



ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL

Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación

“DISEÑO DE PRÁCTICAS DE LABORATORIO SOBRE
PROCESAMIENTO DIGITAL DE SEÑALES DE AUDIO A
TRAVÉS DE LA TRANSFORMADA DE COSENO
DISCRETA Y TRANSMISIÓN MISO”

INFORME DE PROYECTO INTEGRADOR

Previo a la obtención del Título de:

INGENIERO EN TELECOMUNICACIONES

VICTOR ALFREDO CHOEZ GUERRERO

PAUL EDUARDO RIZZO VERDESOTO

GUAYAQUIL – ECUADOR

AÑO: 2018

AGRADECIMIENTO

Mi más sincero agradecimiento en primer lugar a Dios que me ha permitido seguir adelante con este proyecto, así como de manera especial a la Ing. Maricela Freire B. y a el coordinador de materia el PhD. Boris Ramos S. pues gracias a su apoyo han sido un pilar invaluable en el desarrollo de este trabajo.

Atte. Victor Choez Guerrero

DEDICATORIA

El presente proyecto lo dedico a Dios, a mi madre Carmen Guerrero Maldonado y a mi padre Alfredo Choez Avilés que a pesar de las adversidades me han brindado sus experiencias a través de consejos invaluable, a mi familia que siempre ha estado ahí para brindarme su apoyo en situaciones difíciles.

Atte. Victor Choez Guerrero

TRIBUNAL DE EVALUACIÓN

PhD. Boris Ramos S.

PROFESOR TUTOR

MSc. Verónica Soto V.

PROFESOR COLABORADOR

DECLARACIÓN EXPRESA

"La responsabilidad y la autoría del contenido de este Trabajo de Titulación, nos corresponde exclusivamente; y damos nuestro 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".

.....
Víctor Alfredo Choez Guerrero

.....
Paul Eduardo Rizzo Verdesoto

RESUMEN

El envío de señales digitales es un proceso mediante el cual se transmite información a través de un medio alámbrico o inalámbrico, las características principales de una señal digital es la posibilidad de compresión y codificación de esta, permitiendo usar menos ancho de banda para transmitir la señal, ancho de banda que en sistemas inalámbricos es crítico. Por esto el envío de audio digital en los equipos USRP de forma inalámbrica se lo realiza con varias técnicas de compresión que son la transformada del coseno discreto, la cuantificación que nos permite variar los bits de resolución de la señal y la codificación Huffman que genera códigos de longitud variable según la probabilidad de cada símbolo. Dada estas características se envía la señal de audio con una compresión y codificación en la misma para que así en el receptor se pueda interpretar, decodificar y descomprimir de forma correcta la señal enviada.

En la actualidad la transferencia de información digital es importante en un ambiente inalámbrico, cada vez requerimos mayor capacidad en un canal para la transmisión de datos y estos datos cada vez requieren un mayor ancho de banda para poder transmitirse, una solución a este tipo de problema es la diversidad espacio-temporal que nos proporciona una comunicación con múltiples antenas mediante la transmisión MISO 2X1. La implementación de esta práctica se realizó mediante la codificación Alamouti que nos permite tener diversidad espacio-tiempo pues mediante las dos antenas enviamos un símbolo diferente en un instante t y en el instante $t+T$ enviamos una copia modificada de los símbolos enviados en el tiempo t logrando así redundancia en la transmisión.

ABSTRACT

The transmission of digital signals is a process by which information is sent through a wired or wireless medium, the main characteristics of a digital signal is the possibility of compiling and coding this information, allowing to use less bandwidth to transmit the signal, bandwidth that in the wireless systems is critical. For this reason, sending digital audio on USRP equipment wirelessly can be done with several compression techniques among which we have the discrete cosine transformation, the quantification that allows us to vary the signal resolution bits and the Huffman coding that generates codes of variable length according to the probability of each symbol. Given these characteristics the audio signal is sent with a compression and coding in it so that the receiver can interpret, decode and decompress the sent signal correctly.

As the transmission of digital signals are important, it increasingly requires a greater capacity in a channel for sending information and this information each time require more bandwidth to be able to transmit at a speed biggest and guarantee a bit rate higher, a solution for this type of problem is the space-time diversity that provides a communication with multiple antennas as is the MISO 2X1 transmission. The implementation of this practice has been done through the coding "Alamouti" that allows to have the diversity of space-time at the instant "t" and at the instant "t + T" sent to a modified copy of the symbols sent in time " t "thus achieving redundancy in the transmission.

