho de banda ocupada por una sub-portadora y R_m es la tasa de señalización de una sub-portadora. BW_s es definido como:

$$BW_s = \frac{R_b}{\log_2(M)}(1+\alpha) = R_s(1+\alpha) \quad (2.14)$$

En donde R_b es la tasa de bit necesaria para garantizar la calidad del servicio del sistema, M es el orden de la modulación empleada, R_s es la velocidad de transmisión en la salida del modulador digital en fase y cuadratura. Para finalizar, α es el factor de caída (*roll-off*) del filtro de Nyquist empleado. [6]

Para realizar el esparcimiento entre sub-portadoras de acuerdo a Ecuación 2.13, es necesario que el ancho de banda total sea mucho mayor al ocupado por la señal modulada en una única portadora. Para evitar este problema, es necesario que las sub-portadoras sean sobrepuestas en el espectro de frecuencia sin introducir interferencia ICI (Intercarrier Interference). Para esto, las sub-portadoras deben ser ortogonales entre sí, es decir:

$$\int_0^T \cos(\omega_i t) \cdot \cos(\omega_l t) dt = 0; i \neq l \quad (2.15)$$

Donde $T = \frac{1}{R_m}$ es la velocidad de transmisión de cada sub-portadora. [6]

La Figura 2.5 muestra seis espectros de una señal OFDM.

La Figura 2.6 muestra un diagrama de bloques de un transmisor y receptor OFDM. Desde la izquierda, el flujo de bit de entrada a una tasa de R bps (bits por segundo) pasa por un convertidor de serie a paralelo y es dividido en N flujos de bits de tasa R/N bps. Cada uno de estos flujos de bits opera un modulador, el cual mapea cada bit o

símbolo en un punto en la constelación de la modulación que está siendo usada. La amplitud resultante N y los puntos de fase manejan las entradas de una transformada rápida inversa de Fourier (IFFT), la salida del cual es la suma de las sub-portadoras, cada una modulada de acuerdo a los flujos de bits de entrada individuales. [4]

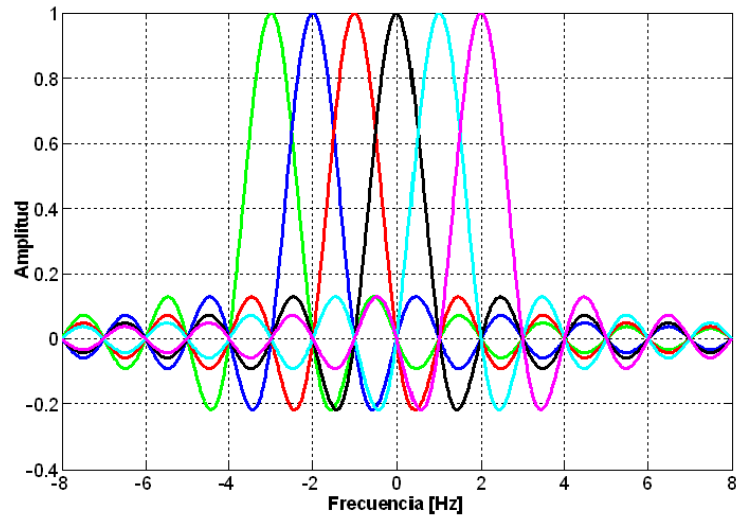


Figura 2.5: Espectro de una señal OFDM con 6 sub-portadoras

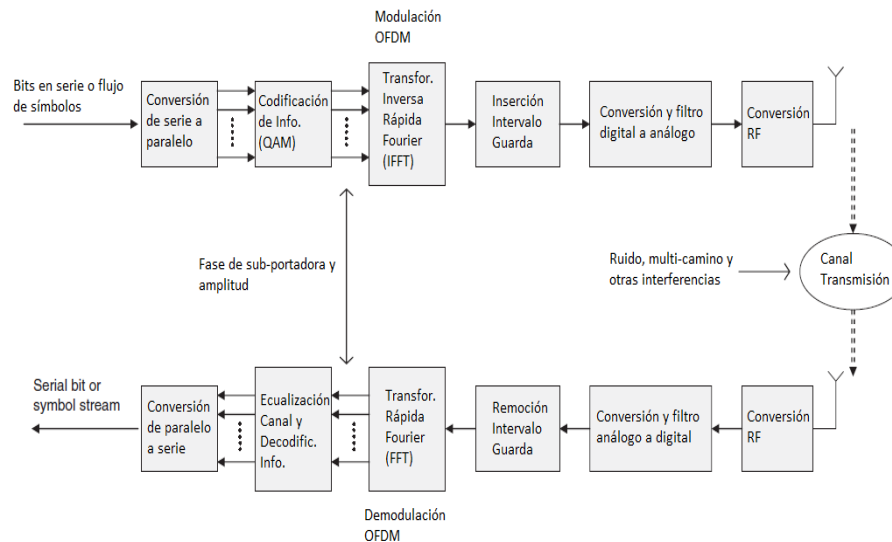


Figura 2.6: Diagramas de bloque de un transmisor y receptor OFDM

En el receptor, después de remover todos los intervalos de guarda, una transformada rápida de Fourier (FFT) determina la amplitud y fase de cada sub-portadora en la señal recibida. La amplitud y fase son ajustadas usando información reunida de los tonos pilotos. Una regla de demodulación es ejecutada al mapear esta amplitud y fase en una constelación de modulación y los bits de entradas correspondientes son generados. Los flujos de bit resultantes N en paralelo a una tasa R/N bps son combinados en un convertidor serial que devuelve el flujo de bit original R bps.[4]

2.3.2. Ventajas y desventajas de OFDM

Ventajas.

La modulación ortogonal introduce una gran ventaja, ya que si bien la tasa de transmisión es menor cuando se distribuye a través de múltiples portadoras que cuando se transmite solo por una, el enlace inalámbrico es menos susceptible a interferencia intersimbólica (ISI). [4]

Otra ventaja destacable en la modulación ortogonal de frecuencias es la alta tasa de transferencia de bits. [7]

Desventajas

Una de las mayores desventajas de OFDM es la necesidad de picos altos de tasa de potencia. Esto desemboca en una alta demanda sobre la linealidad en amplificadores. [7]

Adicional, un error en la sincronización puede destruir la ortogonalidad y causar interferencia. Error de ruido en la fase y el desplazamiento doppler puede causar una degradación del sistema OFDM. Bastante esfuerzo es requerido para diseñar sincronizadores de frecuencias precisos en OFDM. [7]

2.3.3. Funcionamiento de MIMO en sistemas OFDM

OFDM permite convertir un sistema MIMO selectivo en frecuencia en un conjunto de canales paralelos y planos en frecuencia, reduciendo

la complejidad del nodo receptor. La ejecución conjunta de los sistemas MIMO y OFDM es muy robusta, por lo que se ha convertido en un esquema atractivo para el acceso de comunicación inalámbrica de banda ancha. [6]

Dentro del transmisor MIMO-OFDM (Figura 2.7), la fuente de bits es codificada mediante la técnica FEC (Corrección futura de errores). Una vez realizado este paso, se convierte en una constelación mediante los esquemas de modulación digital para luego ser configurado por un codificador MIMO, donde las salidas equivalen a flujos de símbolos que serán modulados mediante OFDM y posteriormente enviados por una antena. En el modulador OFDM se aumentan símbolos pilotos de acuerdo a un patrón, para que la estimación de canal sea más sencilla. Un prefijo cíclico (CP) es adicionado en cada símbolo OFDM para reducir el atraso de propagación, mismo que es causado por el canal. Antes de convertirse en un frame de datos para su respectiva transmisión, se adiciona un preámbulo a cada ranura para efectos de sincronización. [6]

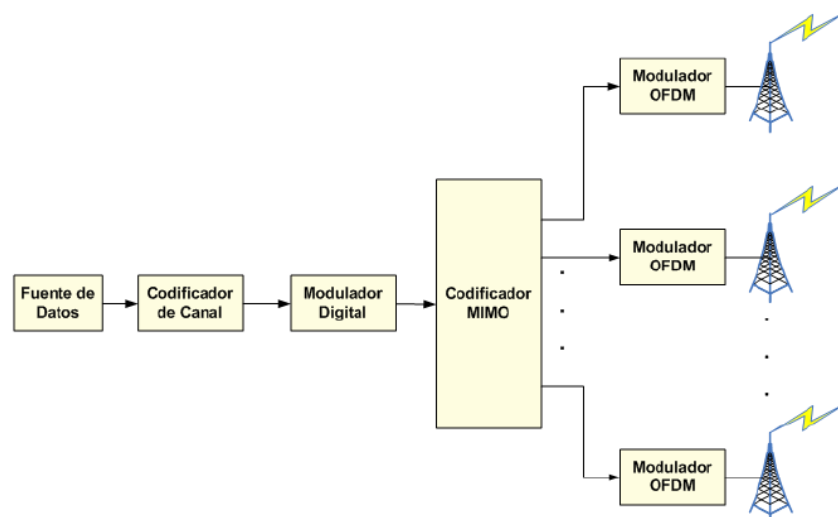


Figura 2.7: Esquema de transmisor para sistemas MIMO-OFDM

En cuanto al receptor (Figura 2.8), los símbolos son receptados por las diferentes antenas, donde son en un inicio sincronizados en

frecuencia y tiempo mediante el preámbulo mencionado en el párrafo anterior. Posterior a este paso, el preámbulo y CP son extraídos del flujo de símbolos en el receptor, permitiendo que el resto de símbolos OFDM sean demodulados por la FFT. Las frecuencias pilotos son también extraídas de los símbolos OFDM, mismas que luego serán utilizadas para la CE (Estimación de canal). La sincronización de frecuencia y sincronización de portadora son importantes para la extracción de pilotos y datos para su respectivo procesamiento. La matriz de canal contribuye al decodificador MIMO con la obtención de símbolos OFDM, los cuales luego son demodulados y decodificados. Para finalizar, el flujo de bit llega a su destino. [6]

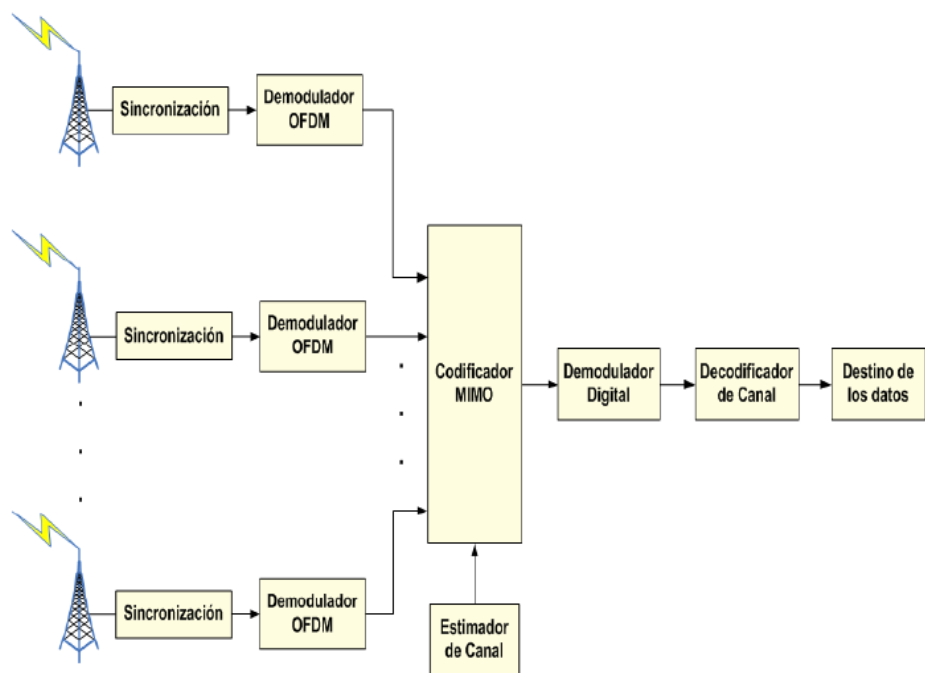


Figura 2.8: Esquema de receptor para sistemas MIMO-OFDM

2.4. Técnicas aplicada en el mejoramiento de sistemas inalámbricos

Varias técnicas han sido probadas con el fin de ofrecer una mayor eficiencia en cuanto a los sistemas MIMO-OFDM, siendo las más relevantes las implementadas por Siavash M. Alamouti y los esquemas de Bell Labs Tech.

2.4.1. Combinador de razón o tasa máxima (MRC)

Diversas técnicas están disponibles para diversidad en la recepción de señales. Con la selección de diversidad, una señal es elegida desde el conjunto total de las mismas, usualmente se basa en la fuerza de la señal recibida. Con combinación lineal, como el nombre lo sugiere, el conjunto de diversidades son simplemente sumadas antes de la demodulación. En el método más óptimo de combinación, llamado combinación de razón o tasa máxima, el conjunto de diversidades son ponderadas antes de ser sumadas, donde cada ponderación es proporcional a la amplitud de las señales recibidas. El MRC para la diversidad del canal puede ser considerado una equivalencia a un filtro receptor discreto combinado, en el sentido de que provee un óptimo SNR pos-demodulación para la señal recibida, donde en este caso es hecho con varios componentes. [1]

2.4.2. Esquema Alamouti

Como se había explicado en párrafos anteriores, mediante el uso de esquemas MIMO-OFDM, se puede aprovechar la diversidad espacial y aumentar la tasa de transmisión de información, y a su vez aprovechando el fenómeno de las trayectorias multi-camino que tenían un impacto negativo en las comunicaciones inalámbricas.

2.4.2.1. Esquema básico

A medida que pasan los años, aparecen aplicaciones donde un mayor orden de diversidad es requerida y la implementación de varias antenas en el nodo receptor son factibles. En estos casos, es posible proveer una diversidad del orden $2M$ con dos antenas de transmisión y 2 antenas de recepción. [8]

La Figura 2.9 muestra una representación básica del nuevo esquema con 2 antenas de transmisión y 2 antenas de recepción. [8]

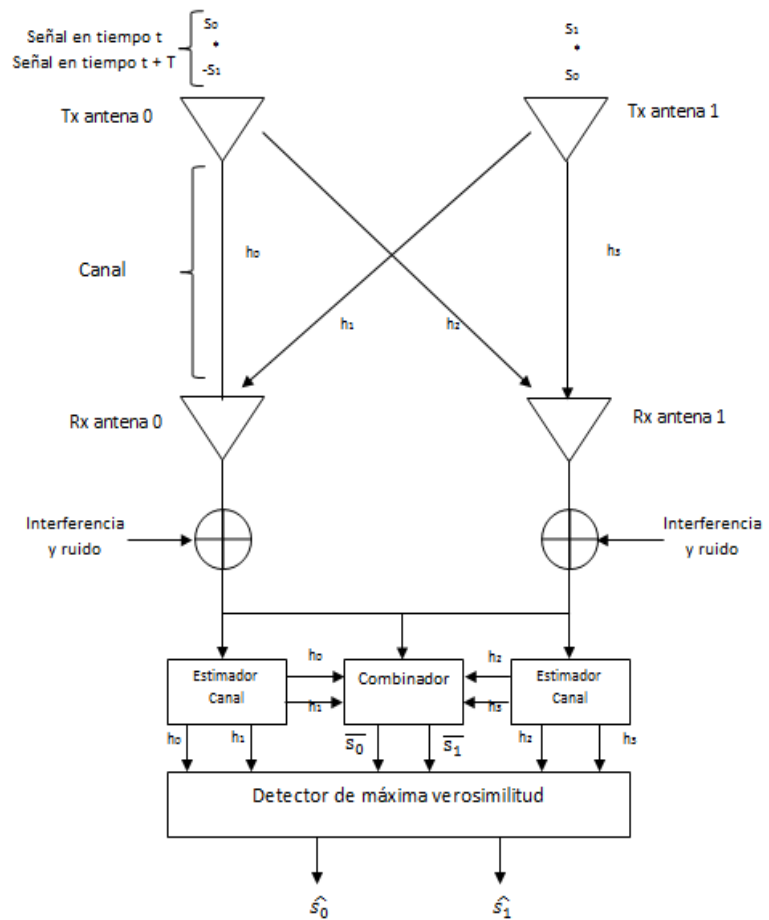


Figura 2.9: Esquema básico de Alamouti con 2 antenas de transmisión y 2 de recepción.

2.4.2.2. Características y principios

La codificación y secuencia de transmisión de símbolos de información para esta configuración viene dada de acuerdo a la Tabla 5. [8]

	Antena 0	Antena 1
Tiempo t	s_0	s_1
Tiempo $t+T$	$-s_1^*$	s_0^*

Tabla 5. Codificación y secuencia de transmisión para esquema de diversidad con 2 antenas de transmisión

En un periodo de símbolos determinado, dos señales son transmitidas simultáneamente desde las 2 antenas. La señal de la antena 0 es denotada por s_0 y la señal de la antena 1 por s_1 . Durante el siguiente periodo de símbolo, la señal $-s_1^*$ es transmitida por la antena 0 y la señal s_0^* por la antena 1, donde $*$ es la conjugada compleja. En la Tabla 5 la codificación está realizada en espacio y tiempo. La codificación, sin embargo, puede ser también hecha en espacio y frecuencia. En lugar de 2 periodos de símbolo adyacentes, dos portadoras juntas pueden ser usadas. [8]

La Tabla 6 define los canales entre las antenas transmisoras y receptoras y la Tabla 7 explica la notación para las señales recibidas en las dos antenas receptoras. [8]

	Rx Antena 0	Rx Antena 1
Tx Antena 0	h_0	h_2
Tx Antena 1	h_1	h_3

Tabla 6. Definición de canales entre las antenas transmisoras y receptoras

	Rx Antena 0	Rx Antena 1
Tiempo t	r_0	r_2
Tiempo $t+T$	r_1	r_3

Tabla 7. Notación de las señales recibidas en las dos antenas receptoras

Donde:

$$r_0 = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0$$

$$r_1 = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1$$

$$\begin{aligned}
r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\
r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3 \quad (2.16)
\end{aligned}$$

n_0 , n_1 , n_2 y n_3 son variables aleatorias complejas que representan el ruido en el receptor y la interferencia. El combinador en la figura 2.9 construye dos señales que son enviadas al detector de máxima verosimilitud:

$$\begin{aligned}
\tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* + h_2^* r_2 + h_3 r_3^* \\
\tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* + h_3^* r_2 + h_2 r_3^* \quad (2.17)
\end{aligned}$$

Substituyendo las ecuaciones apropiadas, tenemos:

$$\begin{aligned}
\tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* + h_2^* n_2 + h_3 n_3^* \\
\tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 - h_2 n_3^* + h_3^* n_2
\end{aligned} \quad (2.18)$$

Estas señales combinadas son posteriormente enviadas al decodificador de máxima verosimilitud donde la señal se usa el siguiente criterio de decisión para señales PSK (Modulación por desplazamiento de fase):

Elige si si:

$$\begin{aligned}
&(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_1) \\
&\leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k) \quad (2.19)
\end{aligned}$$

Elige si si:

$$d^2(\tilde{s}_0, s_1) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k \quad (2.20)$$

Es interesante señalar que las señales combinadas desde las dos antenas receptoras son la simple adición de las señales combinadas por cada uno de los nodos de recepción, es decir, el esquema de combinación es idéntico a un caso con una sola antena receptora. Se llega a la conclusión que, usando dos antenas de transmisión y M antenas de recepción, podemos colocar un combinador

para cada nodo receptor y luego sumarlos simplemente a las señales combinadas de todas las antenas receptoras y así obtener la misma diversidad que en un 2M MRRC (Combinador de Radio Máximo). En otras palabras, utilizando dos antenas en el transmisor, el esquema dobla el orden de diversidad de los sistemas con un nodo transmisor y múltiples antenas receptoras. [8]

2.4.2.3. Ventajas y desventajas

Ventajas

- ✓ El esquema de diversidad en transmisión de Alamouti permite mejorar el error en el desempeño, la tasa de transferencia de información, o la capacidad de los sistemas inalámbricos de comunicación. [8]
- ✓ La disminución de sensibilidad al desvanecimiento puede permitir la implementación de mayores niveles en esquemas de modulación para incrementar la efectividad de la tasa de transferencia o un menor factor de reutilización en un ambiente multi-celda con el objetivo de incrementar la capacidad del sistema. [8]
- ✓ El esquema puede también ser usado para incrementar el rango de cobertura de área de sistemas inalámbricos. En otras palabras, el esquema de Alamouti es efectivo en todas las aplicaciones donde la capacidad del sistema es limitada por el desvanecimiento multi-camino y por consiguiente, puede representar una simple y efectiva manera de alcanzar las demandas del mercado para la calidad y eficiencia sin un rediseño completo de los sistemas existentes. [8]

Desventajas

- ✓ El esquema requiere la transmisión simultánea de dos diferentes símbolos a través de dos antenas. Si el sistema es limitado en cuanto a la potencia irradiada, para tener el mismo total de esta a través de las antenas de transmisión, la energía localizada en cada símbolo debería ser mermada. Esto resulta en una penalidad de 3-dB en el error de desempeño. [8]
- ✓ Se asume que el receptor tiene un perfecto conocimiento del canal. La información del canal puede ser entregada mediante la inserción del piloto símbolo y su respectiva extracción. Símbolos conocidos son transmitidos periódicamente desde el transmisor al receptor. El receptor extrae las muestras y las interpola para construir un estimado del canal para cada símbolo de información transmitido. [8]
- ✓ Existen muchos factores que pueden degradar el desempeño de la inserción de pilotos y técnicas de extracción, como coeficientes interpolados erróneamente o efectos de cuantización. Sin embargo, la fuente más común en error de estimación para sistemas banda-angosta, es la variación del canal en el tiempo. El error en la estimación de canal es minimizado cuando la frecuencia de inserción de pilotos es mayor o igual a la tasa de muestreo de Nyquist del canal, la cual es el doble de la máxima frecuencia Doppler. Por lo tanto, mientras el canal sea muestreado a una tasa suficiente, la degradación debido a los errores en la estimación del canal es pequeña. [8]

- ✓ Para la recepción en esquemas de combinación de diversidad con M antenas, en un determinado momento, M muestras independientes de los M canales están disponibles. Con M antenas transmisoras y un solo receptor, sin embargo, los estimados de M canales deben ser derivados de una sola señal recibida. Por lo tanto, la estimación de canal se realiza de otra manera. Para estimar el canal de una antena transmisora a la receptora, los símbolos piloto deben ser transmitidos desde la antena transmisora correspondiente. Para estimar todos los canales, los pilotos deben alternarse entre las antenas (o símbolos pilotos ortogonales deben ser transmitidos desde las antenas). En cualquier caso, los pilotos son requeridos M veces. Esto significa que en un esquema con diversidad de 2 antenas transmisoras, se requiere el doble de pilotos que en el esquema de dos antenas receptores. [8]
- ✓ Este tipo de esquemas son sensibles a los errores de sincronización, provocando que la más mínima falla en este aspecto distorsione la constelación recibida en el nodo receptor.

2.4.2.4. Aspectos importantes a considerar en la implementación

- ✓ **Efectos de retraso**

Con una diversidad de transmisión N , si las copias transformadas de la señal son transmitidas en diferentes intervalos desde todas las Antenas, el retraso de decodificación es N periodos de símbolo. Es decir, para un esquema de diversidad nivel 2, el retraso es de dos periodos de símbolo.

Para un sistema multi-portadora, sin embargo, si las copias son enviadas en el mismo tiempo y sobre diferentes frecuencias de portadora, entonces el retraso de decodificación será de solo un periodo de símbolo. [8]

✓ ***Configuración de antenas***

Por practicidad, el requerimiento principal para el mejoramiento de diversidad es que las señales transmitidas desde las diferentes antenas deben estar lo suficientemente no correlacionadas (menor a una correlación de 0.7) y que tengan casi la misma potencia promedio (menor que una diferencia de -3 dB). Dado que el medio inalámbrico es recíproco, la guía para la configuración de las antenas transmisoras, es la misma que la de las antenas receptoras. Por ejemplo, han existido muchos resultados experimentales indicando que si dos antenas receptoras son usadas para proveer diversidad en una estación base receptora, deben tener un orden de 10 veces la longitud de onda con el fin de proveer suficiente no correlación. Igualmente, las medidas muestran que para conseguir la misma mejora en la diversidad en las unidades remotas, es suficiente con separar las antenas en la estación remota con casi tres veces la longitud de onda. Esto debido a que la diferencia en entorno de propagación en la proximidad de la base estación y remota. Las estaciones remotas están usualmente rodeadas de entornos de dispersión cercanos donde la estación base se encuentra

menudo ubicada en una altitud más elevada, donde no existe la dispersión. [8]

Si se asume que dos antenas de transmisión son usadas en la estación base para proveer diversidad en la estación remota en el otro lado del enlace, la pregunta importante es cuan alejadas deberían estar las antenas transmisoras al dispositivo remoto en orden de proveer diversidad. La respuesta es que los requerimientos de separación para recibir diversidad en un lado del enlace son idénticos a los requerimientos para transmitir diversidad en el otro extremo. Esto es debido a que el medio de propagación entre el transmisor y receptor en cualquier dirección es idéntico. En otras palabras, para proveer la suficiente no correlación entre las señales transmitidas desde las dos antenas de transmisión en la estación base, se lo debe hacer en el orden de diez longitudes de onda de separación entre las dos antenas transmisoras. Equivalentemente, las antenas de transmisión en las unidades remota deben estar separadas alrededor de tres longitudes de onda para proveer diversidad a la estación base. [8]

Cabe destacar que esta propiedad permite el uso de diversidad existente en las antenas receptoras en la estación base desde la diversidad en la transmisión. Además, se hace posible, que dos antenas pueden ser usadas para transmitir y recibir en la estación base y las unidades remotas, a fin de proveer un orden de diversidad de 4 en ambos lados del enlace. [8]

✓ **Fallo “suave”**

Una de las ventajas del esquema combinados de diversidad es que se incrementa la confiabilidad debido a los múltiples flujos de recepción. Si uno de los flujos en la recepción falla, el otro se encuentra operacional, por tal motivo el desempeño se degrada en orden de la ganancia por diversidad. En otras palabras, la señal aún puede ser detectada pero en menor calidad. Esto es comúnmente nombrado como una falla “suave”. Afortunadamente, el nuevo esquema de diversidad provee los mismos fallos en baja intensidad.

✓ **Impacto sobre la interferencia**

El nuevo esquema requiere la transmisión simultánea de señales desde dos antenas. A pesar que la mitad de la potencia es transmitida por cada antena, tal parece que el número de potenciales interferencias es duplicado, es decir, se tiene el doble de número de interferencia, cada uno con la mitad de potencia. A menudo se asume que en la presencia de muchas interferencias, la interferencia general es una distribución gaussiana. Dependiendo de la aplicación, si esta premisa se mantiene, el nuevo esquema en la misma distribución y potencia de intereferencia que el sistema. Los esquemas de cancelación de interferencia pueden ser usados efectivamente en interferencias con ciertas propiedades, sin embargo, pueden afectar el diseño del sistema. No está claro si el impacto es positivo o negativo. El uso de esquemas de diversidad de transmisión (para mitigar el desvanecimiento) en conjunción

con técnicas de procesamiento de matrices para mitigar interferencia han sido estudiadas para códigos trellis de espacio-tiempo.

2.4.3. Esquema D-Blast (Diagonal Bell Labs Layered Space-Time)

D-BLAST es una técnica MIMO efectiva que ha sido originalmente desarrollada para sistemas de una sola portadora con desvanecimiento plano de canal.

2.4.3.1. Esquema básico

En la Figura 2.10, se muestra la estructura de un sistema MIMO-OFDM usando el esquema D-BLAST. El conjunto de todas las sub-portadoras en un bloque OFDM es dividido en N_t sub-conjuntos, cada uno con $L = K/N_t$ sub-portadoras. Cada capa, compuesta por N_t sub-conjuntos asociados con diferentes antenas transmisoras, es codificado y decodificado independiente. Nótese que cada capa aún tiene K sub-portadoras, pero diferentes sub-portadoras pueden estar asociadas con diferentes antenas transmisoras. Las capas que empiezan en el bloque n son denotadas como $L_p [n]$, $p=1,2,\dots,N_t$. Reutilizando las notaciones, k es el índice de sub-portadoras y el índice de símbolo para cada capa. Dada la estructura D-BLAST OFDM, la señal recibida en cada antena es la superposición de la señal deseada, las señales ya detectadas en las capas previas, y las que están sin detectar. [9]

2.4.3.2. Características y principios

La detección de la señal de D-BLAST MIMO-OFDM es también muy similar a la D-BLAST original. Para sistemas MIMO-OFDM con N_t antenas transmisoras ($N_r \geq N_t$), la señal recibida en la sub-portadora k del bloque n de la j antena receptora, podemos expresar que:

$$x_j[n, k] = \sum_{i=1}^{N_t} H_{ij}[n, k] b_i[n, k] + w_j[n, k], (2.21)$$

Para $j = 1, \dots, N_r$ y $k = 0, \dots, K-1$, donde K es el total de número de sub-portadoras de OFDM, $b_i[n, k]$ es el símbolos transmitido desde la i antena transmisora a la sub-portadora k del bloque n , $H_{ij}[n, k]$ es la frecuencia respuesta al canal en la sub-portadora k del bloque n correspondiente a la antena transmisora i y la antena receptora j , y $w_j[n, k]$ es el ruido gaussiano aditivo que se asume es independiente y distribuido idénticamente con media cero y varianza ρ . [9]

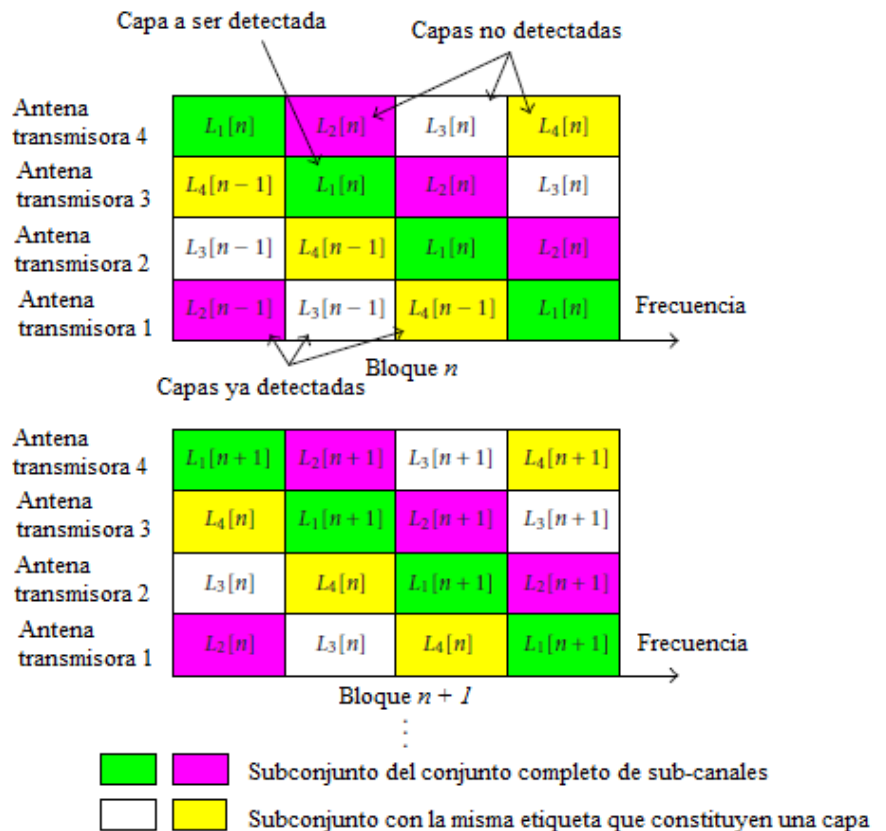


Figura 2.10: Estructura D-BLAST MIMO-OFDM

La Ecuación 2.21 también puede ser escrita en forma de matriz como:

$$x[n, k] = b[n, k] + w[n, k], (2.22)$$

Donde:

$$x[n, k] = \begin{pmatrix} x_1[n, k] \\ \vdots \\ x_{N_r}[n, k] \end{pmatrix},$$

$$H[n, k] = \begin{pmatrix} H_{11}[n, k] & H_{21}[n, k] & \dots & H_{N_t 1}[n, k] \\ \vdots & \dots & \ddots & \vdots \\ H_{1 N_r}[n, k] & \dots & \dots & H_{N_t N_r}[n, k] \end{pmatrix},$$

(2.23)

$$b[n, k] = \begin{pmatrix} b_1[n, k] \\ \vdots \\ b_{N_t}[n, k] \end{pmatrix},$$

$$w[n, k] = \begin{pmatrix} w_1[n, k] \\ \vdots \\ w_{N_r}[n, k] \end{pmatrix}.$$

Debido a la detección del canal por capas en D-BLAST, usualmente solo conocimiento parcial de los símbolos transmitidos de todas las antenas transmisoras en un bloque OFDM está disponible después de la decodificación de cada capa. Para explotar las características de la estructura D-BLAST, la estimación de canal es llevada a cabo cada vez que una capa es detectada. Siendo que las respuestas de canal son independientes entre los diferentes pares de antenas transmisoras-receptoras, consideramos que la estimación de canal para una antena receptora en particular y omitimos el subíndice j en la Ecuación 2.21 para obtener:

$$x[n, k] = \sum_{i=1}^{N_t} H_i[n, k] b_i[n, k] + w[n, k]. \quad (2.24)$$

Después de la detección de una capa $Lp[n]$, estimamos la respuesta canal del bloque n . Dado que solo una parte de las las sub-portadoras del bloque OFDM actual tienen señales desde todas las antenas transmisoras detectadas, podemos reemplazar la señal recibida en las sub-

portadoras no detectada completamente con las de los bloques OFDM previos con el objetivo de completar un vector de señal recibida. [9]

2.4.3.3. Ventajas y desventajas

Ventajas

Se aplica estructura D-BLAST a sistemas MIMO-OFDM para desarrollar un estimador de canal que actualice los parámetros en una metodología por capa. Desde que la actualización de estimación de canal usando señales detectadas para mejorar la detección del resto de señales en el actual bloque OFD; el sistema es más robusto al desvanecimiento rápido de canales cuando se lo compara con el estimador tradicional por bloques. [9]

Desventajas

La complejidad de la estructura básica de funcionamiento de D-BLAST puede resultar muy elevada para ser práctica en la mayoría de sistemas inalámbricos actuales. [9]

Además, con base en la estructura del decodificador, el desperdicio de espacio-tiempo es necesario. Esto hace que D-BLAST no alcance el límite de capacidad, dado que este desperdicio se repite cada vez que un nuevo conjunto de capas es transmitido. [9]

2.5. Herramientas usadas en la simulación de sistemas de telecomunicación

LabVIEW

Es una herramienta informática desarrollada por National Instruments (NI) que, mediante el uso de bloques programables permite la simulación, diseño y construcción de sistemas de telecomunicaciones (Figura 2.11). Basa su popularidad en su vasta colección de funciones y controles matemáticos, modulación y procesamiento de señales.

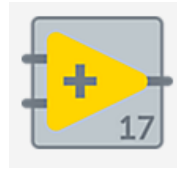


Figura 2.11: Isotipo de LabVIEW

Entre sus bondades está la de simplificar la integración de hardware, permitiendo la adquisición y visualización de datos desde casi cualquier dispositivo de entrada/salida, ya sea de NI o de terceros. Además, ofrece una sintaxis de programación gráfico que permite reducir el tiempo de desarrollo. [10]

Transceptores USRP (Universal Software Radio Peripheral)

El USRP (Figura 2.12) es un transceptor (transmisor y receptor) que mediante el uso de una PC básica, permite la implementación de un potente sistema de desarrollo y ejecución de prototipos inalámbricos. Cuando se usa conjuntamente con el software para desarrollo de sistemas de comunicación LabVIEW, los transceptores USRP ayudan a generar prototipos de una gran variedad de sistemas de comunicaciones inalámbricas MIMO y de un solo canal.



Figura 2.12: Imagen de un transceptor USRP 2920

Entre las funcionalidades que ofrece el transceptor USRP 2920, tenemos:

- ✓ Rápida y viable prototipo de solución.
- ✓ Opciones de radiofrecuencia de transceptores configurables, cubriendo desde los 50MHZ a los 2.2 GHz.
- ✓ Fácil implementación de sincronización MIMO

- ✓ Diseños de referencia para grabar y reproducir, prototipos de capa física y monitoreo espectral. [12]

Cuando un USRP está conectado a una PC, este actúa como un software radio-definido con capacidades de procesamiento de señales digitales. Cada dispositivo USRP provee un canal de transmisión y recepción independiente.

El NI USRP 2930 incluye un reloj integrado de referencia GPS-disciplinado. El reloj de referencia provee un mejoramiento de la precisión de frecuencia, capacidades de sincronización e información de posición GPS. La Figura 2.13 muestra el diagrama de bloques del sistema USRP. Existen 2 cadenas de señales de transmisión y recepción que son comunes entre los diferentes modelos de equipos.

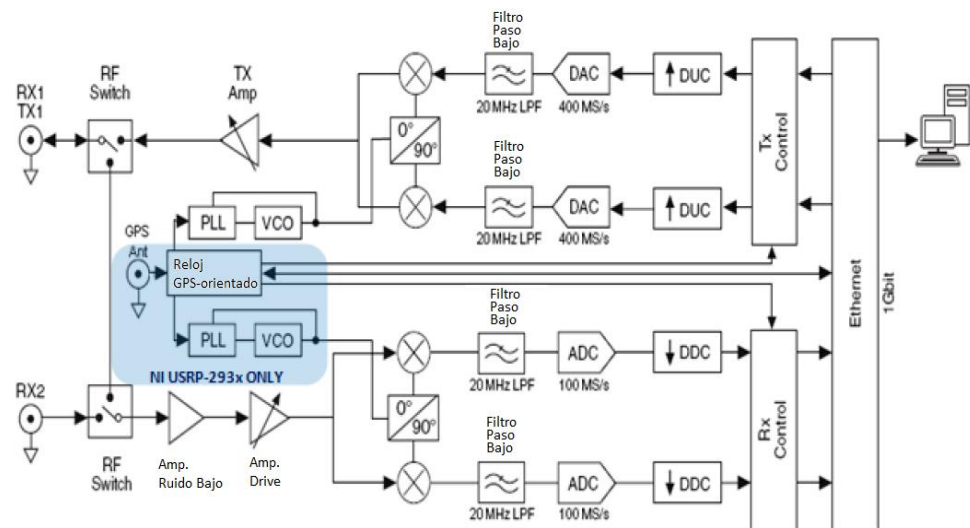


Figura 2.13: Diagrama de bloques de sistema USRP

El sistema de desarrollo LabVIEW provee una manera ideal de interactuar con los equipos NI USRP para el diseño y exploración de algoritmos de comunicación que procesen señales recibidas y sintetice señales para transmisión. El driver de NI USRP provee funciones (Virtual Instrumentes de Labview) para la configuración de hardware y software con herramientas para abrir y cerrar sesiones y ejecutar operaciones de lectura y escritura (Figura 2.14).

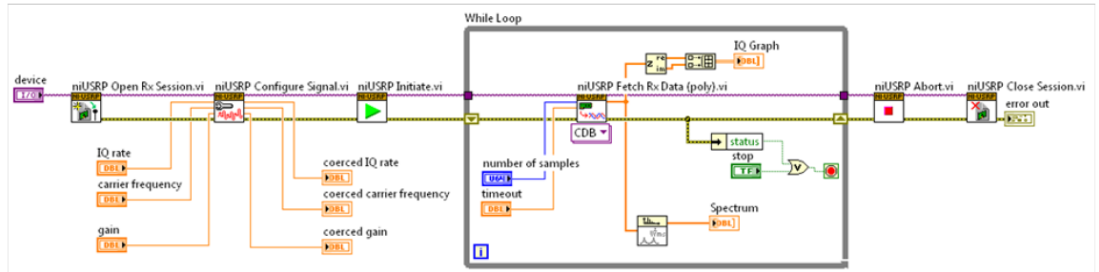


Figura 2.14: Receptor continuo usando driver NI-USRP en Software Labview

CAPÍTULO 3

3. ESCENARIO DE ESTUDIO

Para el presente proyecto, se estudiarán tres escenarios en donde se evaluará el comportamiento de los sistemas inalámbricos. El primero será el sistema convencional de una antena transmisora y una antena receptora (SISO) mediante la multiplexación por división de frecuencias ortogonales. Luego, se implementará la configuración de 2 antenas de transmisión y 2 antenas de recepción (MIMO) para OFDM, adaptando los esquemas de mejoramiento de sistema Alamouti y D-BLAST, detallados en capítulos anteriores.

3.1. Sistemas SISO

Para efectos de comparación y estudiar el comportamiento tradicional de las señales en un ambiente inalámbrico básico, se implementara el sistema de antenas SISO con OFDM descrito en la Figura 3.1.

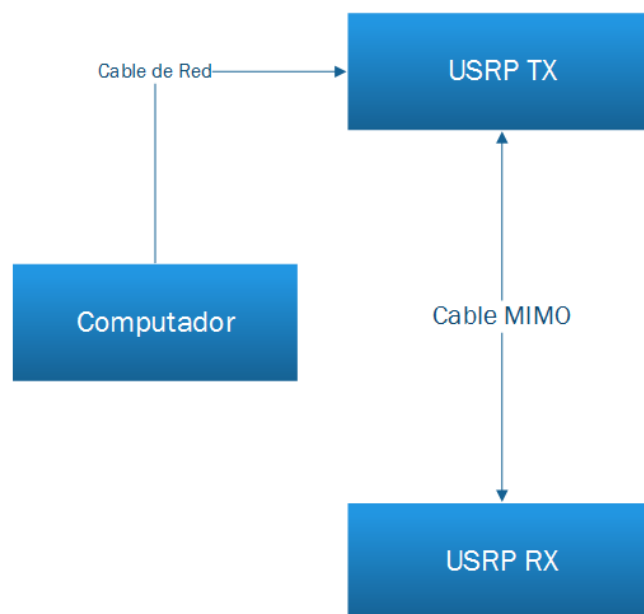


Figura 3.1: Diagrama de hardware para sistema SISO

El mismo estará conformado por una antena de transmisión y una antena de recepción. La información será multiplexada y transmitida de acuerdo a la

configuración OFDM descrita en la Figura 3.2, viéndose afectada mayormente por los inconvenientes del desvanecimiento multi-camino.

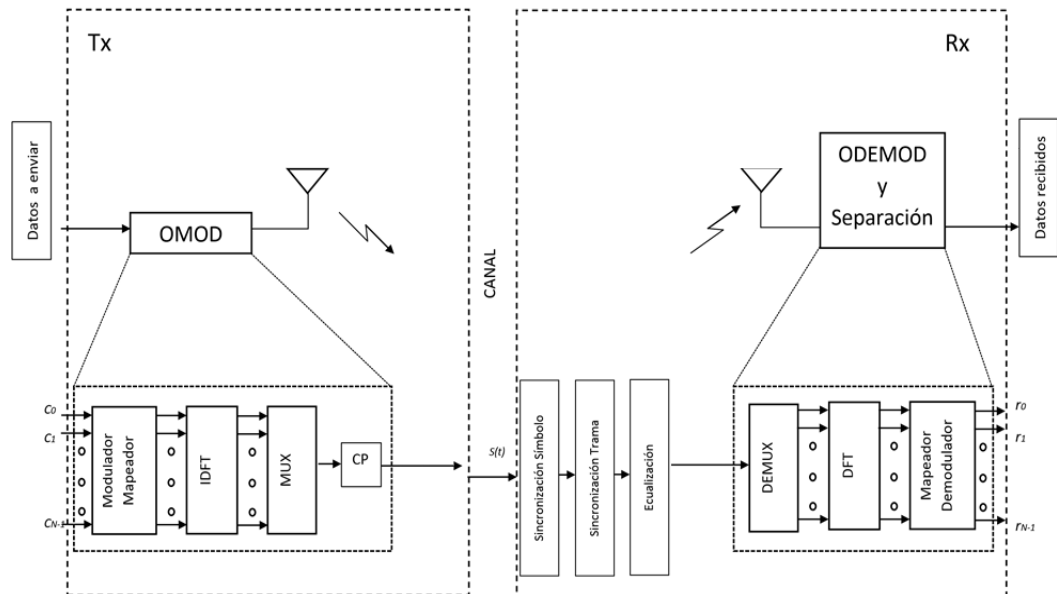


Figura 3.2: Esquema básico de componentes SISO-OFDM

3.2. Sistemas MIMO 2x2

Mediante el uso de 2 antenas de transmisión y 2 antenas de recepción, además de la multiplexación por división ortogonal de frecuencias, se pretende mejorar los resultados obtenidos mediante el escenario SISO. La diversidad espacial se puede aprovechar a través del uso de varias antenas de transmisión y de recepción. Adicional, el efecto del desvanecimiento multi-camino se puede ver mitigado al momento de usar el esquema establecido.

3.2.1. Sistemas MIMO 2x2 con algoritmo Alamouti

Con base en los esquemas de MIMO-OFDM expuestos en párrafos y capítulos anteriores, se adapta el esquema de Alamouti para aumentar la eficiencia de los sistemas inalámbricos de acuerdo a Figura 3.3.

Mediante el aprovechamiento de la diversidad espacial al instalar 2 antenas transmisoras y receptoras, y el envío redundante de las señales a través de estas, se pretende mejorar la forma en la que el

receptor analiza y convierte la información hasta llegar al usuario final conforme Figura 3.4.

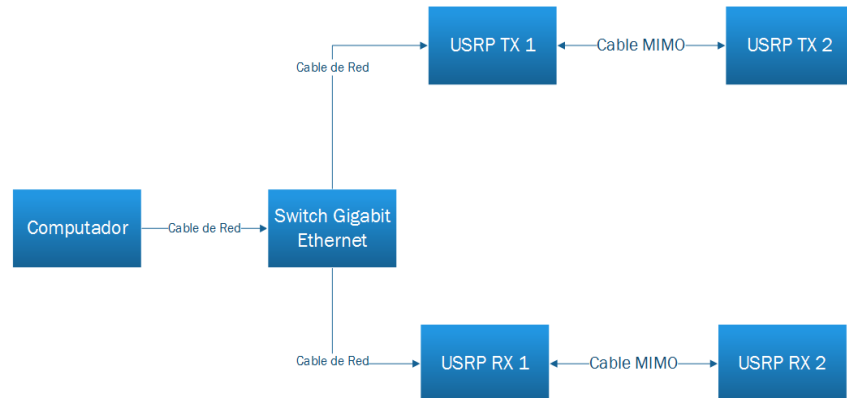


Figura 3.3: Diagrama de hardware para sistema MIMO-Alamouti

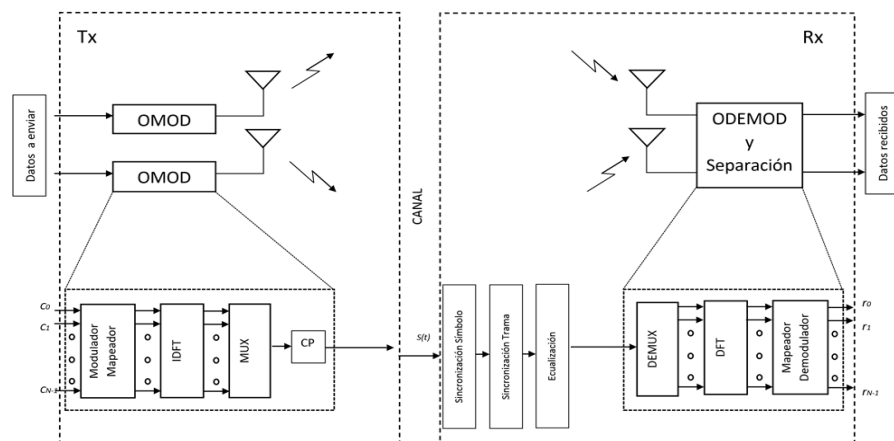


Figura 3.4: Esquema básico de componentes de sistema ALAMOUTI

En el capítulo VI se describirá la solución propuesta para este esquema, incluyendo los instrumentos virtuales y los aspectos teóricos más importantes.

3.2.2. Sistemas MIMO 2x2 con algoritmo D-BLAST

Mediante la adaptación del esquema de D-BLAST desarrollado por Lab Bells Tech, a un sistema MIMO-OFDM, se pretende mejorar el funcionamiento de los sistemas inalámbricos (Figura 3.5).

3.2.3. Parámetros configurables

Para realizar las respectivas pruebas y establecer una conclusión en cuanto a los esquemas Alamouti y D-BLAST, se ha decidido analizar los siguientes escenarios:

- ✓ AWGN
- ✓ ISI 1: Interno residencial
- ✓ ISI 2: Exterior rural

El canal interno residencial tendrá 4 pasos con sus respectivos fasores de acuerdo a la Tabla 8, mismo que asemejarán el desvanecimiento multi-camino para este entorno.

Paso	Fasor
1	1 -0 i
2	-0,501186780706262 + 0,00067379243958277 i
3	0,25409635204837- 0,000683212394931399 i
4	-0,127349272328981 + 0,000513625221704514 i

Tabla 8. Fasores para canal interno residencial

El canal externo rural tendrá 6 pasos con sus respectivos fasores de acuerdo a la Tabla 9, que representarán el desvanecimiento multi-camino para este escenario.

Paso	Fasor
1	1 -0 i
2	-0,630956774286423 + 0,000848254424465535 i
3	0,39810573148236 - 0,00107042375086992 i
4	-0,251186600169364 + 0,00101308606513202 i
5	0,158487027632098 - 0,000852283660672322 i
6	-0,099997740767606 + 0,000672191471735521 i

Tabla 9. Fasores para canal externo rural

Para cada escenario, se tomarán 10 muestras de BER (Bit Error Rate), variando la potencia de ruido desde -20dB a 0dB en pasos de 1.

La tasa de muestreo, tanto en transmisor como receptor, será de 20M. La tasa de símbolo será configurada en 10M y por ende, la tasa de sobre-muestreo de 2, con base en la siguiente relación:

$$Tasa\ muestreo = Tasa\ de\ símbolo * factor\ sobre - muestreo \quad (3.1)$$

Las modulaciones a revisarse serán la QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) y 16QAM (Quadrature Amplitude Modulation), cada una enviando una constelación de 4 y 16 puntos respectivamente.

La frecuencia de operación para las respectivas pruebas será de 4MHz.

Para ampliar el análisis de resultados, se harán varias ejecuciones para 64 sub-portadoras con un prefijo cíclico de 8 y 128 sub-portadoras con un prefijo cíclico de 16.

CAPÍTULO 4

4. DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS

En el presente capítulo, se detallarán los componentes de la solución propuesta, así mismo, las ecuaciones necesarias para implementar el mismo en las herramientas indicadas.

4.1. Descripción de instrumentos virtuales (VI) necesarios para la transmisión básica de información

Para una mejor comprensión de los bloques que se detallarán en este capítulo, se procederá a detallar las funciones de LabVIEW más usadas en los mismos:

Bucle For:

Ejecuta un sub-diagrama n veces, donde n es el valor conectado a un contador (N). Las iteraciones (i) proveen el contador de iteración actual, cuyo rango va desde 0 a $n-1$ (Figura 4.1).

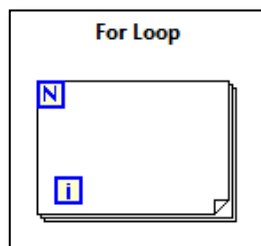


Figura 4.1: Representación de bucle FOR en LabVIEW

Index Array:

Devuelve el *elemento* o *sub-arreglo* de un *arreglo* de n -dimensiones en un *índice* indicado (Figura 4.2).

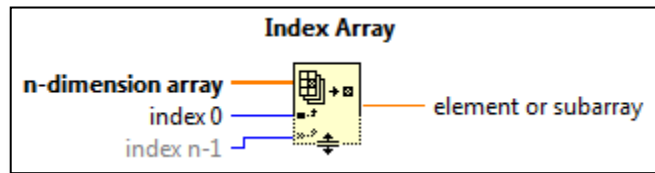


Figura 4.2: Representación de Index Array en LabVIEW

Array Size:

Devuelve el número de elementos en cada dimensión del *arreglo* (Figura 4.3).

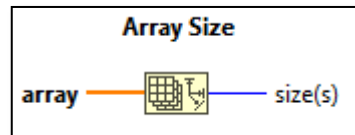


Figura 4.3: Representación de Array Size en LabVIEW

Build Array:

Concatena múltiples arreglos o añade elementos a un arreglo n-dimensional (Figura 4.4).

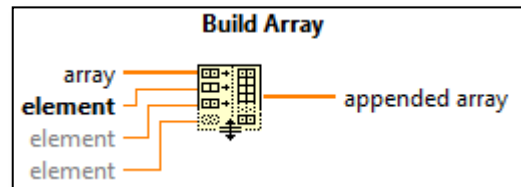


Figura 4.4: Representación de Build Array en LabVIEW

Decimate 1D Array:

Divide los elementos de un arreglo en una salida de arreglos, colocando elementos en las salidas sucesivamente. Esta función elimina cualquier elemento que causa que las salidas de los arreglos tengan diferentes longitudes (Figura 4.5).

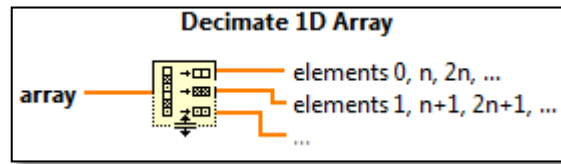


Figura 4.5: Representación de Decimate 1D Array en LabVIEW

Interleave 1D Arrays:

Entrelaza los elementos correspondientes de varios arreglos de entrada en un solo arreglo de salida (Figura 4.6).

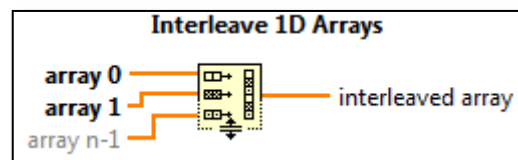


Figura 4.6: Representación de Interleave 1D Arrays en LabVIEW

Transpose 2D Array:

Reordena los elementos de un arreglo de dos dimensiones de tal forma que el arreglo 2D $[i,j]$ se convierta en un arreglo transpuesto $[j,i]$ (Figura 4.7).

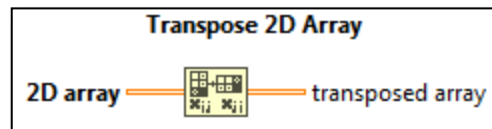


Figura 4.7: Representación de Transpose 2D Array en LabVIEW

Mediante la implementación de una interfaz gráfica se colocan componentes de desarrollo de software que permitirán capturar los parámetros necesarios para establecer la transmisión y recepción en el sistema.

Entre los parámetros más importantes que se deben configurar, tenemos.

- ✓ Frecuencia
- ✓ Tasa de Muestreo
- ✓ Sincronización para las antenas del transmisor y receptor
- ✓ Tasa de símbolo

- ✓ Factor de sobre-muestreo para el transmisor y receptor
- ✓ Esquema de Modulación (4QAM, 16QAM, 64QAM)
- ✓ Tasa de símbolo
- ✓ Símbolos por paquete

Adicional, se implementó una pestaña donde se ingresan los parámetros para simular las afectaciones comunes de los canales, tales como el ruido gaussiano y el desvanecimiento multi-camino (Anexo 5).

Adicionalmente, existe una ventana donde se visualizan los resultados obtenidos por el ejercicio, tales como el BER, los bits en el receptor y la constelación recibida Anexo 6).

Para lograr la transmisión de información mediante el esquema de antenas MIMO, Multiplexación OFDM y los esquemas Alamouti [13] y D-BLAST se usan una serie de VI, diagramados en cierto orden, los cuales explicaremos a continuación.

Conjunto de VIs correspondientes a la transmisión:

Los bloques usados para la transmisión de información pueden ser visualizados de acuerdo a la Figura 4.8, expuesta a continuación:

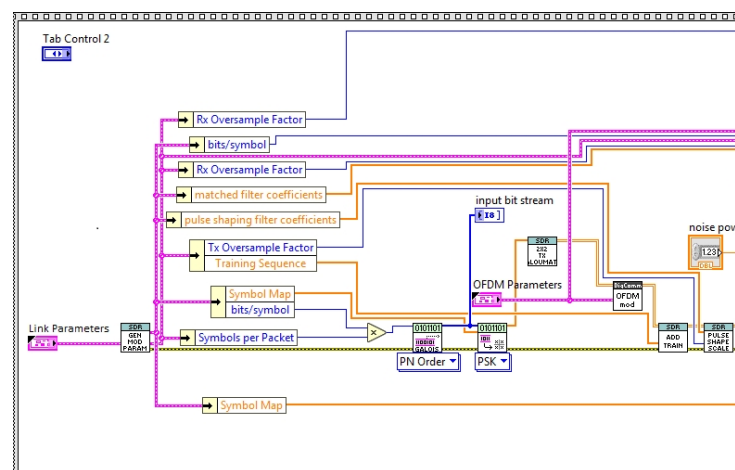


Figura 4.8: Conjunto de bloques correspondientes a la parte de transmisión.