ÍNDICE GENERAL

AGRADECIMIENTO	ii
DEDICATORIA	iii
TRIBUNAL DE EVALUACIÓN	iv
DECLARACIÓN EXPRESA	v
RESUMEN	i
ABSTRACT	ii
ÍNDICE GENERAL.....	iii
ÍNDICE DE FIGURAS	vi
CAPÍTULO 1	1
1. INTRODUCCION.....	1
1.1 Antecedentes:.....	1
1.2 Problema	1
1.3 Preguntas del proyecto.....	2
1.4 Objetivo General.....	3
1.5 Objetivos específicos.....	3
1.6 Contexto Ambiental	3
1.7 Información adicional.....	5
1.8 Recursos:	5
1.9 Materias de las que se integran conceptos	5
CAPÍTULO 2.....	6
2. Marco teórico.	6
2.1 Radio definido por Software (SDR)	6
2.2 Transmisión de audio digital a través de la transformada del coseno discreto (DCT)	7
2.3 Transmisión de señal de voz.....	8
2.3.1 Transformada del Coseno Discreto.....	9
2.3.2 Cuantificadores	11

2.3.3	Cuantificadores Uniformes de señales de voz	13
2.3.4	Cuantificadores no uniformes de señales de voz.....	13
2.3.5	Codificador de Huffman.....	15
2.4	Desarrollo de la práctica de audio	19
2.4.1	Encolamiento en LabVIEW	19
2.5	Introducción de comunicaciones multi-antena.....	25
2.6	Transmisión MISO (Multiple-Input, Single-Output).	26
2.6.1	Diversidad en transmisión MISO.....	26
2.6.2	Modelo de canal MISO.....	27
2.6.3	Código Alamouti.....	29
2.6.4	Esquema de transmisión y recepción de la señal MISO	32
2.7	Estimación del Canal MISO.....	34
2.8	Desarrollo de la práctica transmisión MISO.....	36
2.8.1	Implementación código Alamouti en LabVIEW	36
CAPÍTULO 3.....		40
3.	RESULTADOS	40
3.1	Envío de audio a través de DCT variando resolución del cuantificador con modulación QPSK y 16QAM.....	40
3.1.1	Configuración del Transmisor de audio.....	40
3.1.2	Variación de la resolución en la transmisión del audio.....	41
3.1.3	Configuración del Receptor de audio	42
3.1.4	Variación de la resolución en la transmisión del audio.....	42
3.1.5	Configuración de Vi's modulación QPSK	43
3.1.6	Respuesta de la transmisión DCT variando resolución de cuantificador en modulación QPSK	45
3.1.7	Configuración de Vi's modulación 16QAM	46
3.1.8	Respuesta de la transmisión DCT variando resolución de cuantificador en modulación 16QAM.....	48
3.1.9	Forma de onda de señal transmitida y recibida.....	49

3.1.10	Señal Enviada con variaciones en Resolución de cuantificador. 50	
3.2	Transmisión MISO.....	53
3.2.1	Configuración parámetros para transmisión MISO.....	53
3.2.1	Configuración del Transmisor	53
3.2.2	Configuración del receptor	54
3.2.3	Configuración de Vi's	55
3.2.4	Respuesta de la transmisión MISO variando niveles de ruido en el transmisor.....	58
	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....	59
	BIBLIOGRAFÍA.....	60