El diagrama mostrado en la Figura 4.9 corresponde al subGenerateModulationParameters el cual permite la inicialización de parámetros para la modulación.

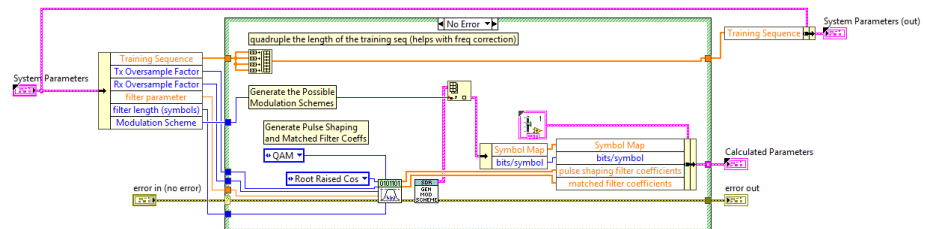


Figura 4.9: Diagrama de VI subGenerateModulationParameters

Como la Figura 4.10 lo detalla, el VI MT Generate Bits genera los bits para el respectivo mensaje.

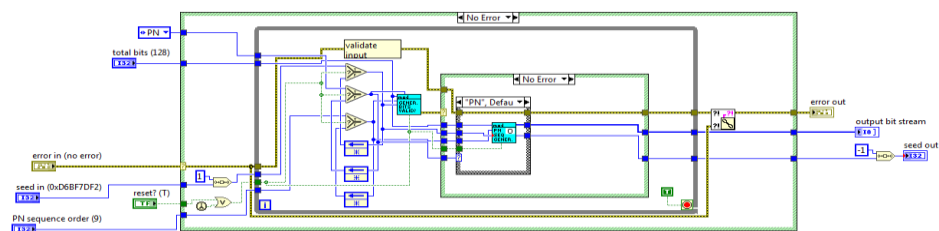


Figura 4.10: Diagrama de VI MT Generate Bits

En la Figura 4.11 se detalla el VI MT Maps Bits To PSK Symbol el cuál, como su nombre lo indica, mapea los bits a símbolos.

Los bits con sus respectivas secuencias de sincronización y longitud, deben ser mapeadas en símbolos previos a su envío, con base en la modulación que se haya elegido en la interfaz (4QAM, 16QAM, 64QAM).

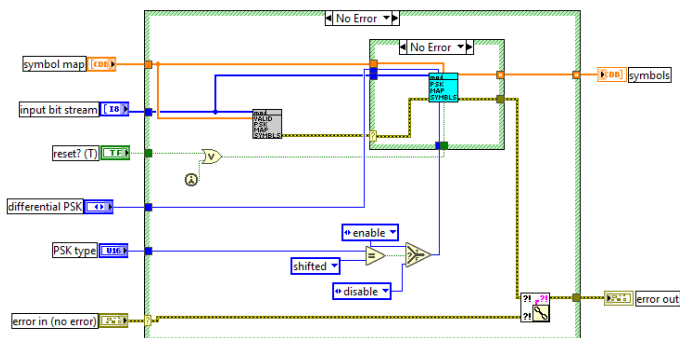


Figura 4.11: Diagrama de VI MT Maps Bits To PSK Symbol

En la Figura 4.12, se detalla el diagrama para el modulador OFDM. Este bloque ejecuta las siguientes tareas:

- ✓ Convierte el flujo de entrada en serie en flujos paralelos.
- ✓ Inserta tonos nulos en cada bloque en determinado índice.
- ✓ Ejecuta la IFFT a cada bloque.
- ✓ Añade el prefijo cíclico.

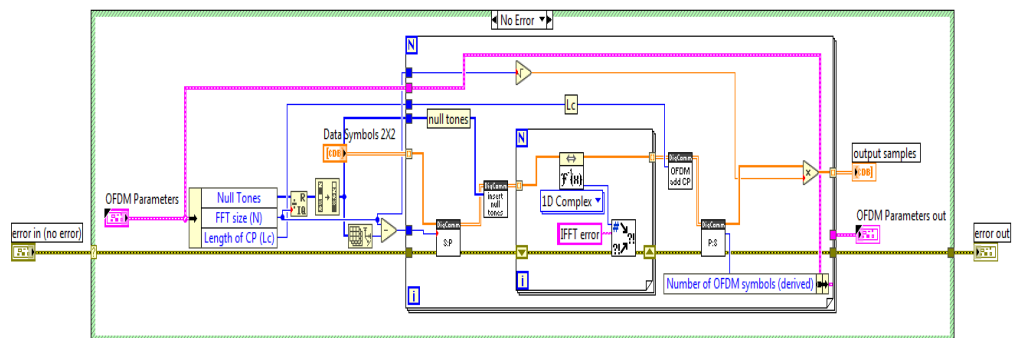


Figura 4.12: Diagrama de VI OFDM Modulator

El VI subAddControl (Figura 4.13) añade la secuencia de entrenamiento.

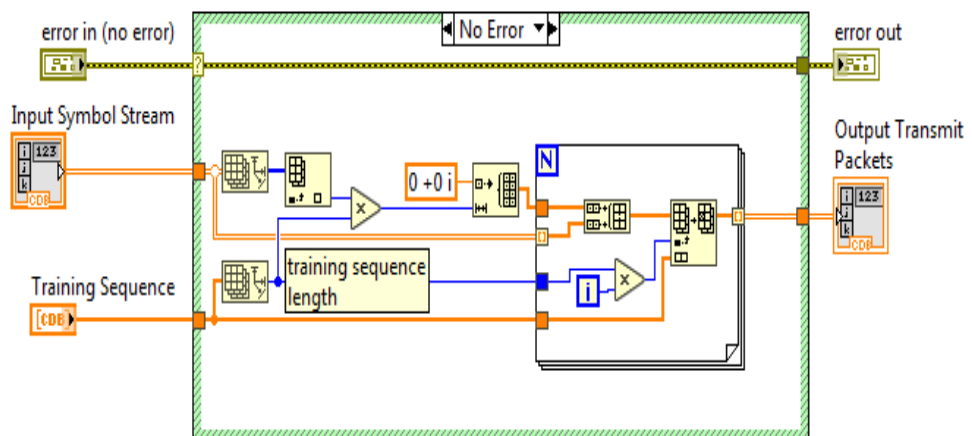


Figura 4.13: Diagrama de VI subAddControl

El VI subPulseShapeAndScale (Figura 4.14) realiza el “upsampling” y aplica el filtro de conformación de pulso.

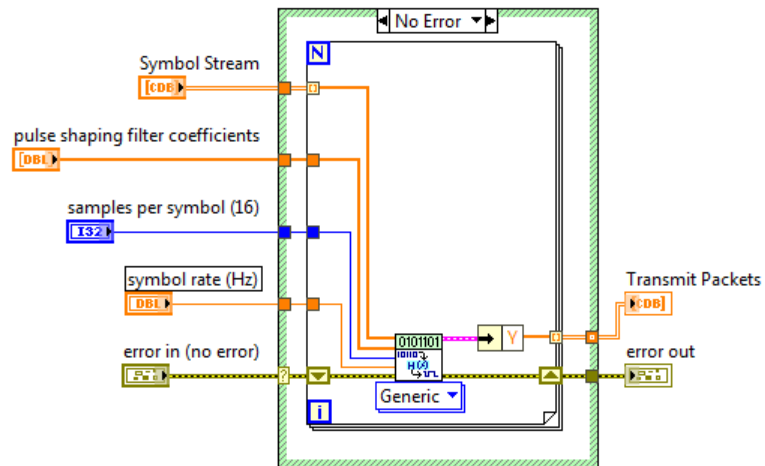


Figura 4.14. Diagrama de VI subPulseShapeAndScale

Una vez detallados los bloques necesarios para la parte de transmisión, pasamos a los diagramas usados para inicializar los transceptores y ejecutar la transmisión/recepción a través de ellos (Figura 4.15).

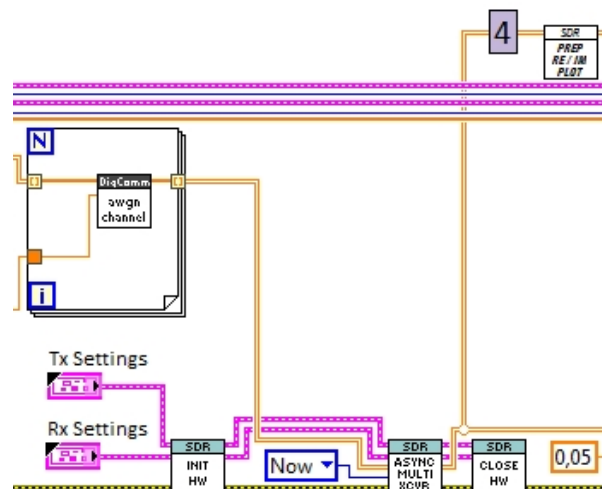


Figura 4.15: Conjunto de bloques correspondientes a la parte de transmisión y recepción con los transceptores NI USRP 2920.

El diagrama descrito en la Figura 4.16, correspondiente al VI subInitHW, inicializa el transceptor USRP 2920.

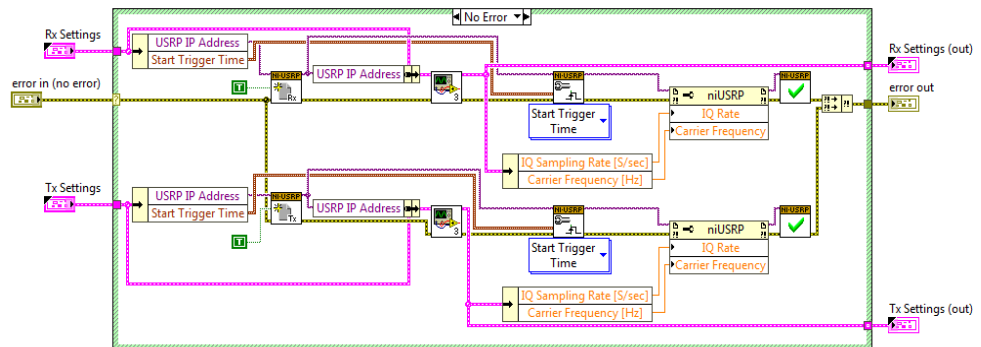


Figura 4.16: Diagrama de VI subInitHW

El VI subAsyncMulti-ChannelTransceiver realiza la transmisión y recepción como tal (Figura 4.17).

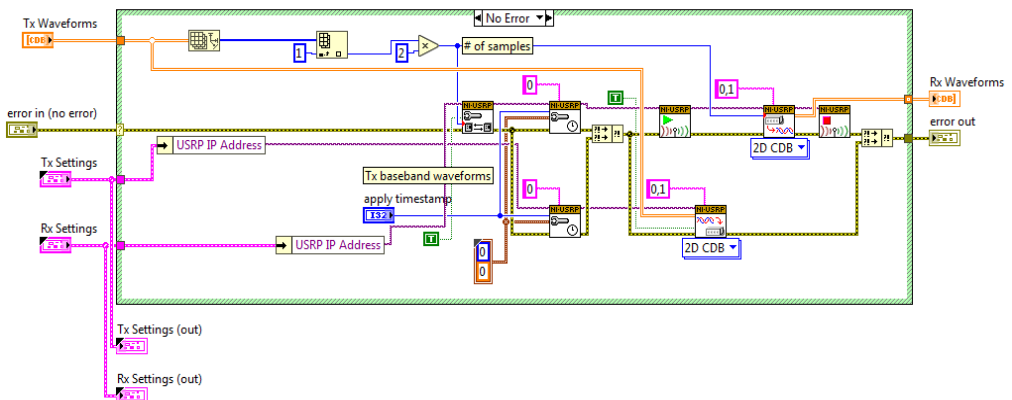


Figura 4.17: Diagrama de VI subAsyncMulti-ChannelTransceiver

El VI subFinalizeHW (Figura 4.18) realiza el cierre de referencia al USRP 2920.

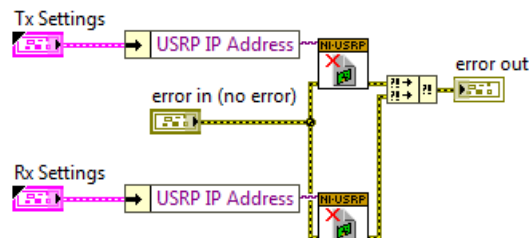


Figura 4.18. Diagrama de VI subFinalizeHW

El VI subPrepareComplexPlot (Figura 4.19) muestra la señal recibida en el dominio del tiempo.

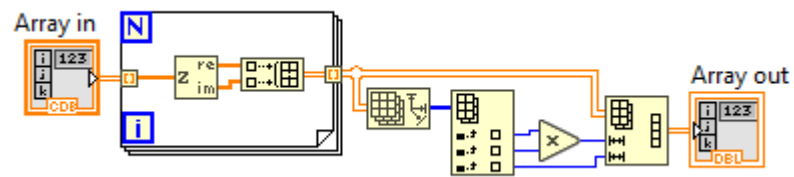


Figura 4.19: Diagrama de VI subPrepareComplexPlot

Para finalizar, se detallarán los bloques necesarios para la recepción de información (Figura 4.20).

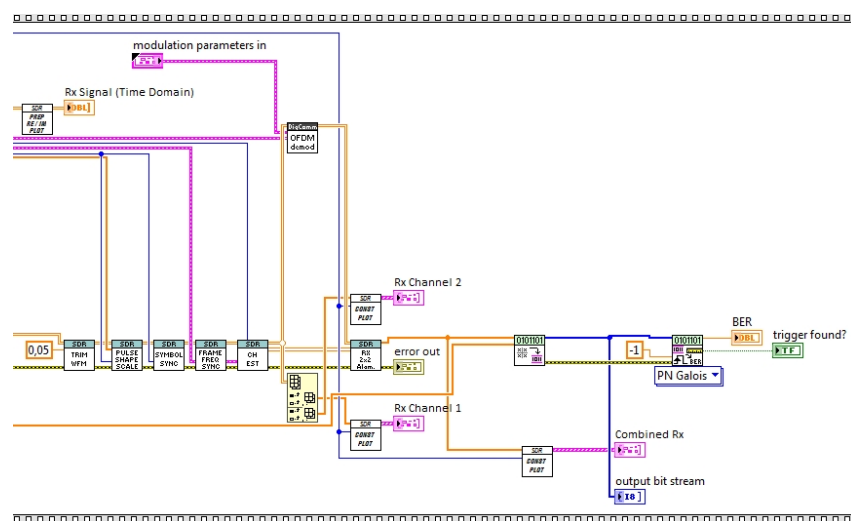


Figura 4.20: Conjunto de bloques correspondientes a la parte de recepción.

Los VIs de recepción devuelven un arreglo de dos dimensiones de la señal recibida por cada antena. Para la primera recuperación de señal, se extrae el paquete recibido desde las tramas de información. Usa un algoritmo de detección de energía para determinar el inicio de los paquetes y eliminar la porción remanente de no paquetes en la trama. [13]

A continuación, se aplica un filtro de coincidencias a cada flujo y determina el flujo con la señal más fuerte comparando la energía entre las dos filas del arreglo bi-dimensional. Luego aplica sincronización de símbolo a la fila con la señal más fuerte y aplica el offset calculado a ambas filas. [13]

La Figura 4.21 muestra las cuatro señales recibidas por cada una de las antenas de recepción. Se puede observar la secuencia de entrenamiento por cada antena de transmisión ampliando la porción inicial de los paquetes recibidos. [13]

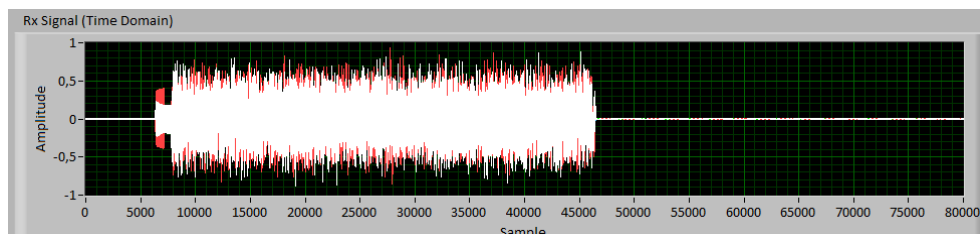


Figura 4.21. Señal recibida en transceptor USRP 2920

La sincronización de trama es más complicada y depende de la estructura de las dos secuencias de entrenamiento en el lado transmisor. En este caso, ambos transmisores usan la misma secuencia de entrenamiento pero están desplazadas una de la otra en el tiempo. Cuando se encuentra superpuestas, parecen una sola secuencia de entrenamiento continua que es el doble de longitud. El sistema explota esta superposición para la sincronización de trama, buscando la porción de la señal recibida donde los dos conjuntos consecutivos de símbolos T (donde cada secuencia de entrenamiento tiene longitud T) se encuentran altamente correlacionados. En consecuencia, se realiza la estimación de canal para secuencia de entrenamiento en cada antena para determinar las cuatro estimaciones de canal. [13]

El VI subTrimWaveform (Figura 4.22) encuentra los paquetes en la recepción y elimina los que no sean paquetes.

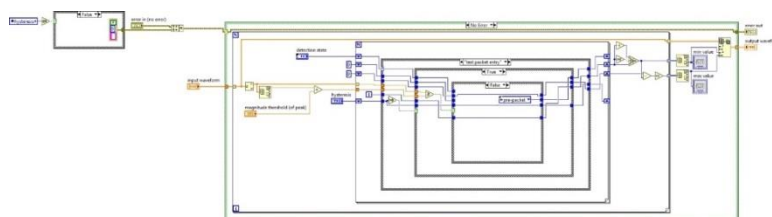


Figura 4.22: Diagrama de VI subTrimWaveform

El VI subMatchedFilter (Figura 4.23) aplica el filtro acoplador y realiza el “downsampling”.

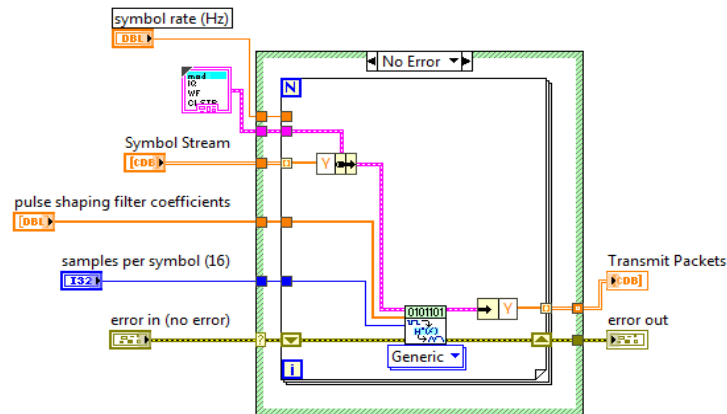


Figura 4.23: Diagrama de VI subMatchedFilter

El VI subSymbolSync (Figura 4.24) realiza la sincronización de símbolo.

El método de la máxima energía intentará encontrar el punto de muestra donde la energía promedio recibida es maximizada.

Este VI será el encargado de modelar la Ecuación 4.1:

$$J_{approx}[k] = \frac{1}{P} \sum_{p=0}^{P-1} |pMT + k|^2 \quad (4.1)$$

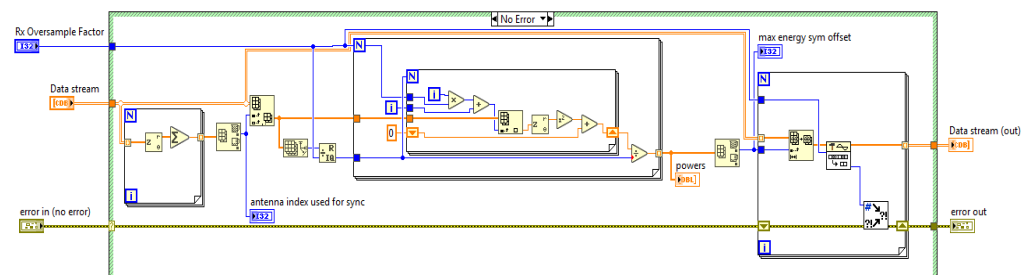


Figura 4.24: Diagrama de VI subSymbolSync

El VI subFrameSyncAndFreqOffset (Figura 4.25) realiza la sincronización de trama. También corrige el desplazamiento de frecuencia.

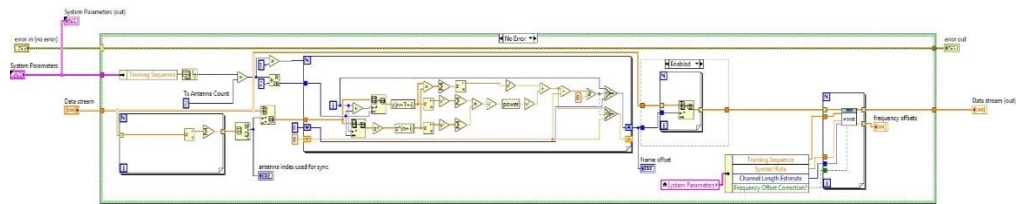


Figura 4.25: Diagrama de VI subFrameSyncAndFreqOffset

El VI subEstimateChannel (Figura 4.26) realiza la estimación de canal. Por cada antena se implementa un estimador de canal. Para hacerlo, utiliza una matriz Toeplitz, algunas veces llamada matriz de filtro. En álgebra lineal, una matriz de Toeplitz es una matriz cuadrada en la que los elementos de sus diagonales (de izquierda a derecha) son constantes. Una matriz de Toeplitz presenta la siguiente estructura:

$$\begin{bmatrix} a & b & c \\ b & a & b \\ c & b & a \end{bmatrix}$$

En otras palabras,

$$\forall a_{ij} \in T \rightarrow a_{ij} = a_{(i+1)(j+1)} \quad (4.2)$$

Conjuntamente con un LLSE (Least Square Estimator) permite obtener la respuesta del canal, la cual servirá de entrada para el VI subTwoAntennaAlamoutiReceiver, descrito más adelante

Para el cálculo de LLSE, se debe considerar un sistema de ecuaciones lineales escritas en una matriz de la forma:

$$Ax = b \quad (4.3)$$

Donde A es conocida como la matriz de coeficientes, x es un vector desconocido y b es un vector comúnmente conocido como el vector de observación. Suponiendo que A es un rango completo. Primero consideraremos el caso en el que $N = M$. Entonces la solución a la ecuación planteada es $x=A^{-1}b$.

Ahora, se supone que $N > M$. En este caso el sistema está sobre determinado en general. Esto significa que hay N ecuaciones, pero M incógnitas, además es poco probable (excepto para casos especiales) que exista una solución exacta. En este caso buscamos una solución aproximada conocida como mínimo cuadrados. En lugar de resolver la ecuación propuesta $Ax = b$, se propone encontrar la solución del error cuadrático:

$$\min \|Ax - b\|^2 \quad (4.4)$$

Usando cálculos de matrices, puede demostrarse que la solución a este problema, asumiendo que A es un rango completo es:

$$x_{LS} = (A^*A)^{-1}A^*b \quad (4.5)$$

Note que A^*A es una matriz cuadrada e invertible debido a la asunción del rango completo. Se referirá a x_{LS} como la solución del error cuadrático lineal.

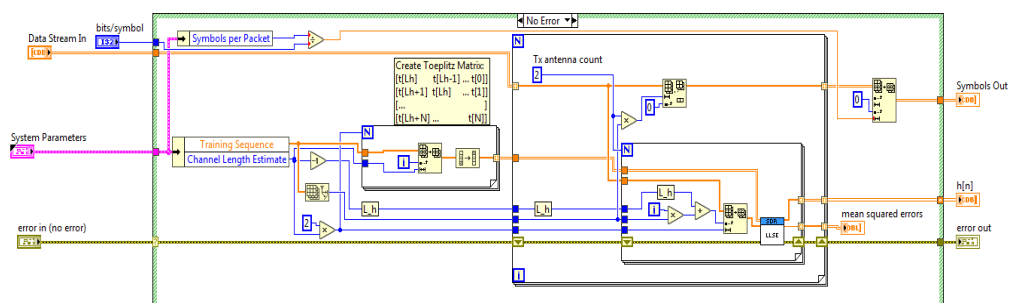


Figura 4.26: Diagrama de VI subEstimateChannel

El VI subPrepConstellationPlot (Figura 4.27) permite el graficado de constelaciones de los dos flujos recibidos, además de la señal combinada.

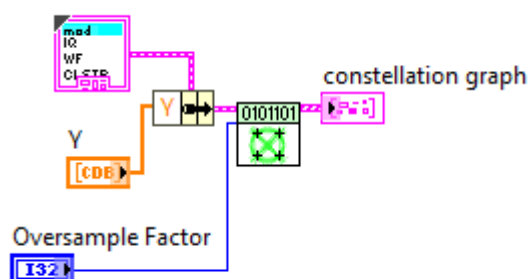


Figura 4.27: Diagrama de VI subPrepConstellationPlot

Para terminar, mediante el VI MT mapsSymbolsToBits (Figura 4.28) y de acuerdo a las constelaciones generadas en el modulador OFDM, se ejecuta un procedimiento inverso, mapeando de símbolo a bits.

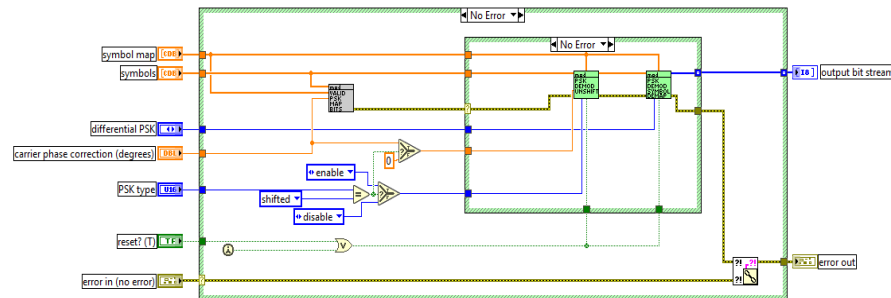


Figura 4.28: Diagrama de VI MT mapsSymbolsToBits

4.2. Descripción de instrumentos virtuales (VI) correspondientes al Algoritmo Alamouti (MIMO 2x2)

Codificador Alamouti

Para la codificación de información de acuerdo a esquema de Alamouti, se utiliza el VI subApplyAlamoutiCode que tiene como entrada un arreglo de datos del tipo Complex Double y su salida, una matriz del mismo tipo de datos. Mediante el uso de un bucle FOR, herramientas de manejo de arreglos y funciones como la conjugada compleja, se logra codificar la información de acuerdo a los principios del esquema Alamouti (Figura 4.29). Recordemos que esta técnica recibe las señales en serie, y las envía mediante las dos antenas transmisoras, alternando con la conjugada compleja de la misma, para obtener dos flujos de datos en paralelo.

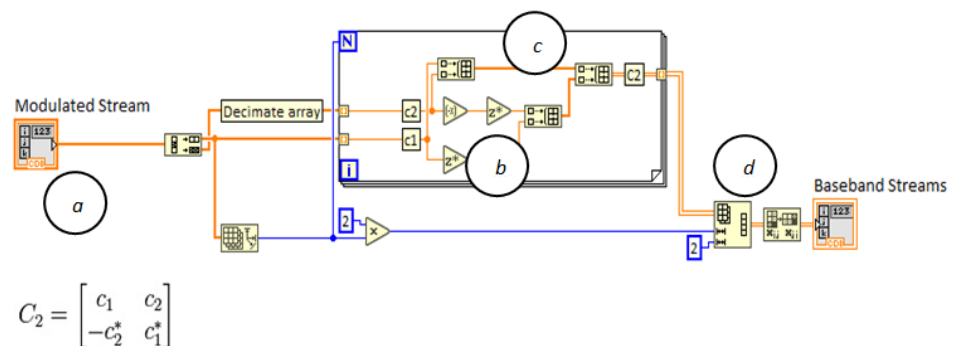


Figura 4.29. Diagrama de bloques de VI subApplyAlamoutiCode

En la figura 4.29 se detalla el diagrama de bloques que conforman el codificador de Alamouti, el cual ejecuta las siguientes operaciones, indicando su parte en el proceso mediante los siguientes números:

- ✓ En el paso (a) El flujo de información que ingresa es dividido en dos sub-arreglos, conformados por las posiciones pares e impares del arreglo recibido. Esto se logra mediante el uso de la función *Decimate 1D Array*. Cada posición identifica el símbolo que se transmite en un instante de tiempo t por las antenas.
- ✓ En los pasos (b) y (c), se procede a realizar la conjugada y la negada de la conjugada para la señal S_0 y S_1 respectivamente, mismos que son concatenados en un nuevo arreglo, mediante la función *Build Array*. Al resultado de la operación anterior, se concatena las señales S_0 y S_1 originales, a fin de formar una matriz 2x2. Todo este proceso se repetirá hasta completar la lectura de todo el arreglo inicial de información; la evaluación de todas las posiciones del Array se realizará mediante un *Bucle FOR*.
- ✓ En el paso final (d), se procede a realizar la unión la transpuesta de la matriz mediante la función *Transpose 2D Array*, a fin de que la primera fila contenga la información a ser enviada mediante la Antena 0 y la segunda fila, la de Antena 1 en los instantes de tiempo t .