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1: Laboratorio Simulaciones de Telecomunicaciones FIEC. -----	4
Figura 1.2: Ubicación del Laboratorio de Simulaciones en la Facultad FIEC. -	4
Figura 2.1: Equipo USRP 2920 usado para la transmisión. -----	6
Figura 2.2: Esquema de transmisión y recepción de un paquete de audio. ---	7
Figura 2.3: Señal DCT de una señal generada de forma aleatoria. -----	10
Figura 2.4: Señal DCT de una señal de audio. -----	11
Figura 2.5: Proceso de cuantificación de una señal. -----	12
Figura 2.6: Cuantificador uniforme. -----	13
Figura 2.7: Cuantificador uniforme aplicado incorrectamente. -----	14
Figura 2.8: Cuantificador no uniforme con 3 bits de resolución. -----	15
Figura 2.9: Árbol binario de Huffman -----	17
Figura 2.10: Bloque de configuración de colas en LabVIEW -----	19
Figura 2.11: Lazo de encolamiento básico en LabVIEW -----	20
Figura 2.12: Lazo básico para validar estado de encolamiento. -----	20
Figura 2.13: Lazo básico para obtener valores de la cola. -----	21
Figura 2.14: Transmisión de datos en sistemas de múltiples antenas. -----	25
Figura 2.15: Diversidad espacial. -----	27
Figura 2.16: Diversidad espacial MISO con un arreglo de N antenas transmisoras -----	28
Figura 2.17: Esquema de codificación Alamouti -----	29
Figura 2.18: Símbolos en codificación Alamouti. -----	36
Figura 2.19: Bloque codificador de Alamouti LabVIEW. -----	36
Figura 2.20: Decodificador Alamouti en LabVIEW. -----	37
Figura 3.1: Parámetros Transmisor audio QPSK. -----	43
Figura 3.2: Parámetros Receptor audio QPSK. -----	43
Figura 3.3: Tiempos de captura resolución 7, 8 y 9 QPSK. -----	43
Figura 3.4: Diagrama de constelación señal QPSK recibida -----	44
Figura 3.5: Diagrama de ojo señal QPSK recibida -----	44
Figura 3.6: Respuesta del canal con una modulación QPSK. -----	44
Figura 3.7: BER vs SNR QPSK -----	45
Figura 3.8: Parámetros Transmisor audio 16QAM -----	46
Figura 3.9: Parámetros receptor audio 16QAM. -----	46
Figura 3.10: Tiempos de captura resolución 7, 8 y 9 16QAM. -----	46
Figura 3.11: Diagrama de constelación señal 16QAM recibida -----	47
Figura 3.12: Diagrama de ojo señal 16QAM recibida. -----	47

Figura 3.13: Respuesta del canal con una modulación 16QAM. -----	47
Figura 3.14: BER vs SNR 16QAM -----	48
Figura 3.15: Señal de audio original. -----	49
Figura 3.16: Transformada DCT en un paquete de audio. -----	49
Figura 3.17: Transformada DCT de varios paquetes a transmitir. -----	50
Figura 3.18: Señal procesada en receptor. -----	50
Figura 3.19: Señal de audio enviada. -----	51
Figura 3.20: Señal de audio recibida con resolución 8. -----	51
Figura 3.21: Señal de audio recibida con resolución 7. -----	51
Figura 3.22: Señal de audio recibida con resolución 6. -----	52
Figura 3.23: Ambiente en transmisión MISO. -----	53
Figura 3.24: Antena 1-----	55
Figura 3.25: Antena 2-----	55
Figura 3.26: Antena de recepción. -----	56
Figura 3.27: Diagrama de constelación señal QPSK MISO -----	56
Figura 3.28: Diagrama de ojo señal QPSK MISO-----	57
Figura 3.29: Diagrama de constelación señal QPSK MISO Ruido -14dB ----	57
Figura 3.30: Diagrama de ojo señal QPSK MISO Ruido -14dB -----	57
Figura 3.31: VER vs SNR Sistema SISO y MISO. -----	58

CAPÍTULO 1

1. INTRODUCCION

1.1 Antecedentes:

La práctica experimental es esencial para la enseñanza y el desarrollo del aprendizaje en los estudiantes, pues en esta se aplican los conocimientos teóricos y conceptuales ya adquiridos, de forma que se prepara al estudiante para resolver problemas reales en diferentes ámbitos [1].

En la actualidad el uso de dispositivos de radio definido por software (SDR) ofrece una gama alta de aplicaciones pues su característica principal es el uso de un procesador de propósito general, permitiendo procesar diferentes tipos de señales y transmitirlos por protocolos que se pueden desarrollar o implementar en software. Se prevé que la SDR se convierta en la tecnología dominante en telecomunicaciones pues es la vía que permite llegar a la radio cognitiva [2].

La Facultad de ingeniería en Electricidad y Computación (FIEC) dispone de un laboratorio de Simulaciones de Telecomunicaciones con el fin de que el estudiante pueda identificar y mitigar diferentes problemas que se ocasionan en las comunicaciones inalámbricas, el conocimiento teórico de las técnicas a usar y de los problemas que se pueden originar son dados en clases, el laboratorio sirve para reforzar los conocimientos y poder aplicarlos en un ambiente real y no teórico, por lo que es necesario indicar que los conocimientos teóricos son indispensables para poder hallar una solución en los problemas planteados en prácticas.

1.2 Problema

La Escuela Superior Politécnica del Litoral, conocida y nombrada en este documento posterior como ESPOL, en estos últimos dos Semestres ha entrado

en un proceso de transición debido a disposiciones gubernamentales, una de las de mayor peso es la que indica que ninguna carrera universitaria se podrá conformar de más de dos ramas de conocimiento.