El resultado de las operaciones anteriores viene dado de acuerdo a la Tabla 10 expuesta a continuación:

<i>Antena 0</i>	S_0	$-S_1^*$	S_2	$-S_3^*$	$-S_n^*$
<i>Antena 1</i>	S_1	S_0^*	S_3	S_2^*	S_{n-1}^*

Tabla 10. Matriz 2x2 resultante del VI Codificador de Alamouti

Después de codificar los símbolos, la aplicación precede una secuencia de entrenamiento a cada flujo. El receptor usa esta secuencia de entrenamiento para sincronización y para la estimación de canal.

Los coeficientes para los cuatro canales se representarán de acuerdo a la Figura 4.31.

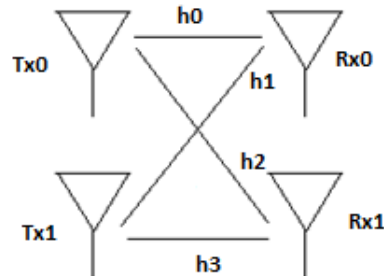


Figura 4.31: Notación de coeficientes de canal para esquema de Alamouti

En el punto (a) de la Figura 4.30 el VI del decodificador de Alamouti recibirá la matriz 2x2, donde cada fila representará lo receptado por Rx_0 y Rx_1 . Se procede a intercalar elementos, de donde se obtendrá la conjugada compleja para las posiciones impares, concatenando los mismos en un arreglo multidimensional mediante el uso de un *bucle FOR*. Posteriormente, se procede a realizar la transpuesta al arreglo obtenido (b).

Retomando el procesamiento de los coeficientes de estimación de canal, en (c), (d) y (e) se procede a disponer de los mismos, de tal forma que se los pueda multiplicar con lo obtenido en (b).

Se realiza la multiplicación con los respectivos coeficientes de canal, a fin de obtener las siguientes ecuaciones de la señal recibida aproximada.

$$\begin{aligned}\tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* + h_2^* r_2 + h_3 r_3^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* + h_3^* r_2 + h_2 r_3^* \quad (4.6)\end{aligned}$$

En (f) se procede a dividir los valores resultantes de la multiplicación de matrices por el SNR combinado, a fin de escalar los valores a una magnitud de 0,7.

En el paso final (g), se convierte la matriz multidimensional a un arreglo de 1 dimensión para poder demodular los datos obtenidos.

4.3. Descripción de instrumentos virtuales (VI) correspondientes al Algoritmo D-BLAST (MIMO 2x2)

Codificador D-BLAST

Para el sistema D-BLAST, se dividirá la portadora en n sub-portadoras, donde 4 contendrán tonos nulos y $n-4$ serán usadas para el envío de información.

El número de bloques vendrá dado de acuerdo a la Ecuación 4.7:

$$\text{Número de bloques} = \frac{\text{Número total de símbolos}}{\text{Número de sub-portadoras}} \quad (4.7)$$

Donde cada bloque tiene las n sub-portadoras divididas por la mitad a fin de formar las capas que compondrán el sistema.

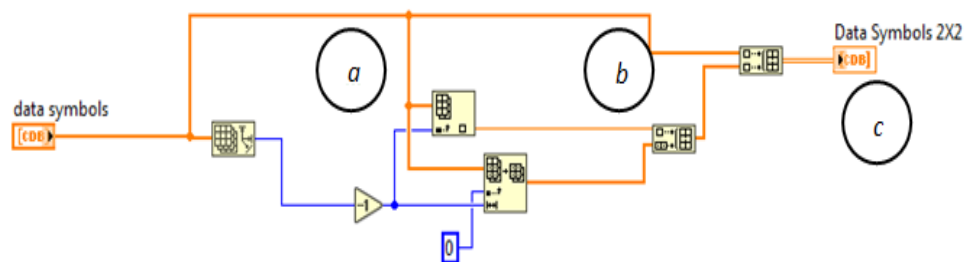


Figura 4.32: Diagrama de bloques de VI DBLAST TX

En la Figura 4.32, se detallan los componentes necesarios para la codificación de la información de acuerdo al esquema D-BLAST. Se ordenen los elementos de tal manera que Tx_0 obtenga los símbolos originales y Tx_1 , desfasados en una posición.

Para lograr esto, emplea la función *Array Size* para obtener el tamaño del arreglo de entrada (a). Posteriormente, mediante las funciones *Array Index* y *Array Subset*, crea el arreglo “desfasado”, mismo que es concatenado al original y mostrado como salida en (c).

Suponiendo que se tiene un sistema con 64 sub-portadoras, se obtiene mediante la Ecuación 4.6, que el sistema estará conformado por 5 bloques de 4 capas cada uno, dispuestos de acuerdo a la Figura 4.33.

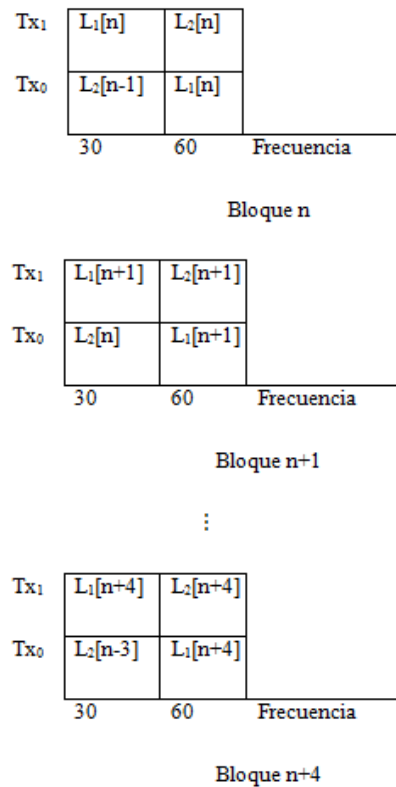


Figura 4.33: Bloques de esquema D-BLAST

Donde 30 y 60, representan referencias para indicar la sub-portadora respectiva.

La “diagonal” del esquema D-BLAST es representada al momento en que una capa del bloque n será la misma del bloque n+1 y mediante un sistema de ecuaciones que será explicado en el receptor, será usada para hallar otra de las capas (Figura 4.34).

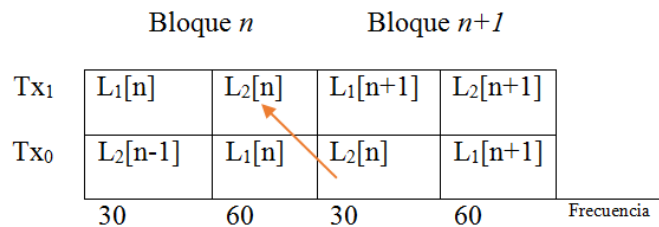


Figura 4.34: Diagonal en bloques de esquema D-BLAST

Decodificador D-BLAST

Con base en Figura 4.35, se detalla la notación utilizada para las ecuaciones a implementarse en el decodificador D-BLAST.

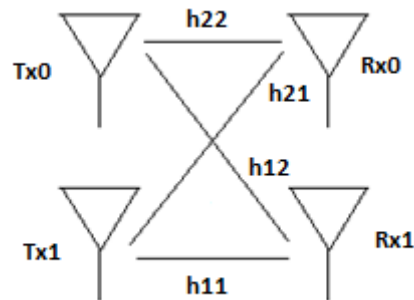


Figura 4.35: Notación de coeficientes de canal para esquema D-BLAST

Tener en consideración que se usará S para representar la señal estimada en el receptor y R para la que se recibe en el mismo.

De igual forma como en el codificador, se procede a detallar los bloques recibidos en el decodificador D-BLAST mediante la Figura 4.36:

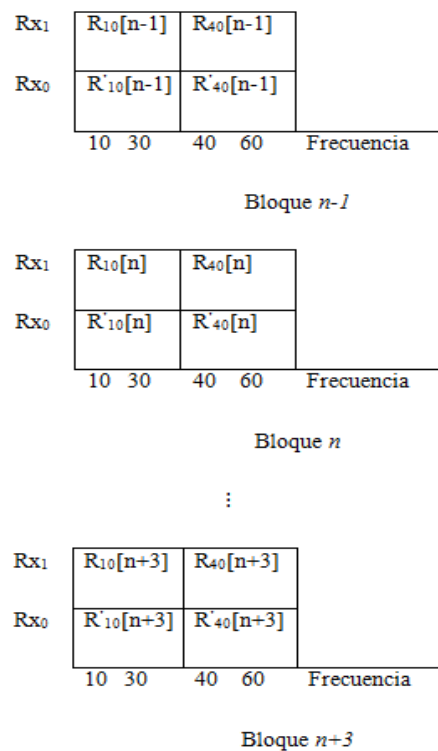


Figura 4.36. Bloques recibidos en decodificador D-BLAST

Para el Bloque n-1, se deducen las siguientes ecuaciones:

$$R'_{40}[n - 1] = h_{11}S'_{40}[n - 1] + h_{21}S_{40}[n - 1] \quad (4.7)$$

$$R_{10}[n - 1] = h_{22}S_{10}[n - 1] + h_{12}S'_{10}[n - 1] \quad (4.8)$$

Asumiendo que $S'_{10}[n - 1]$ equivale a 0 al ser el primer bloque recibido, podemos deducir que:

$$S_{10}[n - 1] = \frac{R_{10}[n-1]}{h_{22}} \quad (4.9)$$

En donde, aplicando el principio de “diagonalidad” en el bloque n-1 de la Figura 4.36, podemos concluir que:

$$S_{10}[n - 1] = S'_{40}[n - 1] \quad (4.10)$$

Reemplazando la Ecuación 4.10 en la Ecuación 4.7 tenemos la ecuación final para el primer bloque:

$$S_{40}[n - 1] = \frac{R'_{40}[n-1] - h_{11}S'_{40}[n-1]}{h_{21}} \quad (4.11)$$

En donde $R'_{40}[n - 1]$ corresponde a la señal que estoy recibiendo por medio de la antena.

Para el bloque n de la Figura 4.36, se pueden deducir las siguientes ecuaciones:

$$R_{10}[n] = h_{22}S_{10}[n] + h_{12}S'_{10}[n] \quad (4.12)$$

$$R'_{40}[n] = h_{11}S'_{40}[n] + h_{21}S_{40}[n] \quad (4.13)$$

Así mismo, despejando $S_{10}[n]$ de la Ecuación 4.12 tenemos:

$$S_{10}[n] = \frac{R_{10}[n] - h_{12}S'_{10}[n]}{h_{22}} \quad (4.14)$$

Donde, aplicando el principio de “diagonalidad” entre el bloque n-1 y bloque n de la Figura 4.36 tenemos que:

$$S'_{10}[n] = S_{40}[n - 1] \quad (4.15)$$

Reemplazando la Ecuación 4.15 en 4.14 tenemos:

$$S_{10}[n] = \frac{R_{10}[n] - h_{12}S_{40}[n-1]}{h_{22}} \quad (4.16)$$

Donde $S_{40}[n-1]$ ya fue obtenido mediante la Ecuación 4.10.

Una vez más, $R_{10}[n]$ corresponde a la señal que estoy recibiendo por medio de la antena.

Ahora, despejando $S_{40}[n]$ de (4.13), tenemos:

$$S_{40}[n] = \frac{R'_{40}[n] - h_{11}S'_{40}[n]}{h_{21}} \quad (4.17)$$

Donde, una vez más, por el principio de “diagonalidad” en el bloque n de la Figura 4.36, concluimos que:

$$S'_{40}[n] = S_{10}[n] \quad (4.18)$$

Este procedimiento se repite hasta completar la información de todos los bloques correspondientes al esquema D-BLAST.

En la Figura 4.37, se puede observar la implementación del decodificador D-BLAST en LabVIEW.

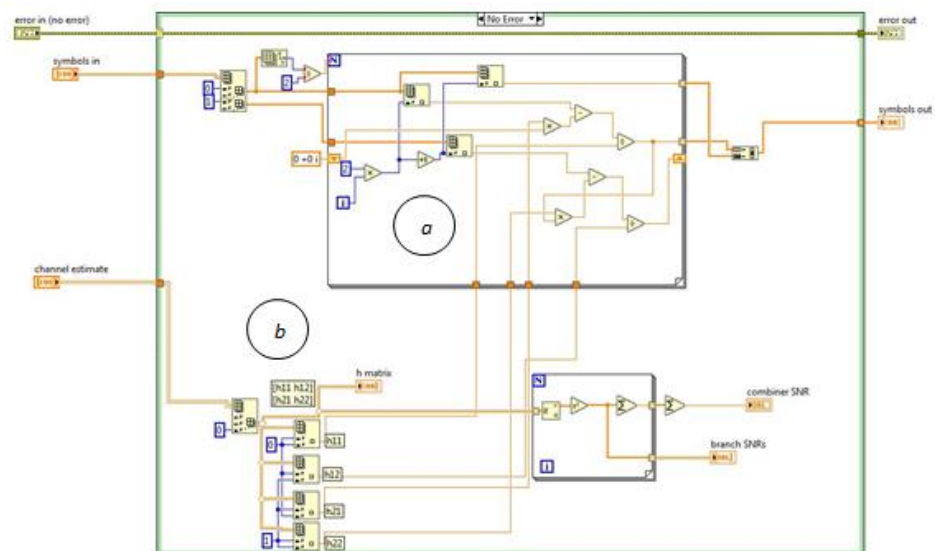


Figura 4.37. Diagrama de bloques de VI DBLAST RX

Dentro del bucle FOR identificado en (a) se realiza la implementación de las ecuaciones descritas en los párrafos anteriores.

Mediante (b) se extraen los coeficientes del canal, necesarios para realizar la estimación de la señal.

CAPÍTULO 5

5. EXPERIMENTACIÓN Y ANÁLISIS DE DATOS

En el presente capítulo, se detallan los resultados obtenidos en los diferentes experimentos a fin de determinar su comportamiento y las ventajas que representan cada uno con respecto al otro.

5.1. Experimentación y Análisis de Escenario SISO

Con el objetivo de servir como referencia, se procede a tomar 20 muestras de BER variando la potencia del ruido desde -20dB a 0dB, utilizando diferentes canales, mismos que fueron expuestos en el capítulo anterior.

Para modulación QPSK:

Como se aprecia en la Figura 5.1, desde una potencia de ruido de -20dB ya se puede apreciar un BER significativo, mostrando así la susceptibilidad al canal AWG e ISI. Cuando el ruido alcanza 0dB, el BER bordea la cantidad máxima de 1.

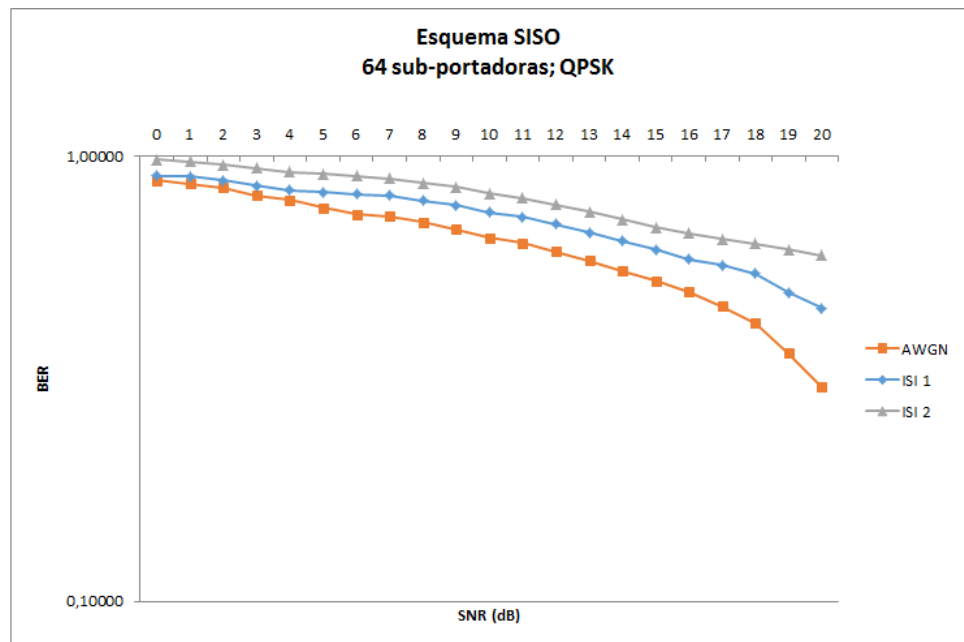


Figura 5.1: Gráfica BER VS SNR para SISO – QPSK, 64 sub-portadoras

En la Figura 5.2 se aprecia el mismo ejercicio pero utilizando 128 sub-portadoras, evidenciando que el comportamiento del esquema es similar al visualizado con 64 sub-portadoras.

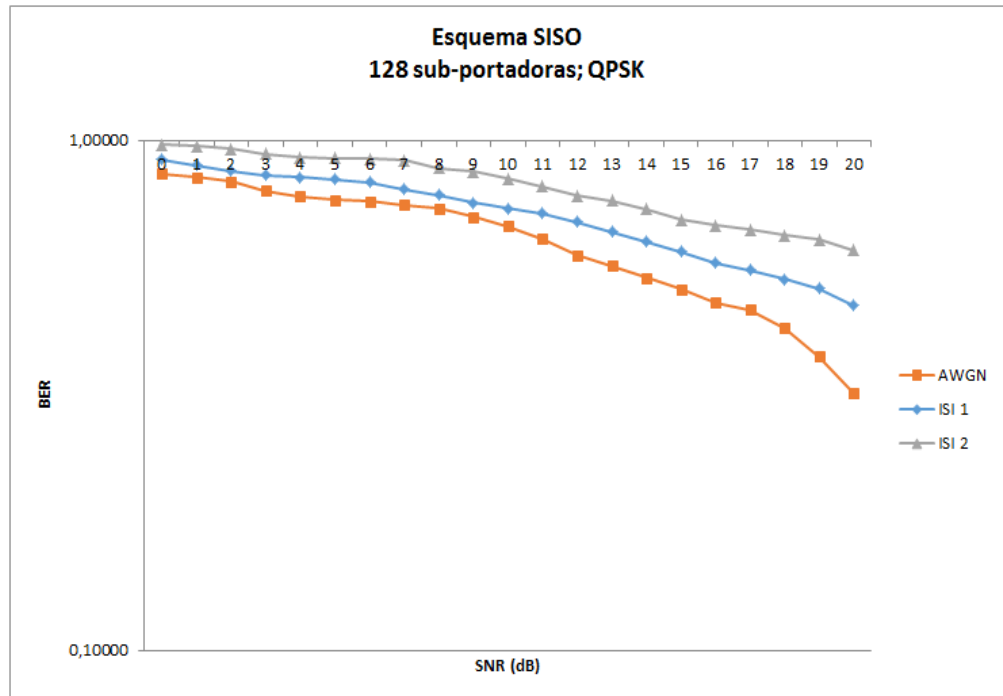


Figura 5.2: Gráfica BER VS SNR para SISO – QPSK, 128 sub-portadoras

En el Anexo 7, se visualiza la respuesta del canal en el dominio del tiempo para modulación QPSK. Así mismo, en el Anexo 17 y 18 se puede ver la respuesta del canal en el dominio de la frecuencia para 64 y 128 sub-portadoras respectivamente, donde el pulso está distribuido en una tasa de símbolo de 10M.

Para modulación 16QAM:

Similar a los datos obtenidos en modulación QPSK, desde una potencia de ruido de -20dB y modulación 16QAM ya se puede apreciar un BER significativo, mostrando así la susceptibilidad al canal AWG e ISI (Figura 4.40).

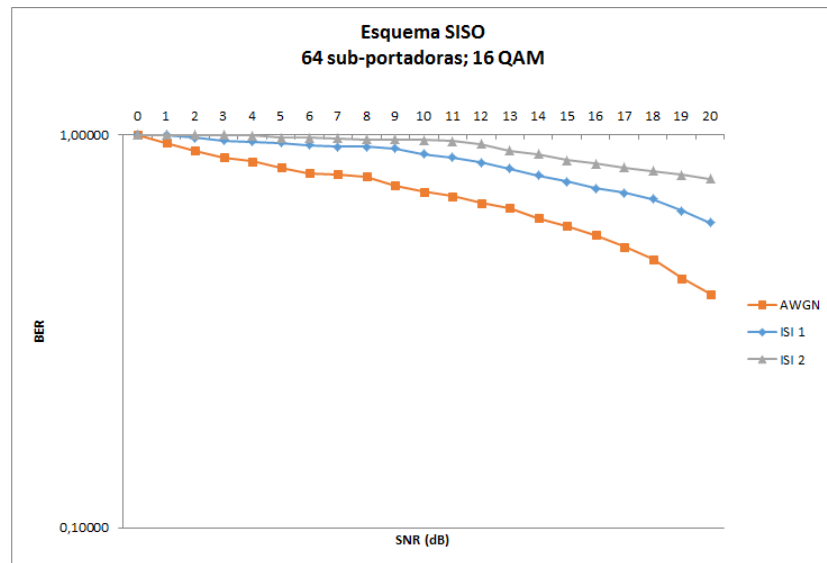


Figura 5.3: Gráfica BER VS SNR para SISO – 16QAM, 64 sub-portadoras

En la Figura 5.4 se aprecia el mismo ejercicio pero utilizando 128 sub-portadoras, evidenciando que el comportamiento del esquema es similar al visualizado con 64 sub-portadoras.

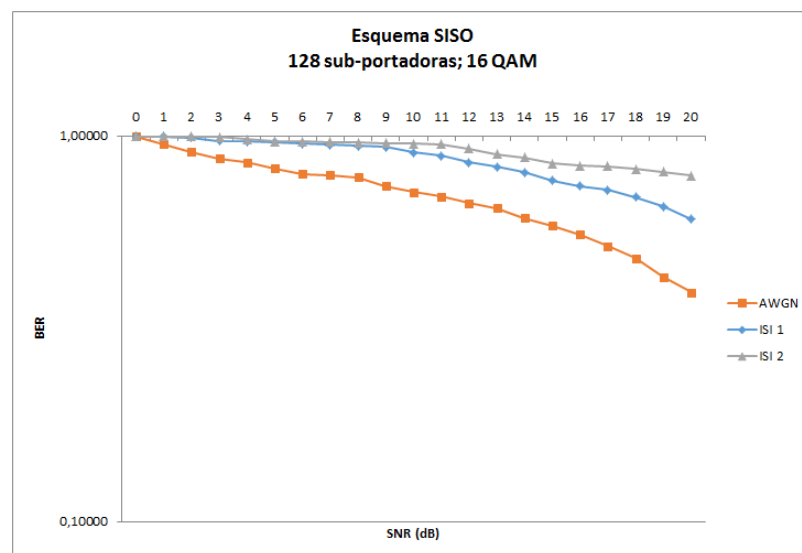


Figura 5.4: Gráfica BER VS SNR para SISO – 16QAM, 128 sub-portadoras

En el Anexo 8, se visualiza la respuesta del canal en el dominio de la frecuencia para modulación 16 QAM. Así mismo, en el Anexo 19 y 20 se

puede ver la respuesta del canal en el dominio de la frecuencia para 64 y 128 sub-portadoras respectivamente, donde el pulso está distribuido en una tasa de símbolo de 10M.

5.2. Experimentación y Análisis de Escenario MIMO 2x2 con algoritmo de Alamouti

Para realizar las pruebas con MIMO – Alamouti hay que tener en consideración que al usar cuatro transceptores, pueden existir problemas al momento de la sincronización, lo que imposibilita la toma constante de muestras del BER.

Se usarán 2 antenas de transmisión y 2 antenas de recepción, a fin de demostrar el aumento de eficiencia con la diversidad espacial.

Para modulación QPSK:

Como se puede observar en la Figura 5.5, el escenario AWGN presenta BER a partir de la potencia de ruido -10dB. Sin embargo, al trasladar el experimento a un escenario real donde las señales se ven afectadas por el desvanecimiento multi-camino, el BER es apreciable desde la potencia de ruido -20dB.

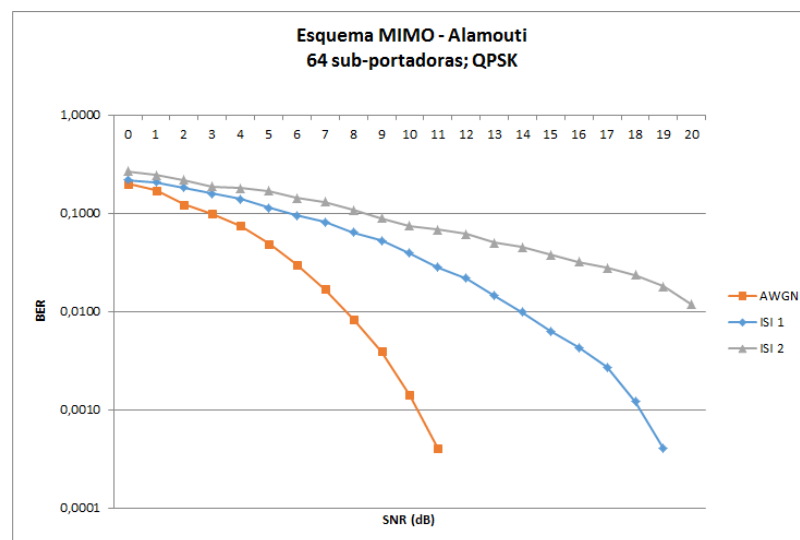


Figura 5.5. Gráfica BER VS SNR para Alamouti 2x2 – QPSK, 64 sub-portadoras

En la Figura 5.6 se aprecia el mismo ejercicio pero utilizando 128 sub-portadoras, evidenciando que el comportamiento del esquema es similar al visualizado con 64 sub-portadoras.

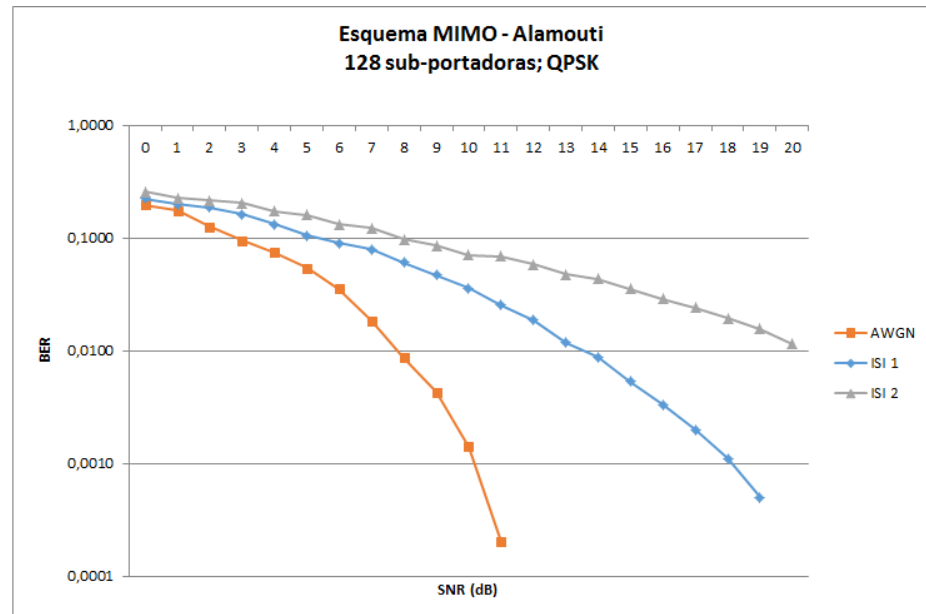


Figura 5.6: Gráfica BER VS SNR para Alamouti 2x2 – QPSK, 128 sub-portadoras

En el Anexo 9 y Anexo 10 se visualiza la respuesta del canal en el dominio de la frecuencia para modulación QPSK. Dentro de este anexo, el término *enlace 1* hace referencia al canal existente entre la antena de transmisión 1 y antena de recepción 1. Así mismo, *enlace 2* hace referencia al canal entre la antena de transmisión 2 y antena de recepción 2.

Para modulación 16QAM:

Como se puede observar en la Figura 5.7, para la modulación 16QAM, al usar una constelación con 16 puntos, el sistema se encuentra más susceptible a errores en la cadena de bits provocados por la afectación del ruido y desvanecimiento multi-camino del canal.

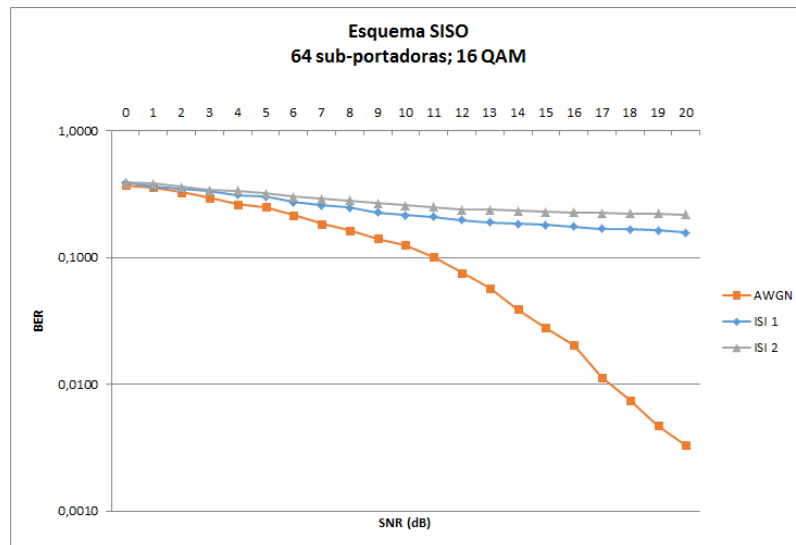


Figura 5.7: Gráfica BER VS SNR para Alamouti 2x2 – 16QAM, 64 sub-portadoras

En la Figura 5.8 se aprecia el mismo ejercicio pero utilizando 128 sub-portadoras, evidenciando que el comportamiento del esquema es similar al visualizado con 64 sub-portadoras.

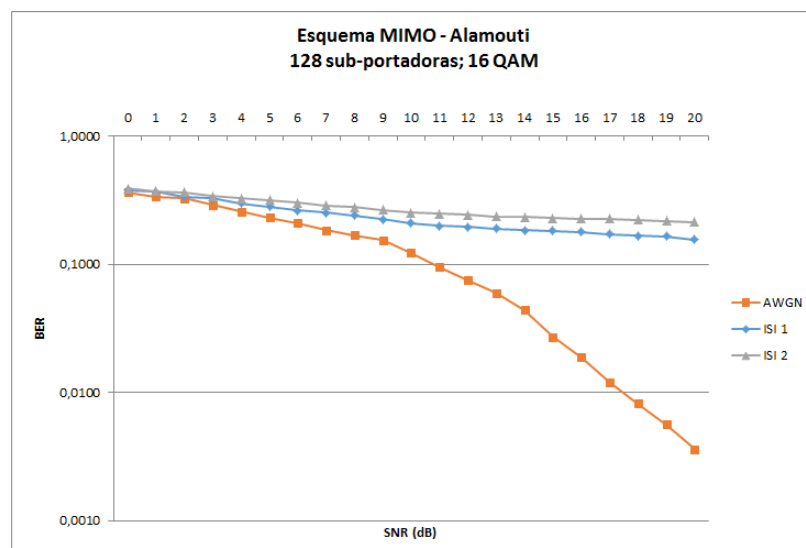


Figura 5.8: Gráfica BER VS SNR para Alamouti 2x2 – 16QAM, 128 sub-portadoras

En el Anexo 11 y Anexo 12 se visualiza la respuesta del canal en el dominio de la frecuencia para modulación 16 QAM.

Dentro de este anexo, el término *enlace 1* hace referencia al canal existente entre la antena de transmisión 1 y antena de recepción 1. Así mismo, *enlace 2* hace referencia al canal entre la antena de transmisión 2 y antena de recepción 2.

5.3. Experimentación y Análisis de Escenario MIMO 2x2 con algoritmo de D-BLAST

Tal como para los ejercicios anteriores, se procedió a tomar el BER para las modulaciones QPSK, 16 QAM y los canales AWGN, ISI 1 e ISI 2.

Como se observa en la Figura 5.9, la curva del BER para el canal AWGN se sigue manteniendo por debajo del ISI, teniendo en consideración que la diferencia no es muy significativa.

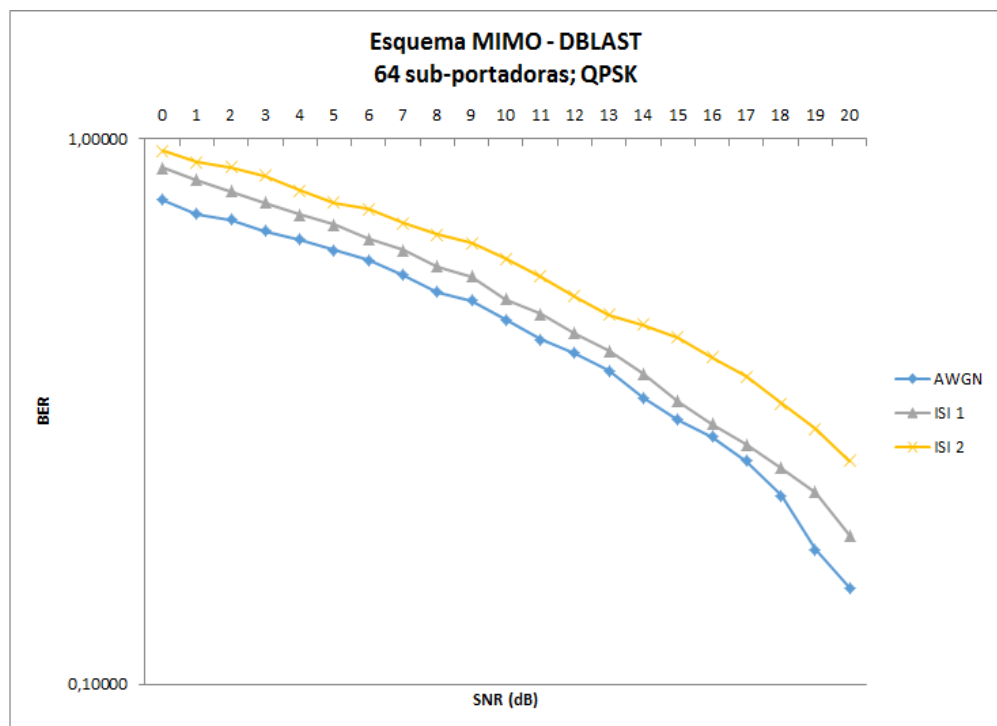


Figura 5.9: Gráfica BER VS SNR para D-BLAST 2x2 – QPSK, 64 sub-portadoras

En la Figura 5.10 se aprecia el mismo ejercicio pero utilizando 128 sub-portadoras, evidenciando que el comportamiento del esquema es similar al visualizado con 64 sub-portadoras.

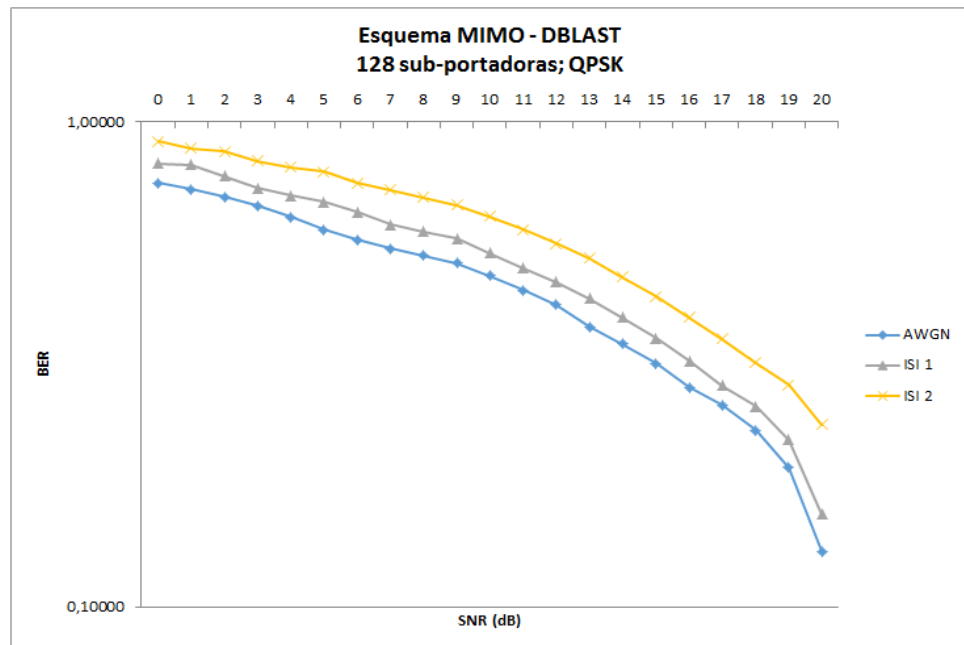


Figura 5.10: Gráfica BER VS SNR para D-BLAST 2x2 – QPSK, 128 sub-portadoras

En el Anexo 13 y Anexo 14 se visualiza la respuesta del canal en el dominio de la frecuencia para modulación QPSK.

Dentro de este anexo, el término *enlace 1* hace referencia al canal existente entre la antena de transmisión 1 y antena de recepción 1. Así mismo, *enlace 2* hace referencia al canal entre la antena de transmisión 2 y antena de recepción 2.

Como se visualiza en la Figura 5.11, la curva del BER para el canal AWGN y modulación 16 QAM, sigue estando por debajo de la ISI.

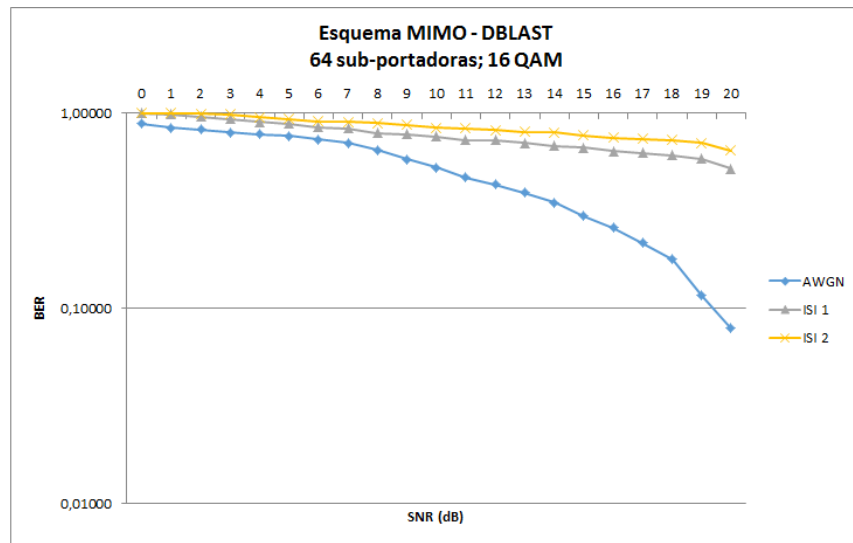


Figura 5.11: Gráfica BER VS SNR para D-BLAST 2x2 – 16QAM, 64 sub-portadoras

En la Figura 5.12 se aprecia el mismo ejercicio pero utilizando 128 sub-portadoras, evidenciando que el comportamiento del esquema es similar al visualizado con 64 sub-portadoras.

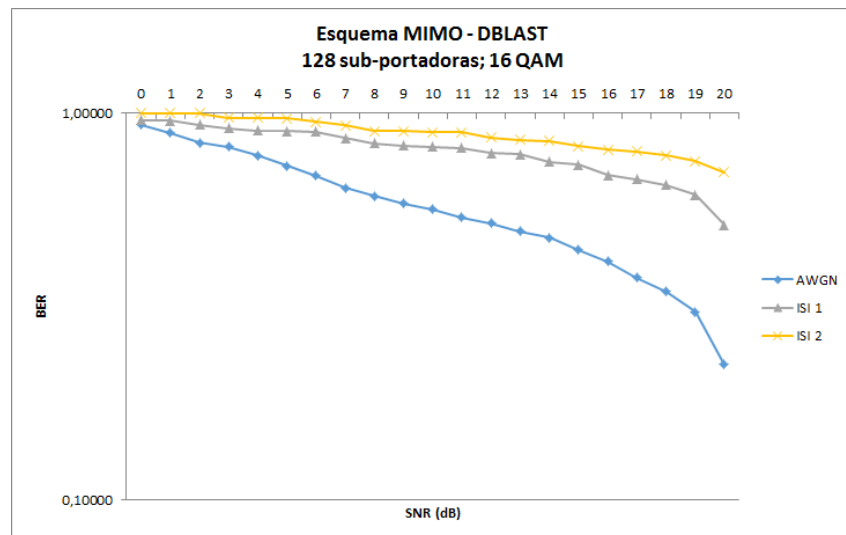


Figura 5.12: Gráfica BER VS SNR para D-BLAST 2x2 – 16QAM, 128 sub-portadoras

En el Anexo 15 y Anexo 16 se visualiza la respuesta del canal en el dominio de la frecuencia para modulación 16 QAM.

Dentro de este anexo, el término *enlace 1* hace referencia al canal existente entre la antena de transmisión 1 y antena de recepción 1. Así mismo, *enlace 2* hace referencia al canal entre la antena de transmisión 2 y antena de recepción 2.

Una vez obtenida la estimación de canal para cada esquema y modulación, se procede a capturar la respuesta del canal.

En los Anexos 21 y 22, se puede visualizar la respuesta del canal con respecto a un esquema MIMO con modulación QPSK y con 64 sub-portadoras para el enlace 1 y enlace 2 respectivamente.

En los Anexos 23 y 24, se ilustra la respuesta del canal con respecto a un esquema MIMO con modulación 16QAM con 64 sub-portadoras para el enlace 1 y enlace 2 respectivamente.

Así mismo, en los Anexos 25 y 26 se puede encontrar la respuesta del canal con respecto a un esquema MIMO con modulación QPSK con 128 sub-portadoras para el enlace 1 y enlace 2 respectivamente.

Adicionalmente, en los Anexos 27 y 28 se puede visualizar la respuesta del canal con respecto a un esquema MIMO con modulación 16 QAM con 128 sub-portadoras para el enlace 1 y enlace 2 respectivamente.

Haciendo una comparación para la modulación QPSK – Canal AWGN entre los esquemas SISO, DBLAST y Alamouti en la Figura 5.13, se puede apreciar como el sistema Alamouti es más eficiente que SISO y D-BLAST, mostrando un BER significativo cuando se encuentra con una potencia de ruido de -10dB, mientras que el sistema tradicional SISO presenta BER desde la potencia de ruido de -20dB.

Esto se debe al principio de diversidad espacial, donde varias muestras de una señal son recibidas por diferentes antenas, de manera que el desvanecimiento de las muestras sea independientes. La probabilidad de que todas las muestras estén por debajo de un mismo nivel en un determinado tiempo es baja, lo que permite elegir o combinar las muestras para conseguir una señal afectada con desvanecimiento multi-camino. Esto permite recuperar la señal de manera más adecuada y con errores bajos.

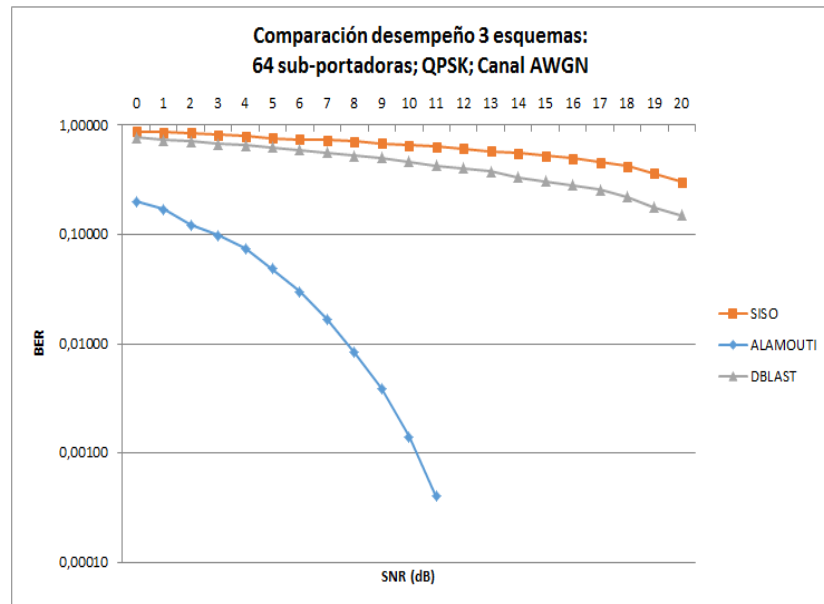


Figura 5.13. Gráfica BER vs. SNR para Alamouti, SISO y D-BLAST (QPSK – AWGN), 64 sub-portadoras

Para un canal interior residencial y exterior rural, visualizados en las Figuras 5.14 y 5.15 respectivamente, la curva del BER de Alamouti se sigue manteniendo en nivel más bajos que SISO y D-BLAST; teniendo en consideración que, en algunos puntos, SISO y D-BLAST tienen un nivel de eficiencia muy cercano.

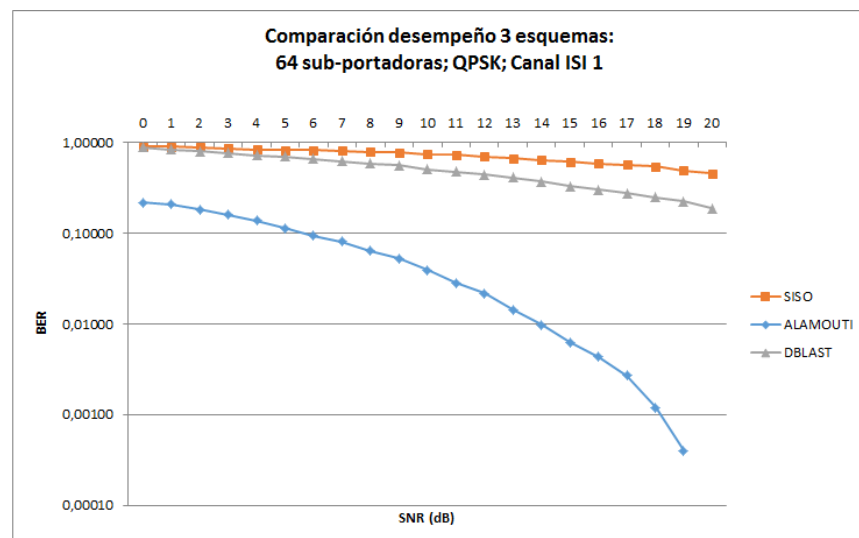


Figura 5.14: Gráfica BER vs. SNR para Alamouti, SISO y D-BLAST (QPSK – ISI 1), 64 sub-portadoras

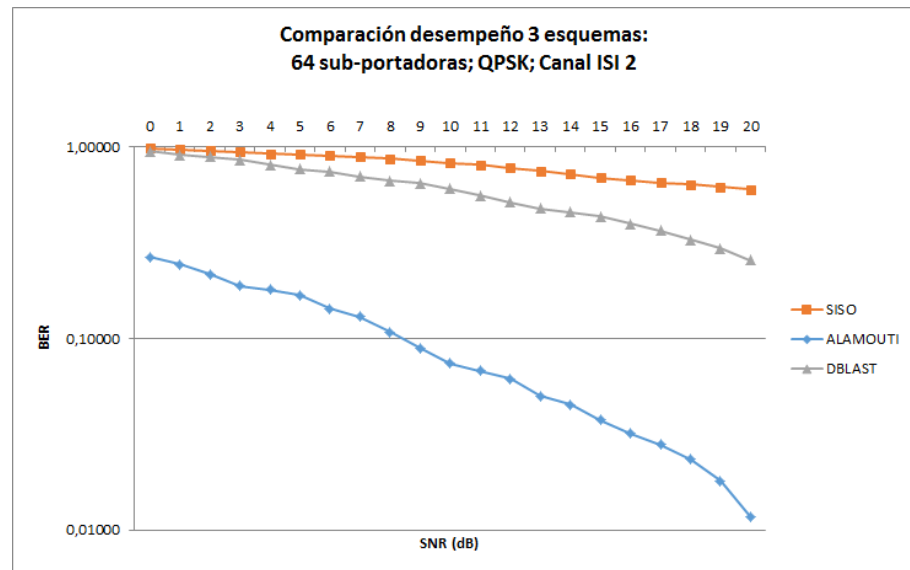


Figura 5.15: Gráfica BER vs. SNR para Alamouti, SISO y D-BLAST (QPSK – ISI 2), 64 sub-portadoras

Se realiza el ejercicio para 128 sub-portadoras, evidenciando un comportamiento muy similar para las pruebas realizadas en 64 sub-portadoras de acuerdo a las Figuras 5.16, 5.17 y 5.18.

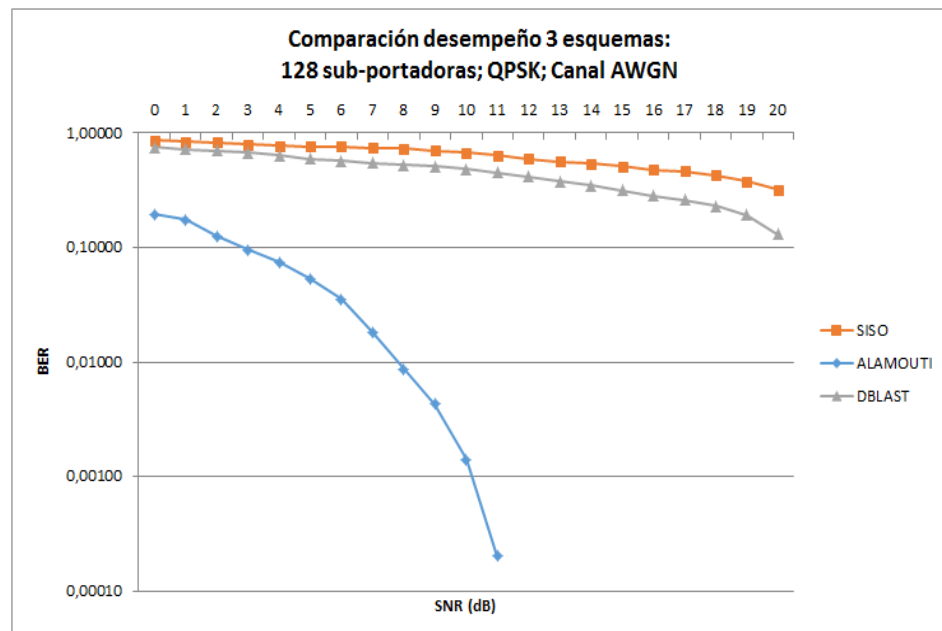


Figura 5.16: Gráfica BER vs. SNR para Alamouti, SISO y D-BLAST (QPSK – AWGN), 128 sub-portadoras

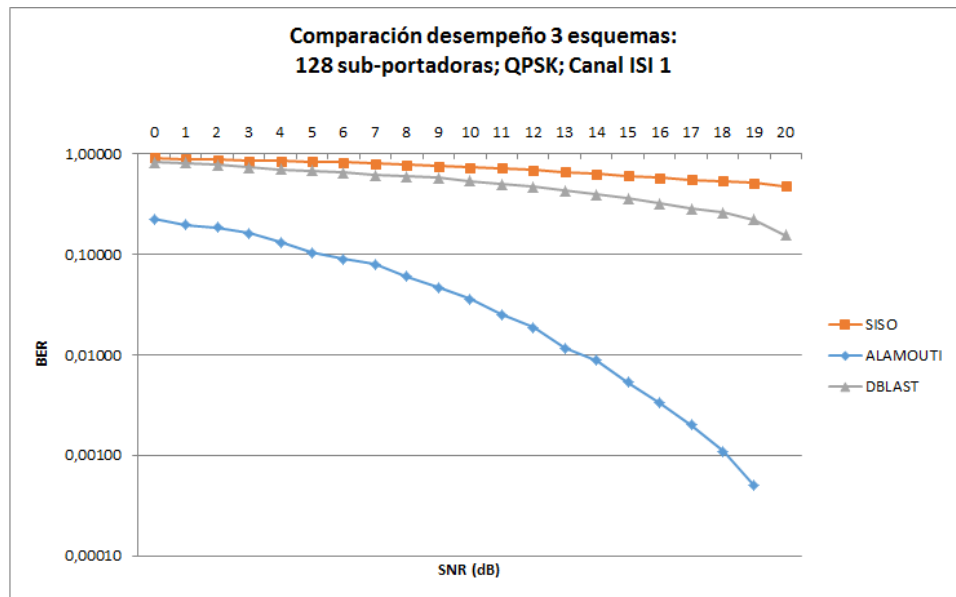


Figura 5.17: Gráfica BER vs. SNR para Alamouti, SISO y D-BLAST (QPSK – ISI 1), 128 sub-portadoras

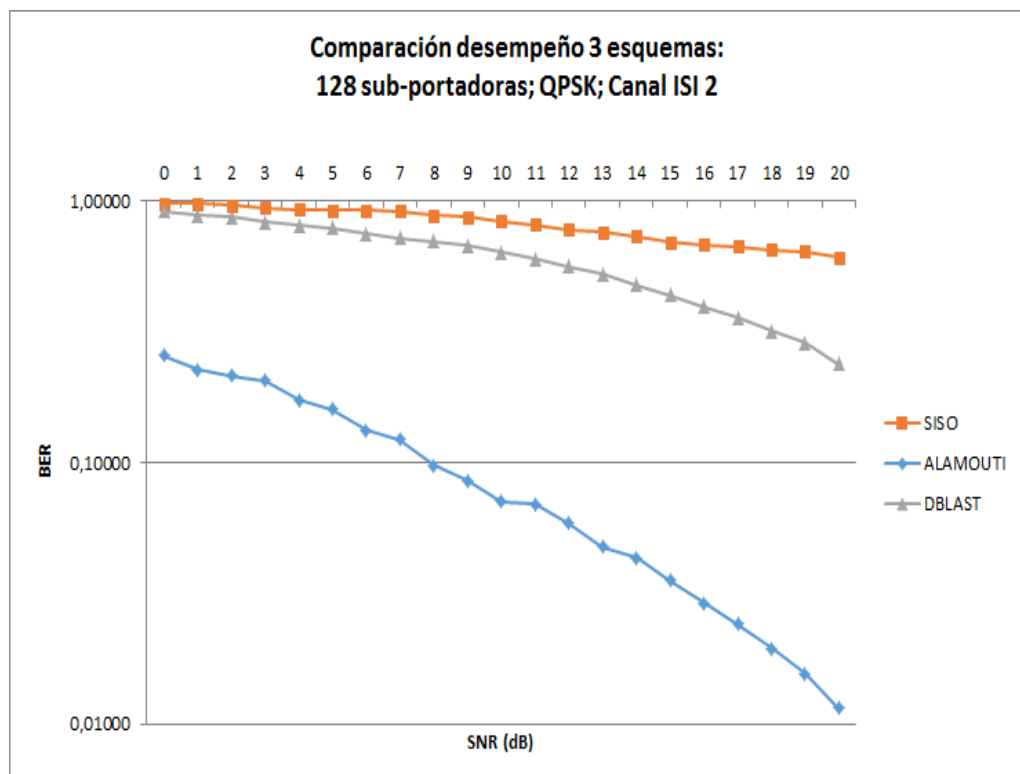


Figura 5.18: Gráfica BER vs. SNR para Alamouti, SISO y D-BLAST (QPSK – ISI 2), 128 sub-portadoras

Para el escenario con modulación 16QAM de las Figuras 5.19, 5.20 y 5.21, se aprecia nuevamente la ventaja del sistema Alamouti sobre el esquema SISO y D-BLAST. Para estos escenarios, al ser una constelación que usa más puntos, se puede visualizar un nivel de BER más alto, ya que el “demapeo” de símbolos en el receptor se vuelve una tarea mucho más complicada. El esquema D-BLAST, al ser un esquema recursivo que utiliza elementos de la señal anterior para calcular una posterior, es más sensible a errores con la modulación 16QAM, ya que de presentarse un error en la primera decodificación, este se transmitirá durante todo el proceso, provocando un BER considerablemente alto.