Este proceso de transición género en varias carreras que no cumplían con el mandato, el cambio de malla en ciertas áreas de conocimiento, agregando y quitando materias como en el caso de nuestra carrera que es la Ingeniería en Telecomunicaciones, antes del proceso de transición su nombre era Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones, esto género que materias con mayor peso en electrónica se quiten de la malla y agregaran materias que eran optativas como materias obligatorias ya colocadas en la malla, adicional la carrera en Telecomunicaciones se ha orientado en dos ramas de especialización por lo tanto a la rama de Radio comunicaciones avanzadas va dirigida estas prácticas pues formaran parte de una materia que embarca esta especialización.

Las practicas irán dirigidas a la materia denominada Radio Definido por Software a la cual le hace falta la implementación y desarrollo de prácticas de laboratorio para que el estudiante pueda desarrollar, comprobar, analizar y complementar conceptos que se van a ver en la materia antes indicada, estas prácticas se realizaran con los equipos USRP-2920 disponibles en el laboratorio de Simulaciones de Telecomunicaciones.

1.3 Preguntas del proyecto

¿De qué manera desarrollar e implementar prácticas de laboratorio de transmisión MISO (Multiple Input - Single Output) y procesamiento digital de señales de audio a través de la transformada de coseno discreto para los estudiantes que cursen la materia Radio definida por software y así puedan reforzar los conocimientos teóricos que serán impartidos en clases?

1.4 Objetivo General

Elaborar e implementar la práctica de laboratorio de transmisión MISO mediante el código de Alamouti con un arreglo de antenas de 2X1 (Dos antenas transmisoras y una receptora) e implementar y laborar la práctica sobre el procesamiento digital de señales de audio a través de la transformada del coseno discreta para la materia radio definida por software.

1.5 Objetivos específicos

- Desarrollo del marco teórico sobre transmisión MISO y transmisión de audio digital a tiempo real.
- Diseño de programa en LabVIEW para la transmisión digital de señales de audio a través de la Transformada del Coseno Discreta.
- Documentación teórica y experimental del procesamiento digital de señales de audio a través de la Transformada del Coseno Discreta.
- Diseño de programa en LabVIEW para la transmisión MISO.
- Documentación teórica y experimental de transmisión MISO.

1.6 Contexto Ambiental

El desarrollo e implementación de las prácticas será en la Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación, específicamente dentro del laboratorio de Simulación de Telecomunicaciones en el edificio 15A. El laboratorio cuenta con dimensiones de 7.2m de largo, 6.2m de ancho y 2.75m de alto. La capacidad del laboratorio está limitada por el espacio interno y por los equipos que posee el laboratorio, el número máximo de estudiante que pueden ingresar al laboratorio es de 24 y estos se distribuirían de 3 por cada escritorio.

El laboratorio tiene conexiones eléctricas en perfectas condiciones, posee reguladores de voltaje para que así los equipos no experimenten daños debido a sobre voltajes en los tomacorrientes, los equipos que se usan son electrónicos

y tienen sus respectivas normas de seguridad para que no representen riesgo alguno al manipularlos.



Figura 1.1: Laboratorio Simulaciones de Telecomunicaciones FIEC.

En la Figura 1.1 podemos observar el ambiente interno del laboratorio, se puede apreciar es un ambiente indoor, la temperatura media del mismo es de 20°C.