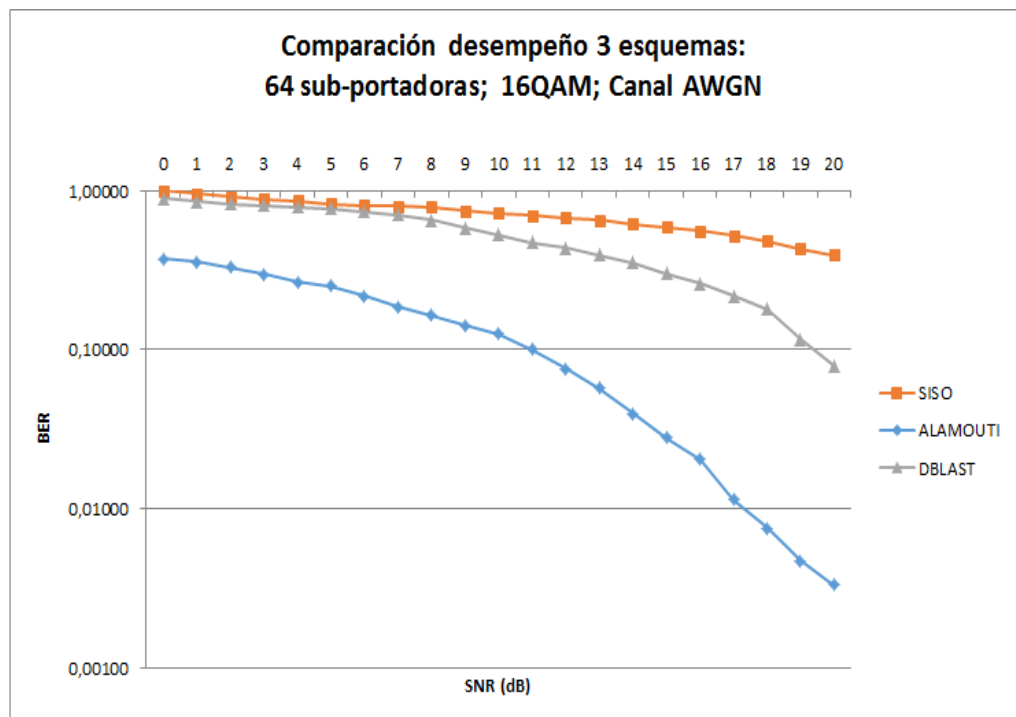
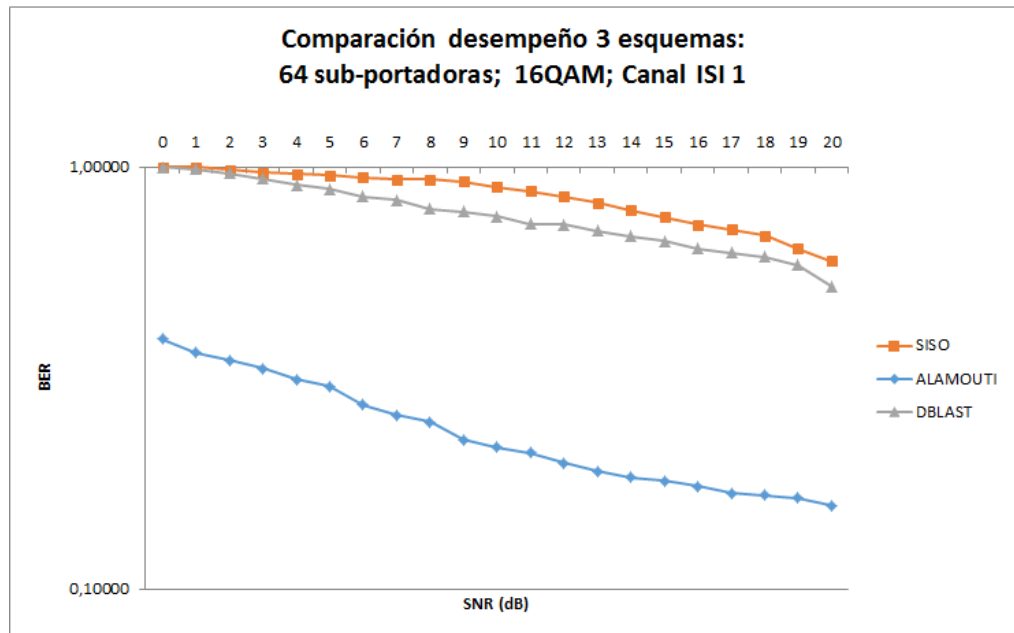
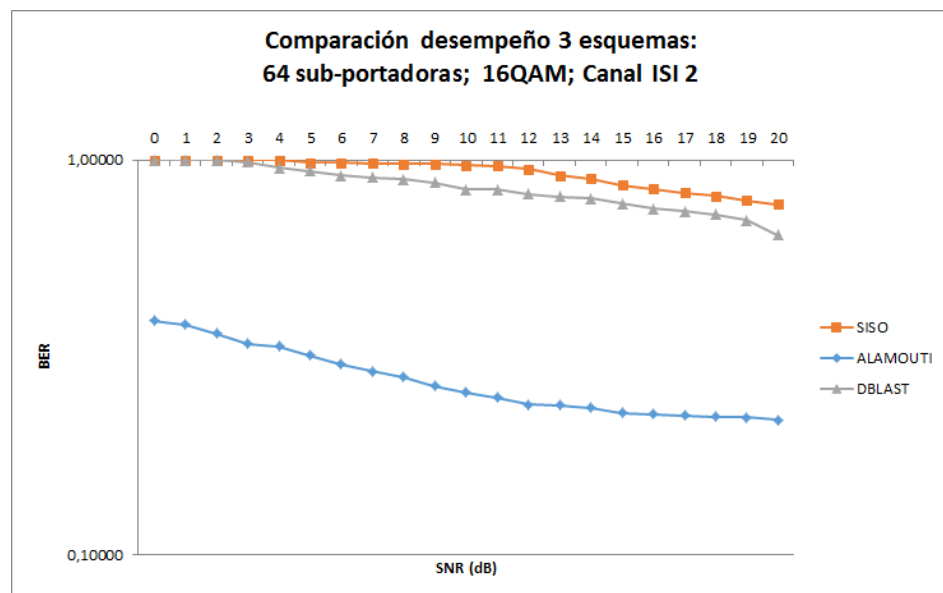


Figura 5.19: Gráfica BER vs. SNR para Alamouti, SISO y D-BLAST (16QAM – AWGN), 64 sub-portadoras



**Figura 5.20: Gráfica BER vs. SNR para Alamouti, SISO y D-BLAST
(16QAM–ISI 1), 64 sub-portadoras**



**Figura 5.21: Gráfica BER vs. SNR para Alamouti, SISO y D-BLAST
(16QAM–ISI 2), 64 sub-portadoras**

Se realiza el ejercicio para 128 sub-portadoras, evidenciando un comportamiento muy similar para las pruebas realizadas en 64 sub-portadoras de acuerdo a las Figuras 5.22, 5.23 y 5.24.

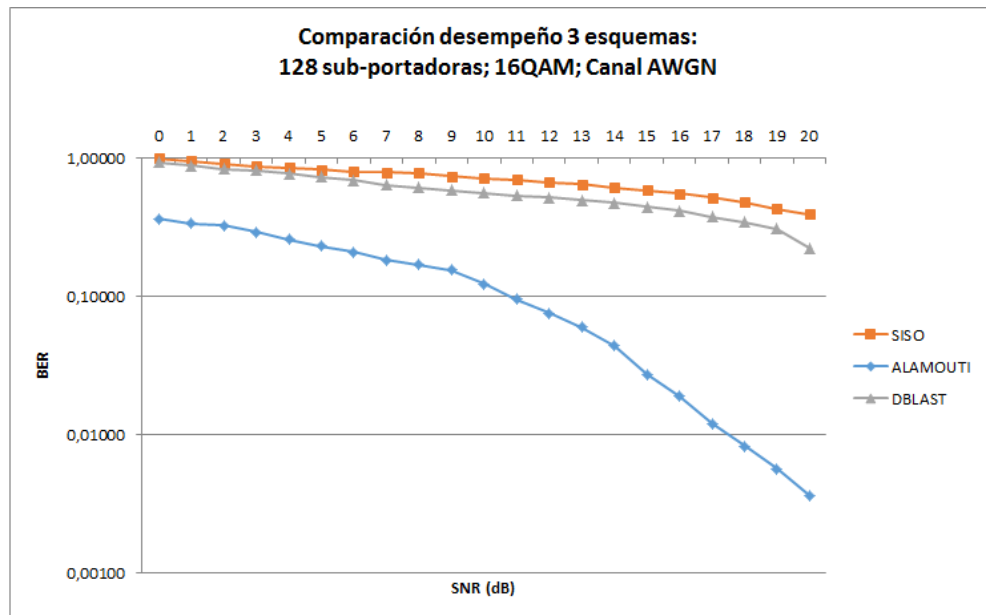


Figura 5.22: Gráfica BER vs. SNR para Alamouti, SISO y D-BLAST (16 QAM– AWGN), 128 sub-portadoras

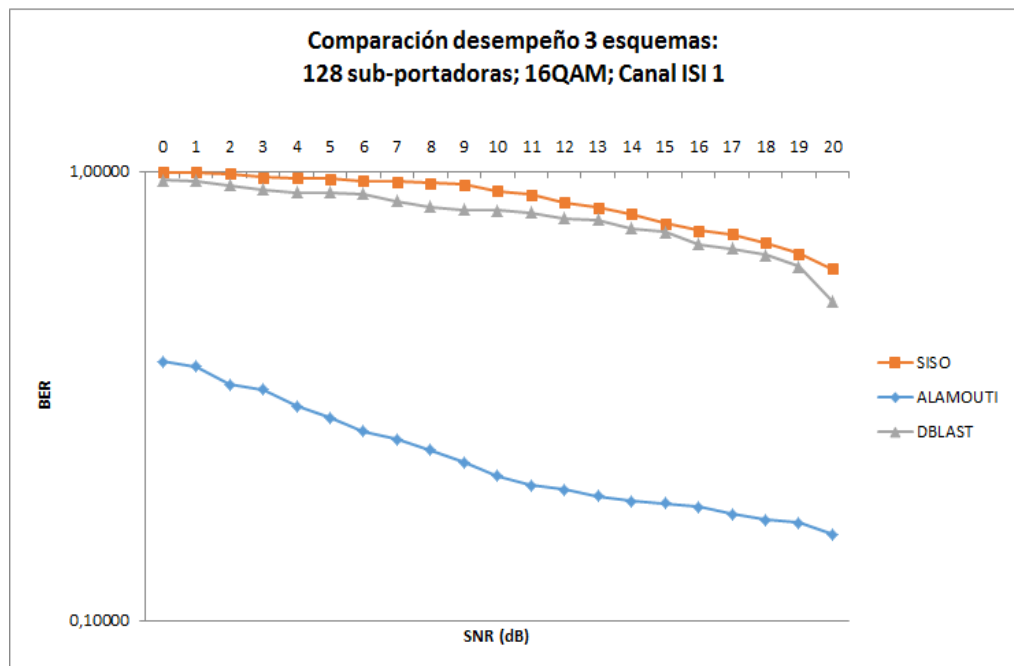


Figura 5.23: Gráfica BER vs. SNR para Alamouti, SISO y D-BLAST (16 QAM– ISI 1), 128 sub-portadoras

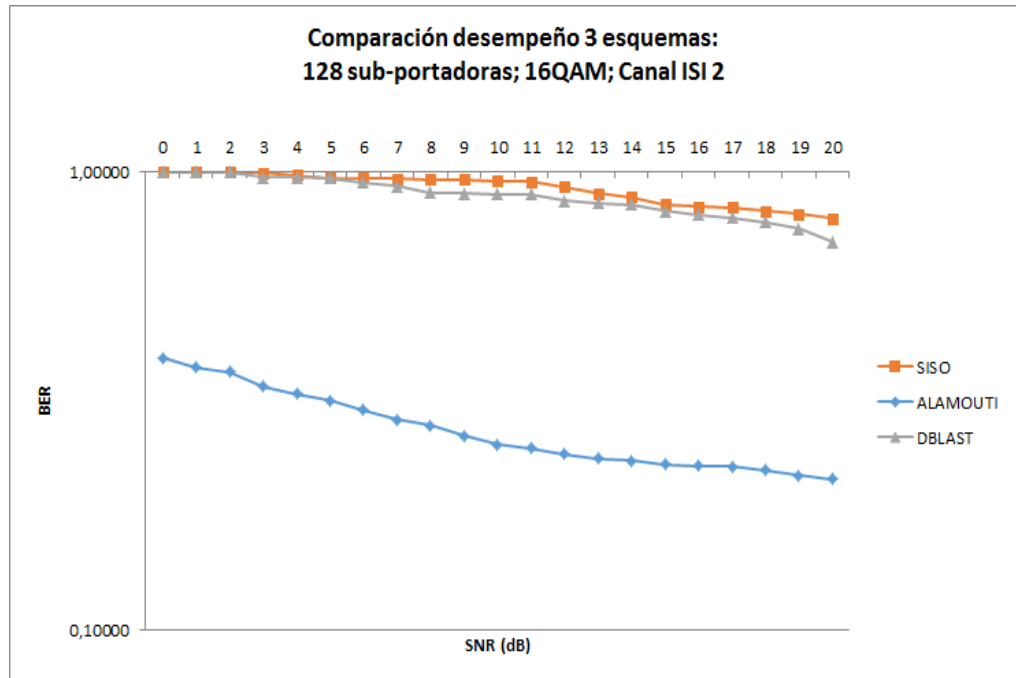


Figura 5.24: Gráfica BER vs. SNR para Alamouti, SISO y D-BLAST (16 QAM– ISI 2), 128 sub-portadoras

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Luego del ensayo realizado para los diferentes esquemas, se pudo determinar que Alamouti 2x2 destaca en cuanto a la eficiencia total del sistema, visualizando un BER menos significativo para todos canales AWGN e ISI en comparación con el esquema tradicional SISO y D-BLAST 2x2

El sistema D-BLAST es relativamente más eficiente que SISO, mostrando un BER menos significativo en la mayoría de escenarios analizados, usando como comparación únicamente los dos sistemas mencionados.

El sistema D-BLAST, si bien ofrece una mayor diversidad espacial y una mayor tasa de transferencia al usar información codificada y emitida por las 2 antenas, demostró ser muy susceptible a los canales con desvanecimiento multi-camino. Adicional, el comportamiento del mismo se ve afectado cuando se utiliza modulación 16QAM, debido a que en este esquema, el sistema es más susceptible a errores en el "demapeo". Siendo D-BLAST un esquema recursivo, un error en la decodificación de la primera señal implicaba que el mismo se transmita durante todo el procesamiento en el receptor.

Si bien la codificación y decodificación de señales para ambos esquemas, Alamouti y D-BLAST representan los pilares más importantes del diseño, la estimación de canal también es un elemento delicado al momento de implementarlos. La estimación errónea del canal desemboca en BER significativos en niveles de ruido bajos.

Para ensayos futuros utilizando esquemas de 2 o más antenas transmisoras y receptores, se recomienda el uso de elementos más robustos al momento de sincronizar los transceptores. Tener en consideración que los errores de sincronización son comunes en este tipo de experimentos, provocando que en algunos puntos no se pueda obtener una muestra válida para realizar el respectivo análisis.

En caso de querer mejorar la experiencia con un sistema D-BLAST se recomienda usar un ecualizador de canal. La implementación del mismo mejorará notablemente

la visualización de la constelación en el nodo receptor, mostrando así un “demapeo” más eficiente de los símbolos OFDM.

Para efectos comparativos, se recomienda usar canales con menos pasos. Esto debido a que canales como el exterior rural, presentarán mayor afectación a la robustez de los diferentes esquemas, complicando la evaluación de los resultados.

BIBLIOGRAFÍA

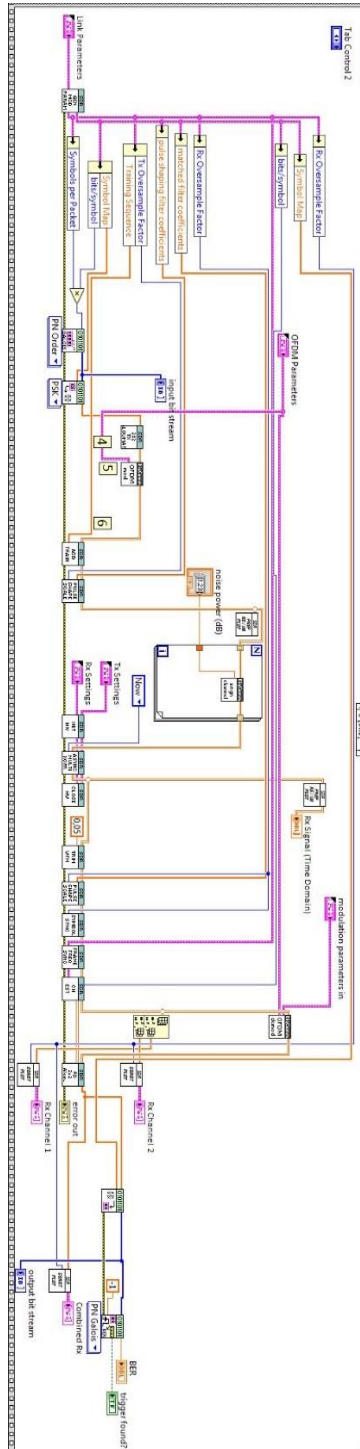
- [1] Pahlavan, K., Levesque, A. H., (2005), Wireless Information Networks, Estados Unidos, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc.
- [2] Tom's Guide Staff, (2017), The Fastest Wireless Networks Of 2017, Estados Unidos. Recuperado De <https://www.tomsguide.com/us/best-mobile-network,review-2942.html>
- [3] Rf Wireless World, (2012), Advantages And Disadvantages Or Wireless Communication. Recuperado de <http://www.rfwireless-world.com/Terminology/Advantages-and-Disadvantages-of-wireless-communication.html>
- [4] Rackley, S., (2007), Wireless Networking Technology From Principles To Successful Implementation, Reino Unido, Gran Bretaña: Elsevier.
- [5] Poole, I., What Is Mimo? Multiple Input Multiple Output Tutorial. Recuperado De <http://www.radio-electronics.com/info/antennas/mimo/multiple-input-multiple-output-technology-tutorial.php>
- [6] Vargas, C., Lopez, W., Da Rocha, C., (2007), Sistemas De Comunicación Inalámbrica Mimo-Ofdm. Acta Nova, 3(4), 761-777.
- [7] Telecommunications Blog, (2011), Ofdm Advantages And Disadvantages. Recuperado de <http://gsmcommunications.blogspot.com/2011/01/ofdm-advantages-and-disadvantages.html>
- [8] Alamouti, S. M., (1998), A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications, IEEE Journal On Select Areas In Communications, 16(8).
- [9] Du, J., Li, Y., (2003). D-BLAST OFDM with Channel Estimation, EURASIP Journal on Applied Signal Processing, 5, 605-612.
- [10] National Instruments, LabVIEW, Recuperado de <http://www.ni.com/es-cr/shop/labview/buy-labview.html>
- [11] National Instruments, USRP, Recuperado de <http://www.ni.com/sdr/usrp/esa/>

[12] National Instrumentes, (2017), NI USRP-292x/293x Datasheet.

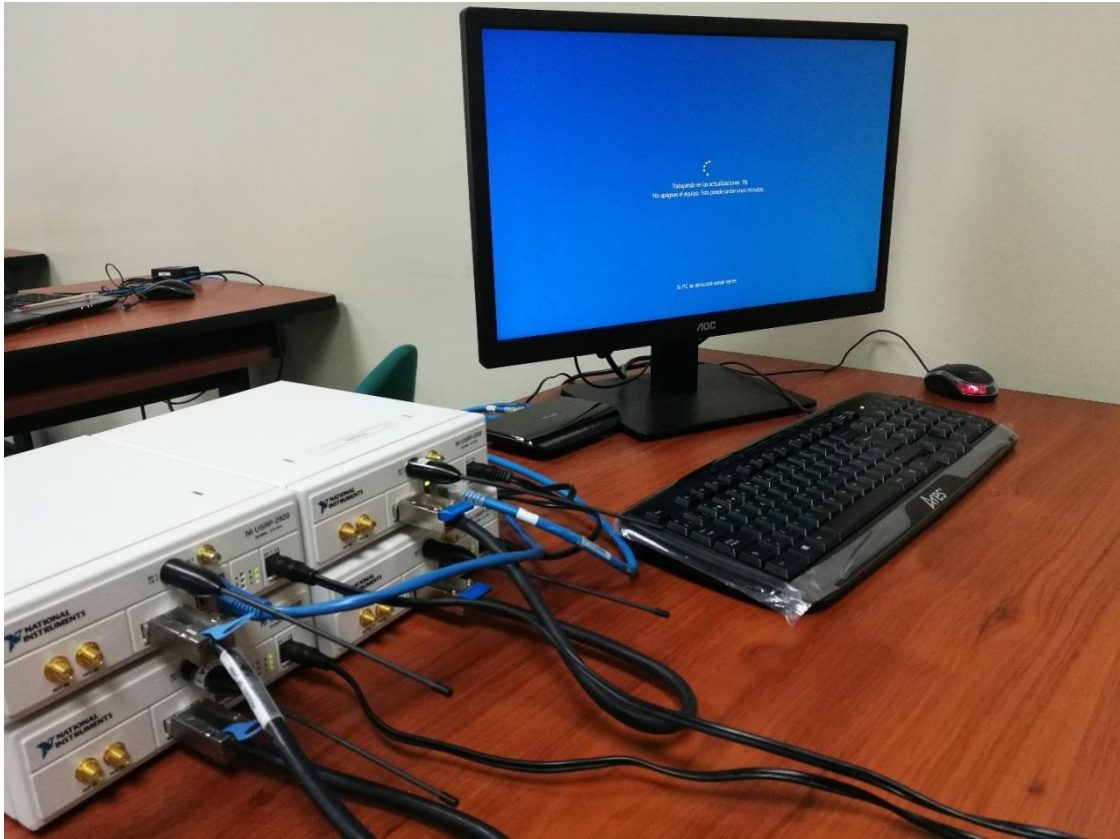
[13] National Instrumentes, (2015), 2X2 MIMO WITH NI USRP

<http://www.ni.com/white-paper/13878/en/>

ANEXOS



Anexo 1. Diagrama general de bloques para transmisión y recepción en un sistema OFDM



Anexo 2. Dispositivos totales usados para experimentación



Anexo 3. Transceptores USRP 2920 usados en experimento

Detailed Specifications

Characteristics	NI USRP-2920	NI USRP-2921	NI USRP-2922	NI USRP-2930	NI USRP-2932
Transmitter					
Frequency Range	50MHz-2.2GHz	2.4GHz-2.5GHz 4.9GHz-5.9GHz	400MHz- 4.4GHz	50MHz- 2.2GHz	400MHz- 4.4GHz
SW Adjustable TX Frequency Step			< 1KHz		
MAX Output Power			15 dBm - 20 dBm		
TX Output Power Gain Range			0 dB - 31 dB		
SW Adjustable Output Power Step Size			1dB		
Instantaneous Real-Time Bandwidth			20MHz (16bit samples)		
			40MHz (8bit-samples)		
DAC (Digital to Analog Conversion)			2 channels, 400MS/s, 16 bit		
DAC SFDR (Spurious Free Dynamic Range)			80 dB		
Receiver					
Software Adjustable RX Frequency Step			< 1KHz		
Max Input Power (Pin)			0 dBm		
Noise Figure			5 to 7 dB		
			20MHz (16bit samples)		
Instantaneous Real-Time Bandwidth			40MHz (8bit-samples)		
ADC (Analog to Digital Conversion)			2 channels, 100MS/s, 14 bit		
ADC SFDR (Spurious Free Dynamic Range)			88 dB		
Reference Clock					
Clock Type	TCXO	TCXO	TCXO	OCXO	OCXO
GPS Disciplined	NO	NO	NO	YES	YES
Freq.Accuracy of 10MHz Ref (No GPS Antenna)	2.5ppm	2.5ppm	2.5ppm	25 ppb	25 ppb

Shared Characteristics (Apply all NI-29xx devices)

Connections		Physical Specifications	
TX1 RX1, TX2 RX2, RX2 Ports	SMA	Enclosure Dimensions	6.25" Wide x 1.9" Tall x 8.35" Deep
Ethernet Connection	1 Gigabit Ethernet	Weight	2.63 lbs
Power Adapter	6VDC, 3A	Operating Temperature	23°C ±5°, Room Temperature
Ref Clock (10-MHz external reference input)	SMA, 10 MHz		
PPS Input (Pulse Per Second reference input)	SMA, 3-5V TTL Compatible		
MIMO Expansion Port	High-Speed SerDes protocol		

Anexo 4. Hoja de especificaciones técnicas de transceptor USRP 2920

MIMO-OFDM Alamouti (2x2)

System Parameters

Rx Waveforms | BER - Bit Error Rate | System Setup

Rx Settings

Tx Settings

USRP IP Address: 192.168.10.4; 192.168.10.5

IQ Sampling Rate [S/sec]: 4M

Carrier Frequency [Hz]: 438.2M

Per Device: 0

Start Trigger Time: 2 whole seconds, 0 fractional seconds

active antenna: TX1, gain: 10, Ref Frequency Source: Internal, Timebase Clock Source: Internal

Link Parameters

Symbol Rate: 1M

Symbols per Packet: 4000

Tx Oversample Factor: 4

Rx Oversample Factor: 4

Modulation Scheme: 4-QAM

Filter Length (symbols): 4

Filter Parameter: 0.50

Training Sequence: 707m + 707m 1

Channel Length Estimate: 2

Frequency Offset Correction?

error out

status: code: 0

source:

OFDM Parameters

FFT size (N): 64, Length of CP (Lc): 8

Null Tones: 0, 30, 31, 32, 0, 0

Training Sequence FFT size: 1, Training Sequence Length of CP: 0

channel model parameters

channel model: AWGN

noise power (dB): -Inf

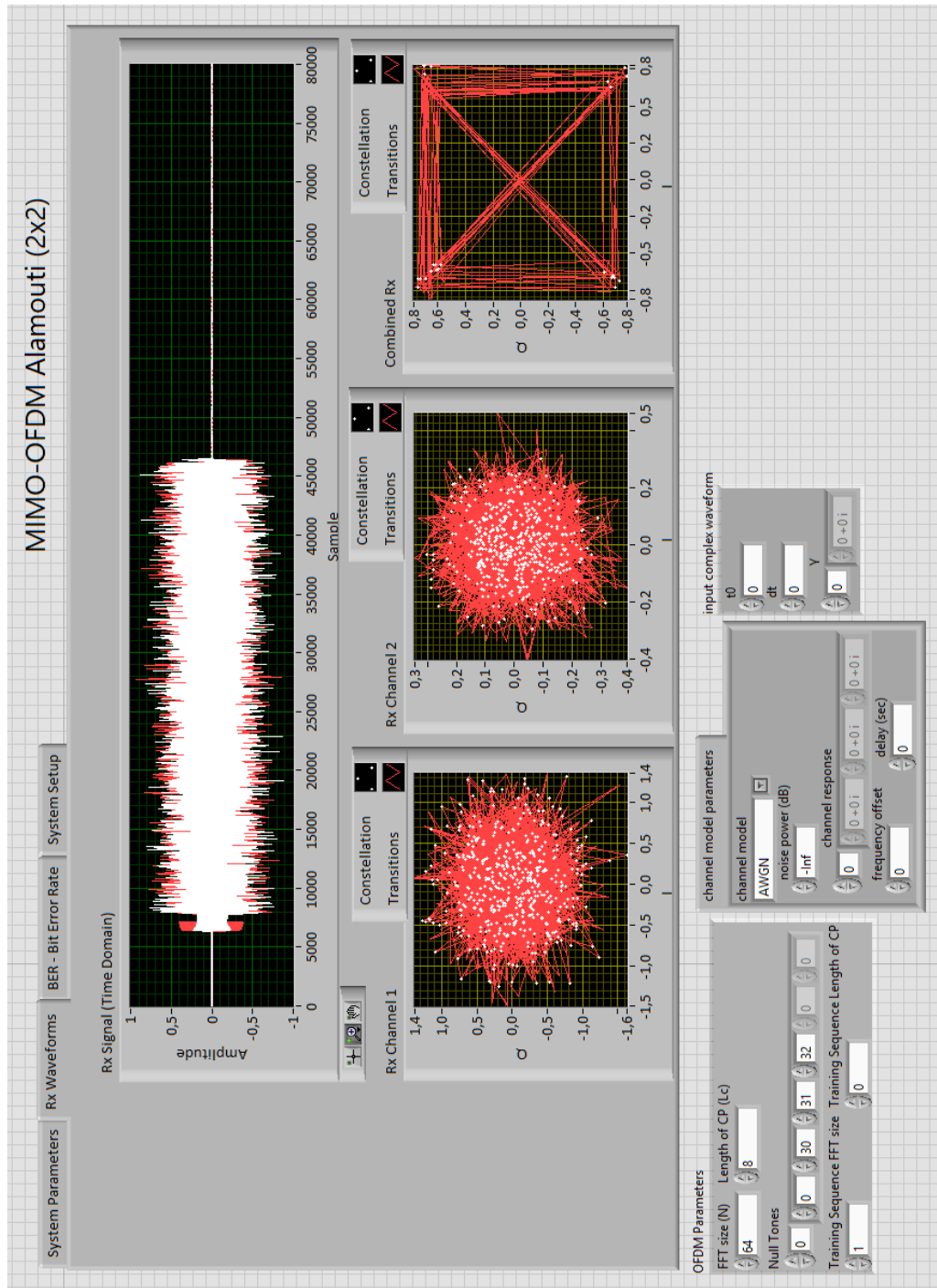
channel response: 0, 0+0i, 0+0i, 0+0i

frequency offset: 0, delay (sec): 0

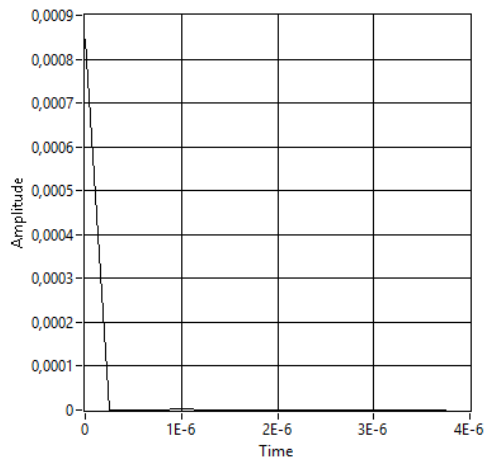
input complex waveform

t0: 0, dt: 0, Y: 0+0i

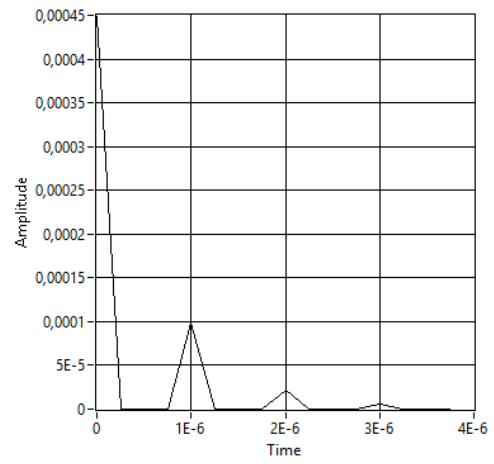
Anexo 5. Front 1 de diagramas de bloques de sistema



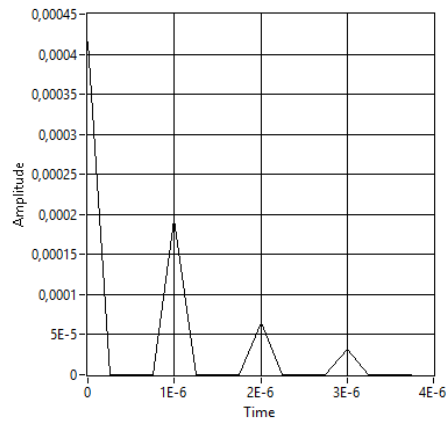
Anexo 6. Front 2 de diagramas de bloques de sistema



Canal AWGN

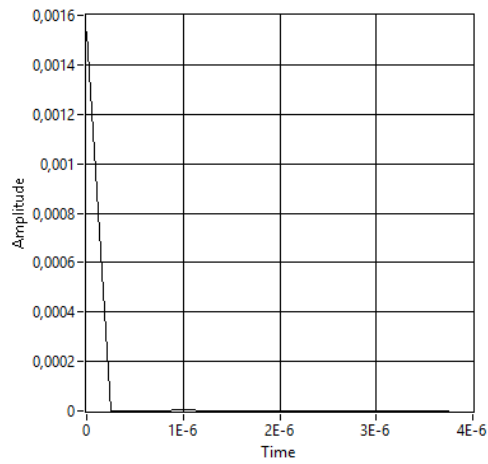


Canal ISI 1

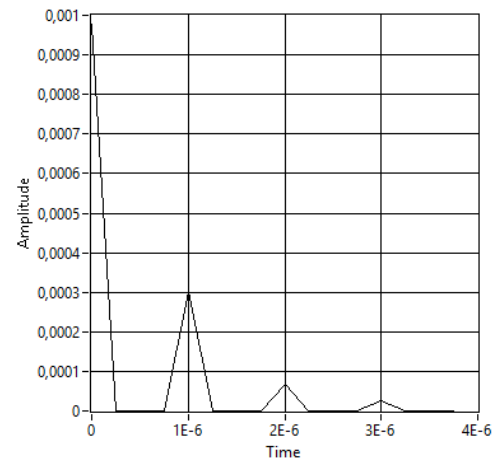


Canal ISI 2

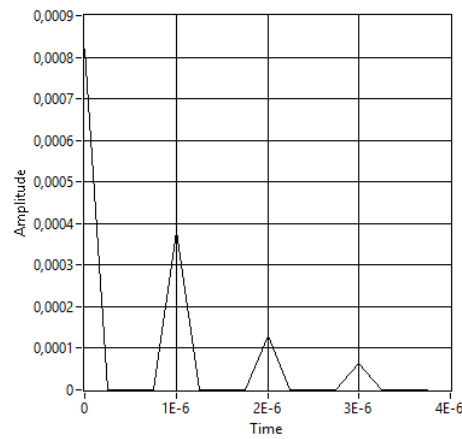
Anexo 7. Respuesta del canal en dominio del tiempo para los tres diferentes canales en esquema SISO con Modulación QPSK



Canal AWGN

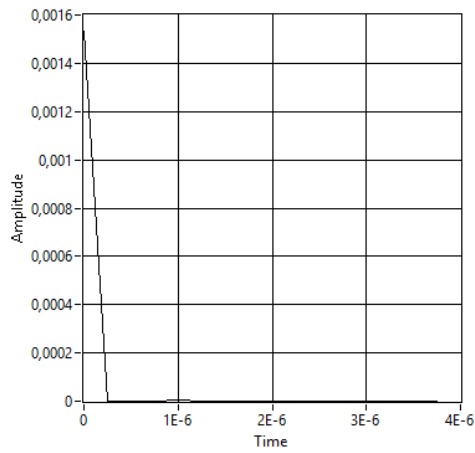


Canal ISI 1

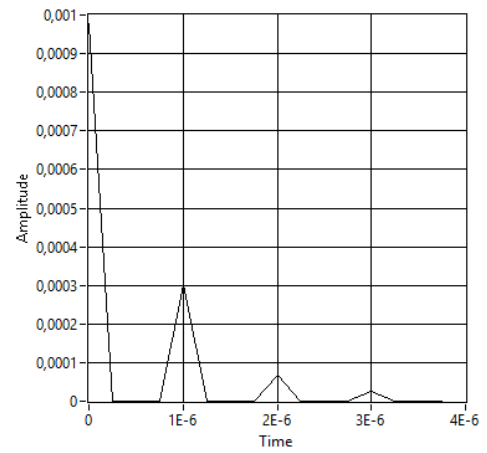


Canal ISI 2

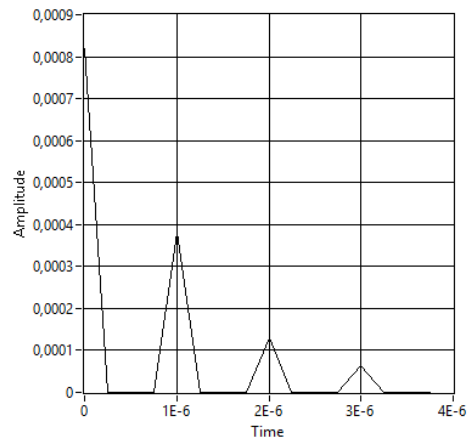
Anexo 8. Respuesta del canal en dominio del tiempo para los tres diferentes canales en esquema SISO con Modulación 16QAM



Canal AWGN

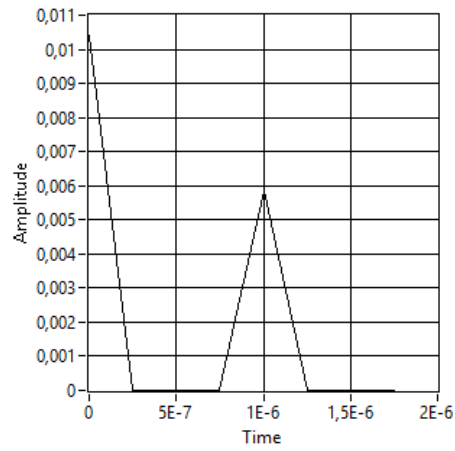


Canal ISI 1

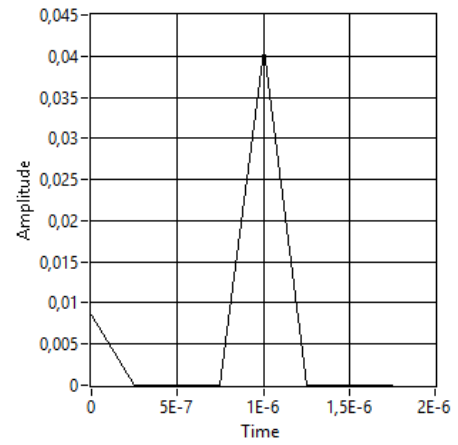


Canal ISI 2

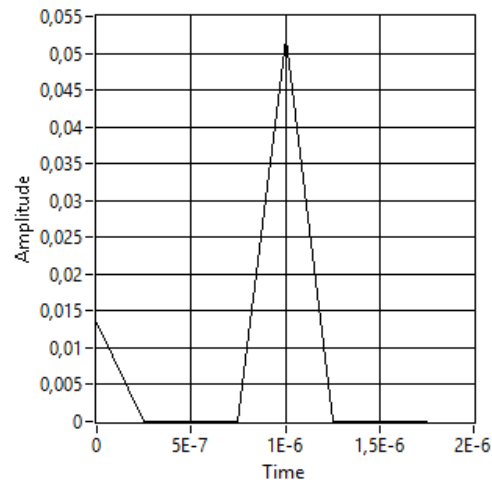
Anexo 9. Respuesta del canal en dominio del tiempo para los tres diferentes canales en esquema MIMO - ALAMOUTI con Modulación QPSK; enlace 1



Canal AWGN

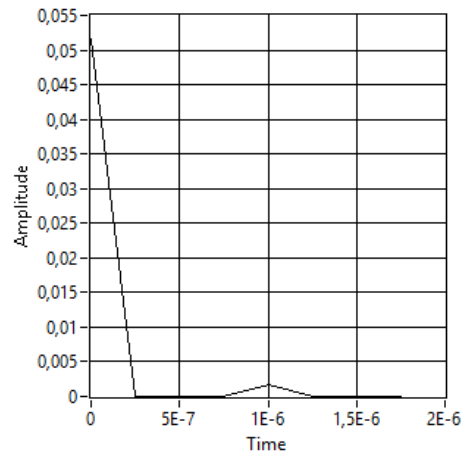


Canal ISI 1

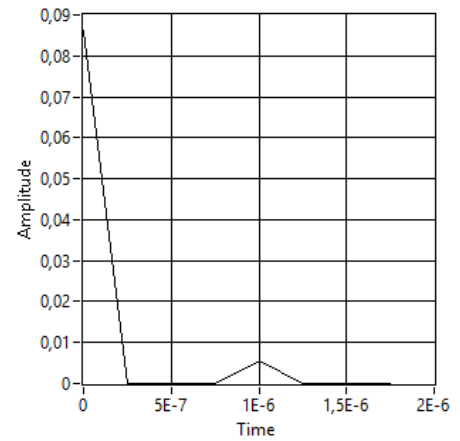


Canal ISI 2

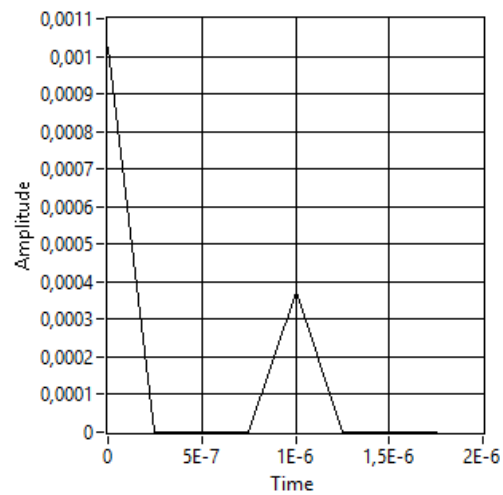
Anexo 10. Respuesta del canal en dominio del tiempo para los tres diferentes canales en esquema MIMO - ALAMOUTI con Modulación QPSK; enlace 2



Canal AWGN

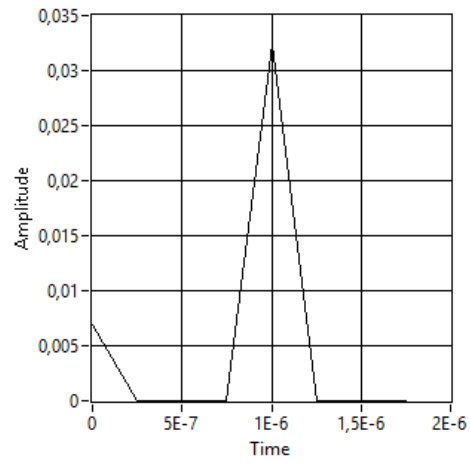


Canal ISI 1

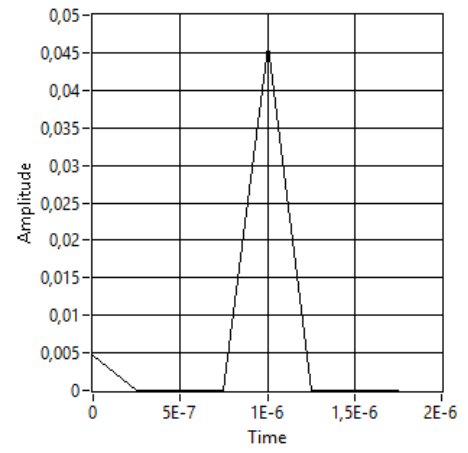


Canal ISI 2

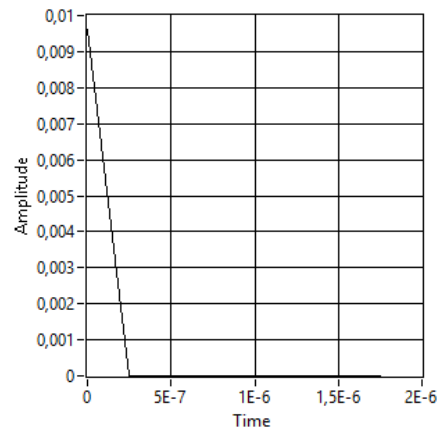
Anexo 11. Respuesta del canal en dominio del tiempo para los tres diferentes canales en esquema MIMO - ALAMOUTI con Modulación 16 QAM; enlace 1



Canal AWGN

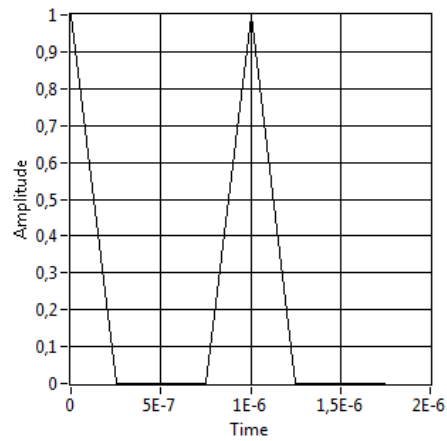


Canal ISI 1

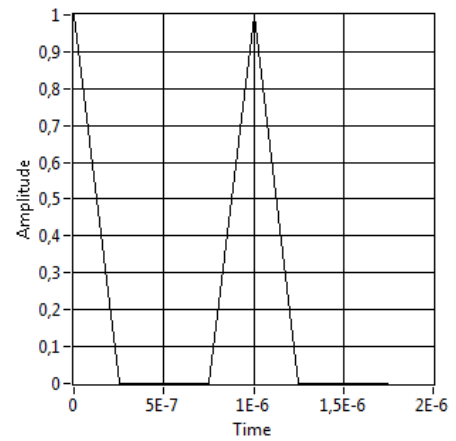


Canal ISI 2

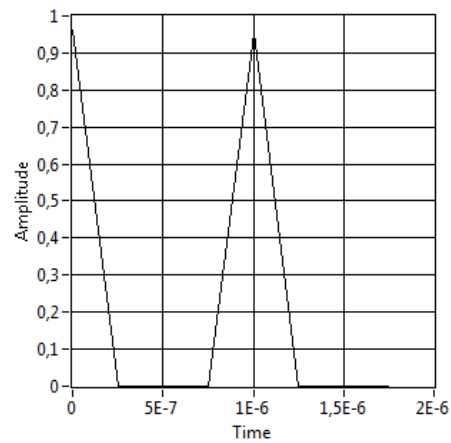
Anexo 12. Respuesta del canal en dominio del tiempo para los tres diferentes canales en esquema MIMO - ALAMOUTI con Modulación 16 QAM; enlace 2



Canal AWGN

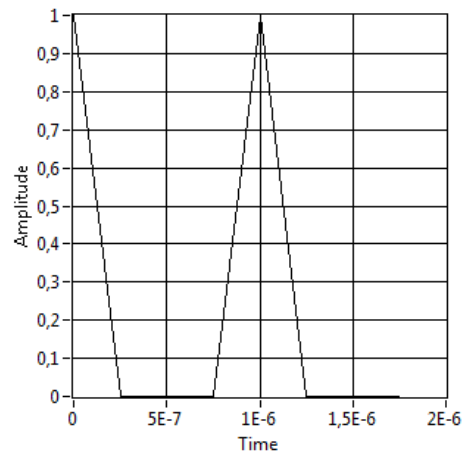
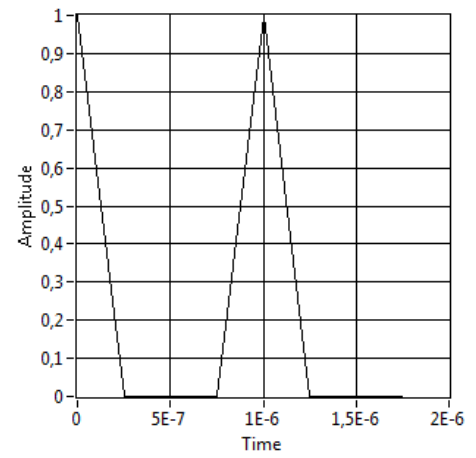
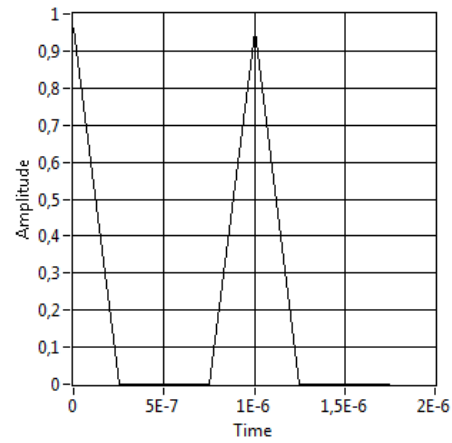


Canal ISI 1

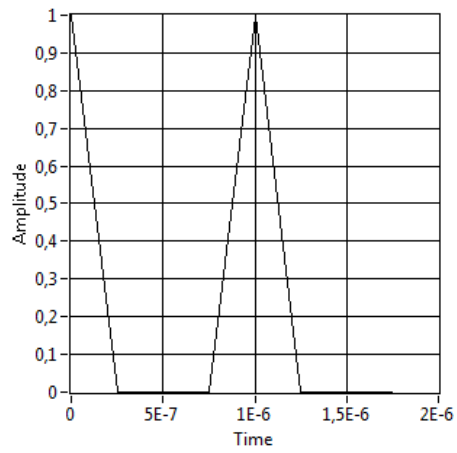
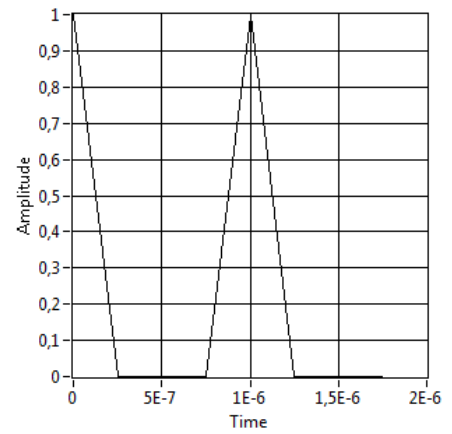
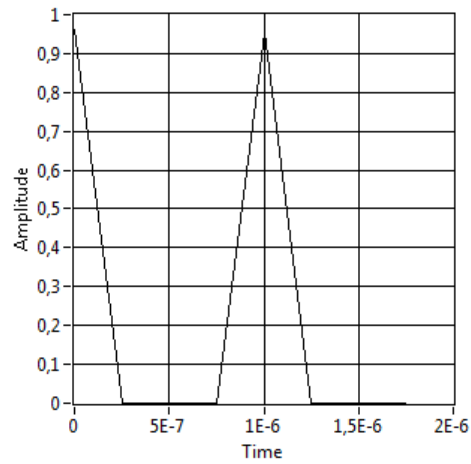


Canal ISI 2

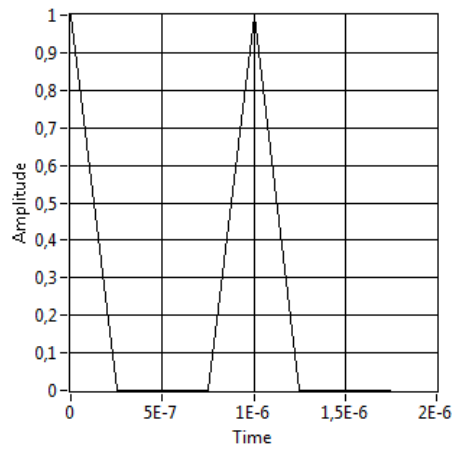
Anexo 13. Respuesta del canal en dominio del tiempo para los tres diferentes canales en esquema MIMO - DBLAST con Modulación QPSK; enlace 1

*Canal AWGN**Canal ISI 1**Canal ISI 2*

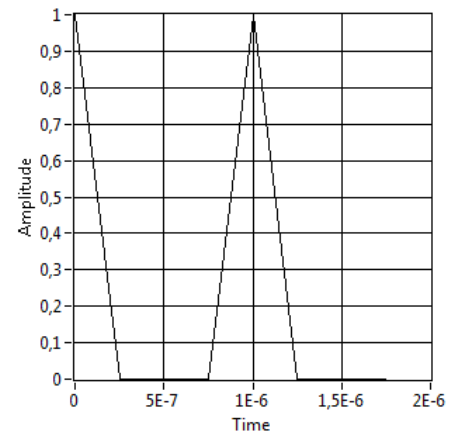
Anexo 14. Respuesta del canal en dominio del tiempo para los tres diferentes canales en esquema MIMO - DBLAST con Modulación QPSK; enlace 2

*Canal AWGN**Canal ISI 1**Canal ISI 2*

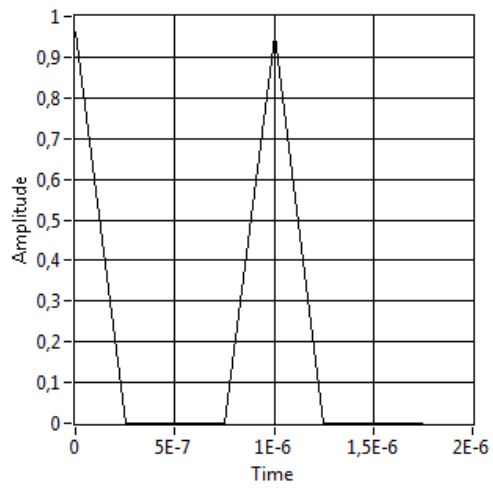
Anexo 15. Respuesta del canal en dominio del tiempo para los tres diferentes canales en esquema MIMO - DBLAST con Modulación 16 QAM; enlace 1



Canal AWGN

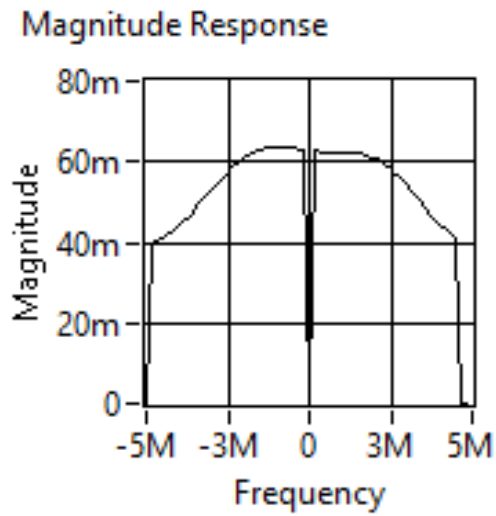


Canal ISI 1

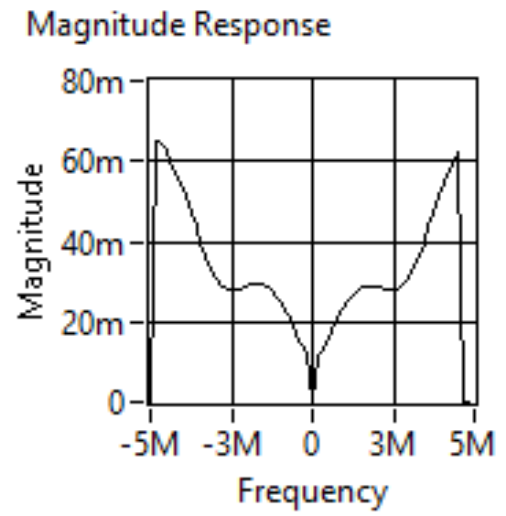


Canal ISI 2

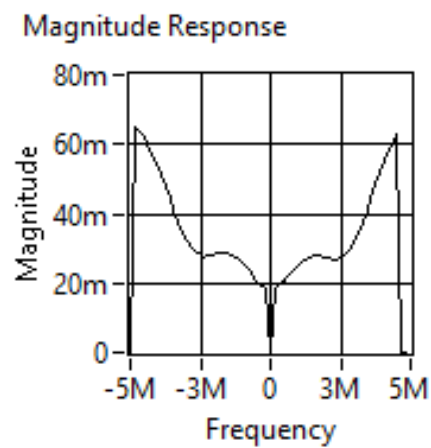
Anexo 16. Respuesta del canal en dominio del tiempo para los tres diferentes canales en esquema MIMO - DBLAST con Modulación 16 QAM; enlace 2



Canal AWGN

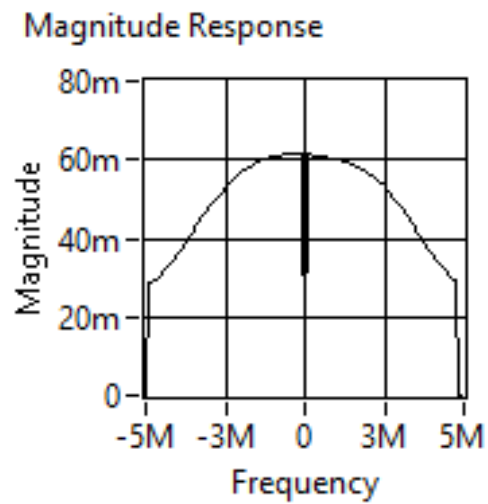


Canal ISI 1

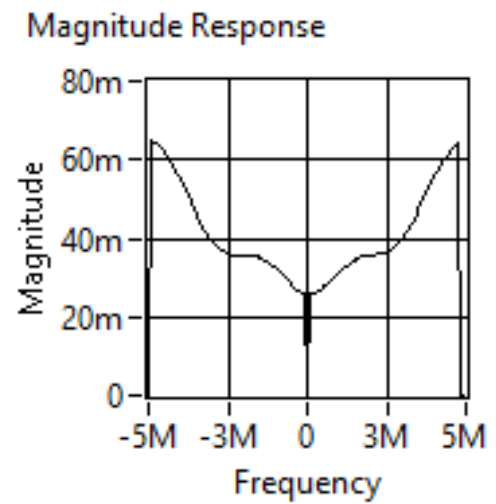


Canal ISI 2

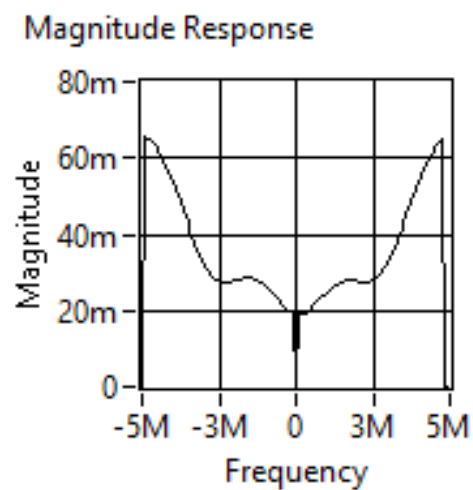
Anexo 17. Respuesta del canal en dominio de la frecuencia para los tres diferentes canales en esquema SISO con Modulación QPSK, 64 sub-portadoras



Canal AWGN

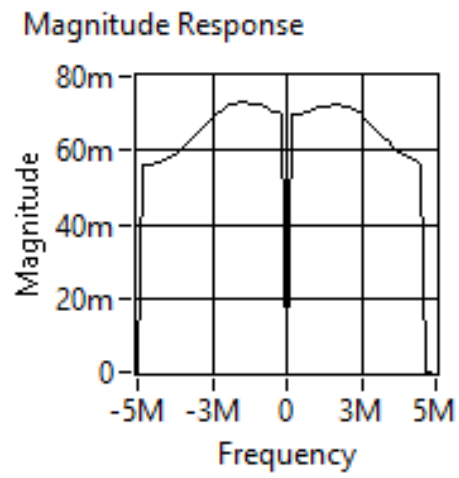


Canal ISI 1

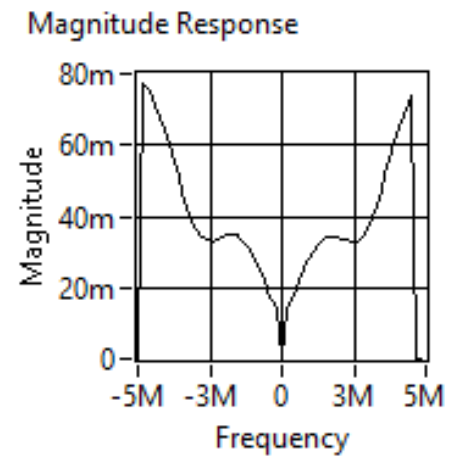


Canal ISI 2

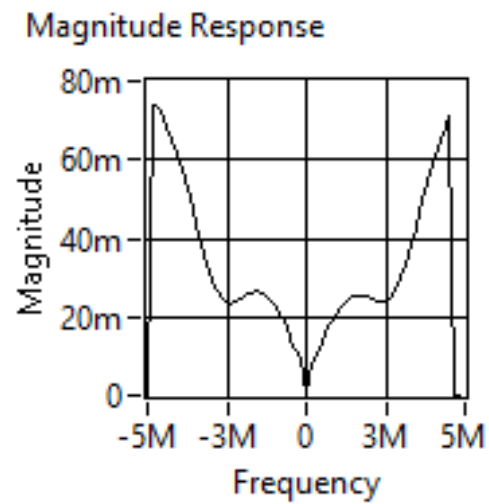
Anexo 18. Respuesta del canal en dominio de la frecuencia para los tres diferentes canales en esquema SISO con Modulación QPSK, 128 sub-portadoras



Canal AWGN

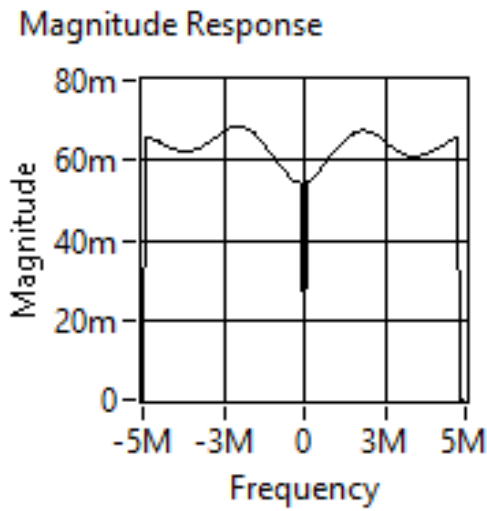


Canal ISI 1

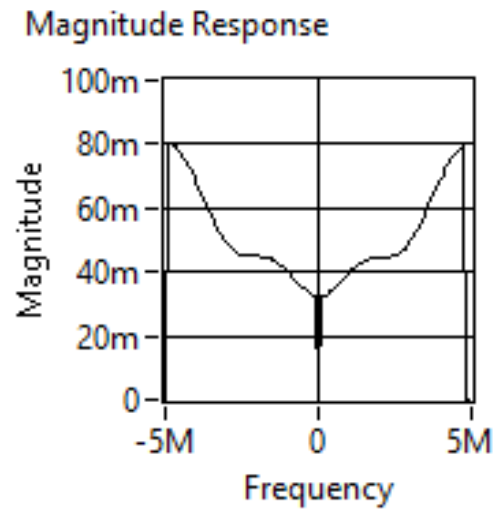


Canal ISI 2

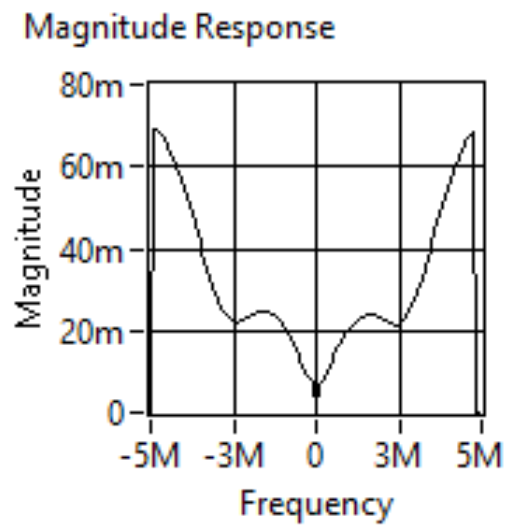
Anexo 19. Respuesta del canal en dominio de la frecuencia para los tres diferentes canales en esquema SISO con Modulación 16QAM, 64 sub-portadoras



Canal AWGN

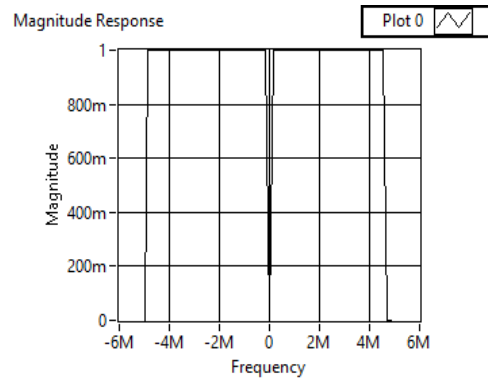


Canal ISI 1

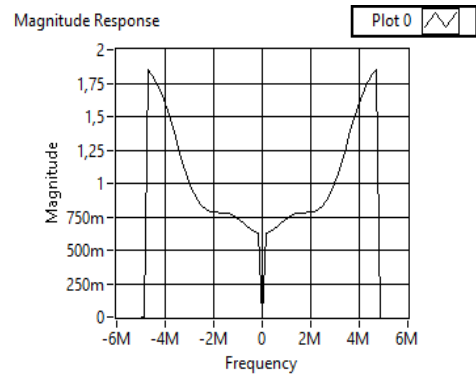


Canal ISI 2

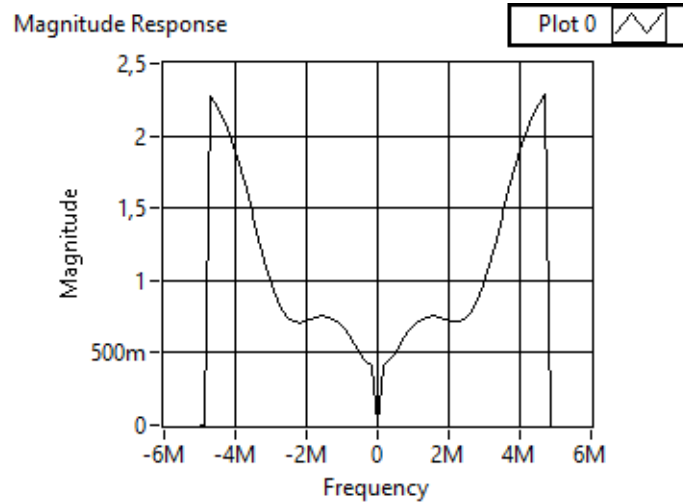
Anexo 20. Respuesta del canal en dominio de la frecuencia para los tres diferentes canales en esquema SISO con Modulación 16QAM, 128 sub-portadoras



Canal AWGN

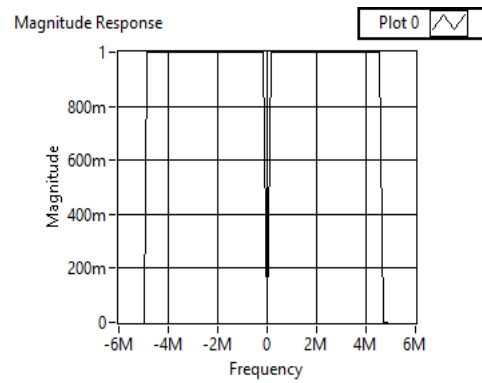


Canal ISI 1

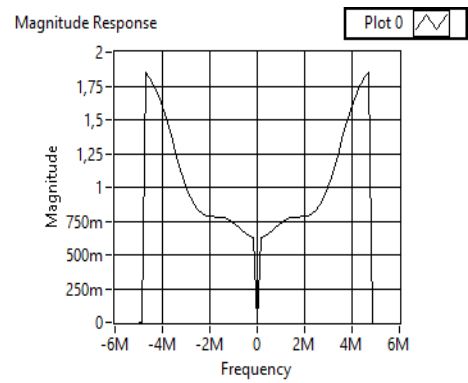


Canal ISI 2

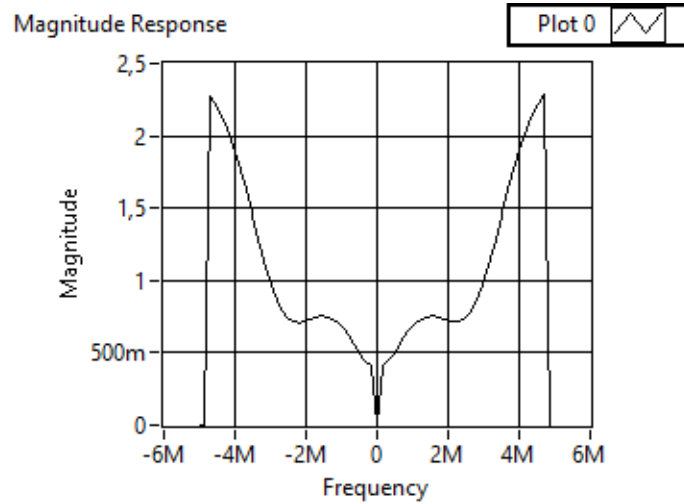
Anexo 21. Respuesta del canal en dominio de la frecuencia para los tres diferentes canales en esquema MIMO – OFDM , Modulación QPSK con 64 sub-portadoras; enlace 1



Canal AWGN

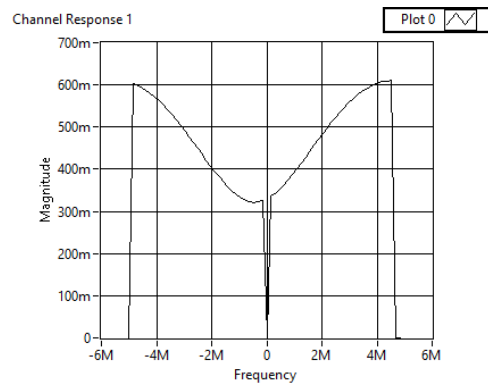


Canal ISI 1

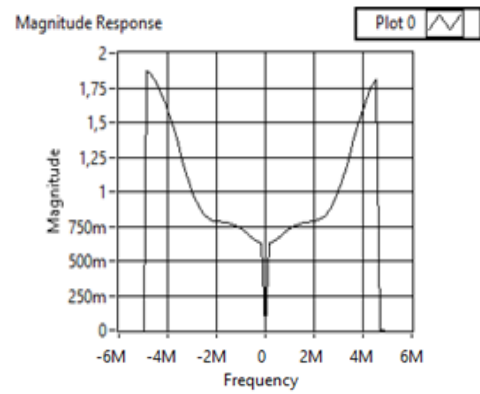


Canal ISI 2

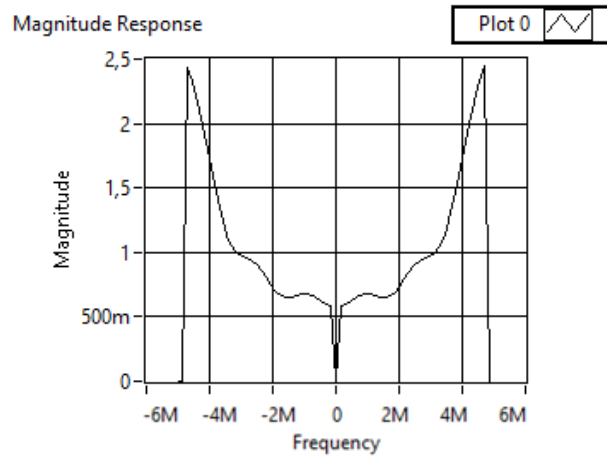
Anexo 22. Respuesta del canal en dominio de la frecuencia para los tres diferentes canales en esquema MIMO - OFDM, Modulación QPSK con 64 sub-portadoras; enlace 2



Canal AWGN

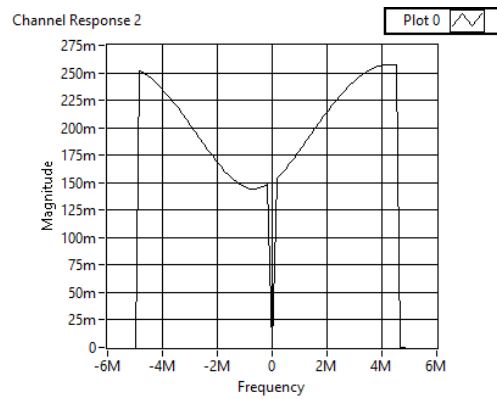


Canal ISI 1

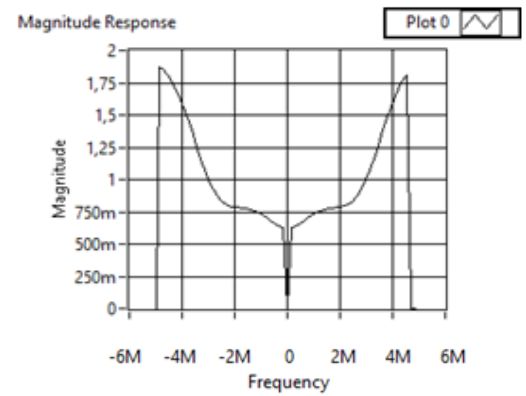


Canal ISI 2

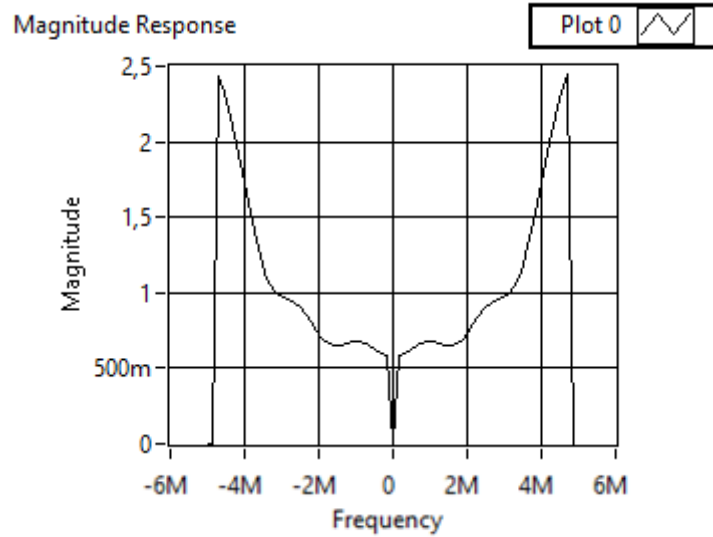
Anexo 23. Respuesta del canal en dominio de la frecuencia para los tres diferentes canales en esquema MIMO - OFDM, Modulación 16 QAM con 64 sub-portadoras; enlace 1



Canal AWGN

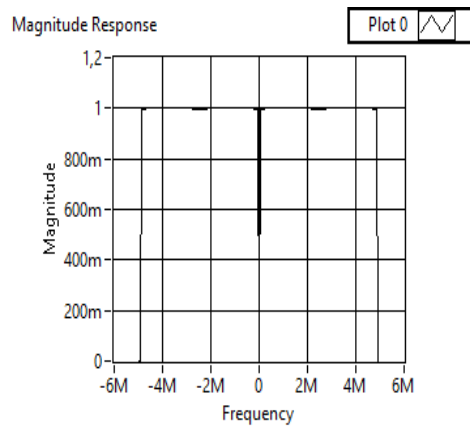


Canal ISI 1

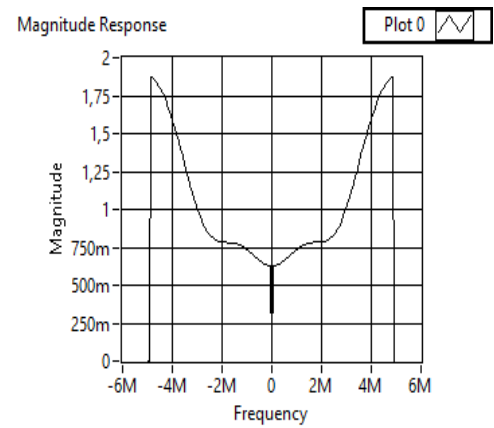


Canal ISI 2

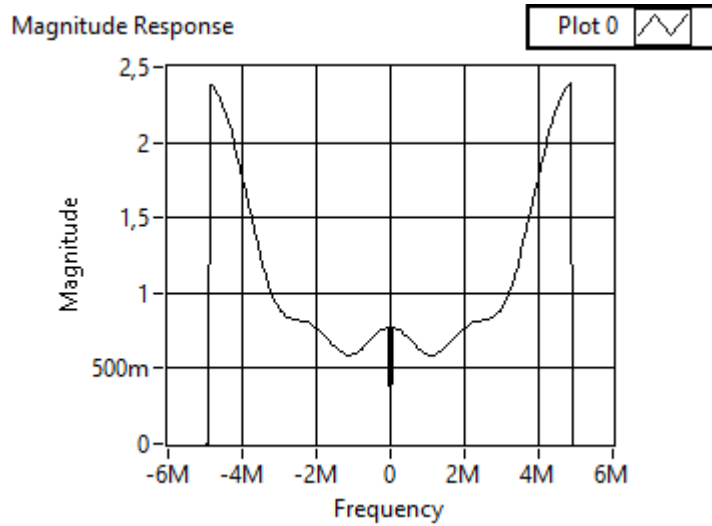
Anexo 24. Respuesta del canal en dominio de la frecuencia para los tres diferentes canales en esquema MIMO – OFDM, Modulación 16 QAM CON 64 sub-portadoras; enlace 2



Canal AWGN

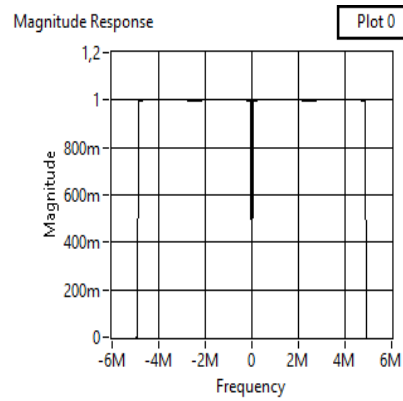


Canal ISI 1

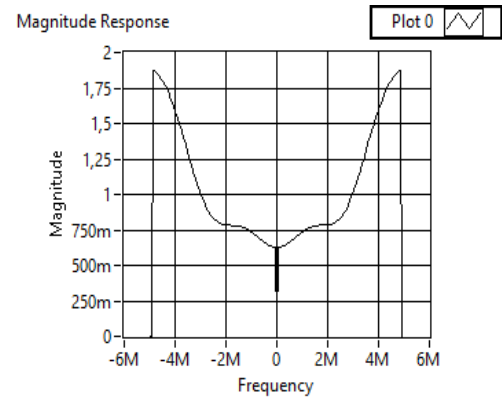


Canal ISI 2

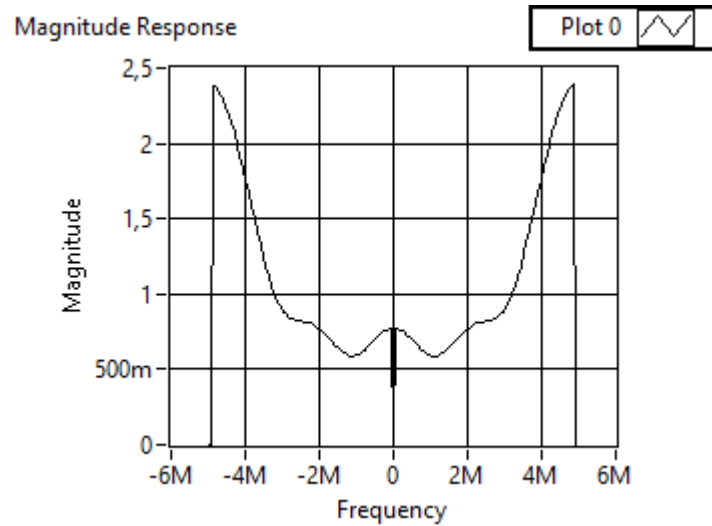
Anexo 25. Respuesta del canal en dominio de la frecuencia para los tres diferentes canales en esquema MIMO - OFDM, Modulación QPSK con 128 sub-portadoras; enlace 1



Canal AWGN

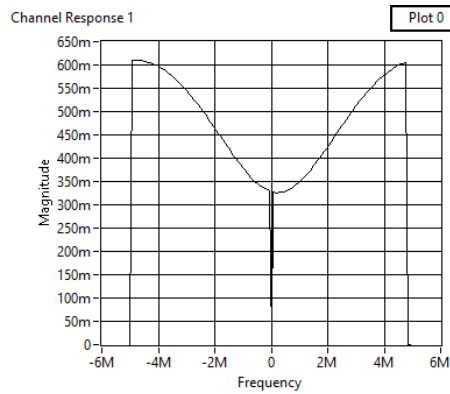


Canal ISI 1

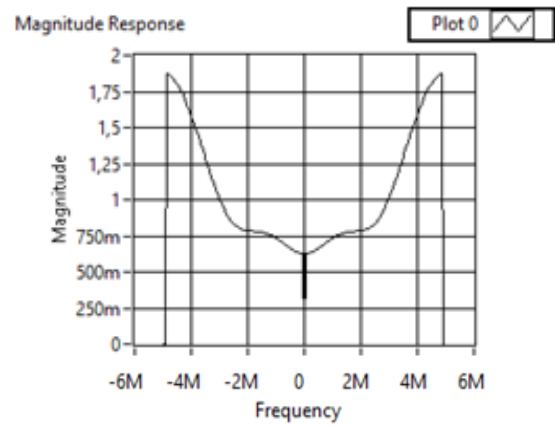


Canal ISI 2

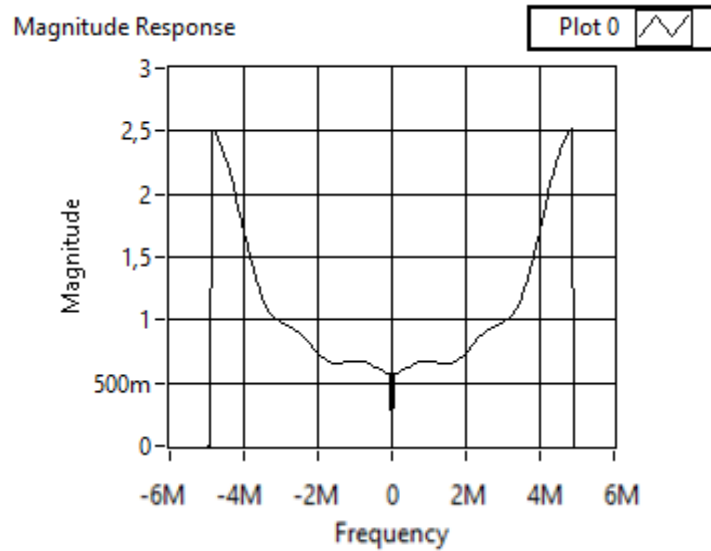
Anexo 26. Respuesta del canal en dominio de la frecuencia para los tres diferentes canales en esquema MIMO - OFDM, Modulación QPSK con 128 sub-portadoras; enlace 2



Canal AWGN

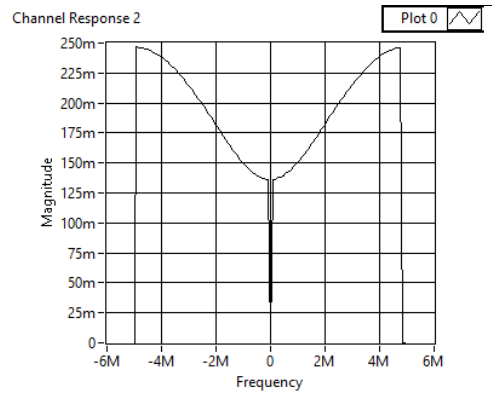


Canal ISI 1

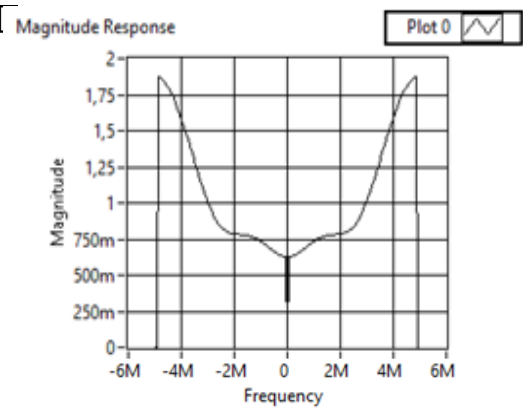


Canal ISI 2

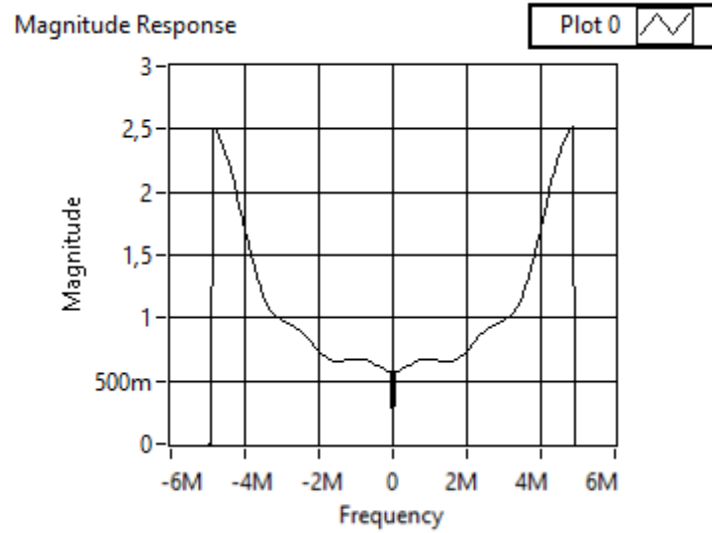
Anexo 27. Respuesta del canal en dominio de la frecuencia para los tres diferentes canales en esquema MIMO – OFDM, Modulación 16 QAM con 128 sub-portadoras; enlace 1



Canal AWGN



Canal ISI 1



Canal ISI 2

Anexo 28. Respuesta del canal en dominio de la frecuencia para los tres diferentes canales en esquema MIMO – OFDM, Modulación 16 QAM con 128 sub-portadoras; enlace 2

Término	Abreviatura
BER	Bit Error Rate
AWGN	Additive White Gaussian Noise
ISI	Intersymbol Interference
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
SNR	Signal To Noise Ratio
SISO	Single Input Single Output
MIMO	Multiple Input Multiple Output
USRP	Universal Software Radio Peripheral

Anexo 29. Abreviaturas