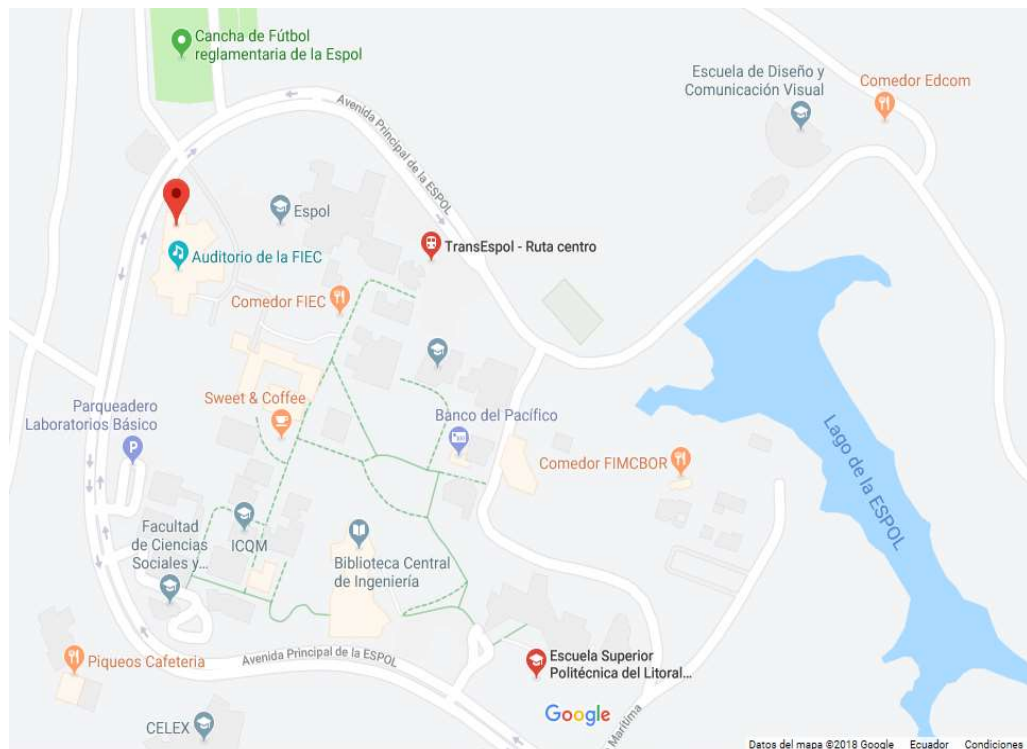


Figura 1.2: Ubicación del Laboratorio de Simulaciones en la Facultad FIEC.

En la figura 1.2 se puede apreciar la ubicación de la Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación, en dicho edificio se encuentra ubicado el laboratorio

de Simulación de Telecomunicaciones. Las coordenadas geográficas aproximadas son: -2.144330 de latitud y -79.967755 de longitud.

1.7 Información adicional

Para la elaboración de estas prácticas, servirán como guía la práctica DCT de la universidad de Stanford [3] y las prácticas de laboratorio de simulación de telecomunicaciones de la ESPOL sobre transmisión SISO y una práctica de transmisión MIMO.

1.8 Recursos:

Humanos:

- Ing. Maricela Freire B. (Ingeniera en Telecomunicaciones)

Hardware:

- Equipos USRP 2920
- Laptops
- Switch Gigabit Ethernet

Software:

- Programa NI LabVIEW 2015

1.9 Materias de las que se integran conceptos

- Programación aplicada a las telecomunicaciones.
- Comunicaciones Inalámbricas.
- Sistemas de comunicaciones.
- Procesamiento digital de Señales.
- Propagación.

CAPÍTULO 2

2. Marco teórico.

En el presente proyecto de materia integradora se desarrollarán dos prácticas de laboratorio por lo que se presenta el marco teórico dividido en dos partes respectivamente, en el presente capítulo 2 se detallarán los fundamentos teóricos necesarios en los cuales se basa este trabajo.

2.1 Radio definido por Software (SDR)

La plataforma SDR permite una solución multipropósito para una conexión inalámbrica, pues combina transceptores RF de última generación con FPGA de alto rendimiento y así generar prototipos de rápido diseño a través del software LabVIEW [3].



Figura 2.1: Equipo USRP 2920 usado para la transmisión.

Para la elaboración de las practicas se usó los radios definidos por software USRP 2920 mostrado en la figura 2.1, cabe destacar que los equipos USRP 2920 proporcionan una interfaz remota que nos permite realizar el enlace RF, pero la generación de datos, secuencias, modulaciones, sincronización y algoritmos adicionales se realizan a través de bloques de programación mediante el programa NI LabVIEW.

2.2 Transmisión de audio digital a través de la transformada del coseno discreto (DCT)

En un sistema de comunicación digital el emisor solo tiene a su disposición un conjunto finito y discreto de formas de ondas que debe hacer corresponder con los bits por transmitir [1]. En la actualidad los sistemas de comunicación digital brindan grandes ventajas sobre las comunicaciones analógicas, ya que en los sistemas digitales utilizamos valores binarios de voltaje permitiendo una mayor robustez al ruido que se pueda superponer en la transmisión.

El formato digital permite aplicar técnicas de encriptación que permiten añadir privacidad a la comunicación, además permiten realizar fácilmente operaciones de multiplexación temporal o por código. En enlaces a largas distancias se pueden utilizar repetidores regenerativos, que reconstruyen la señal antes de retransmitirla.

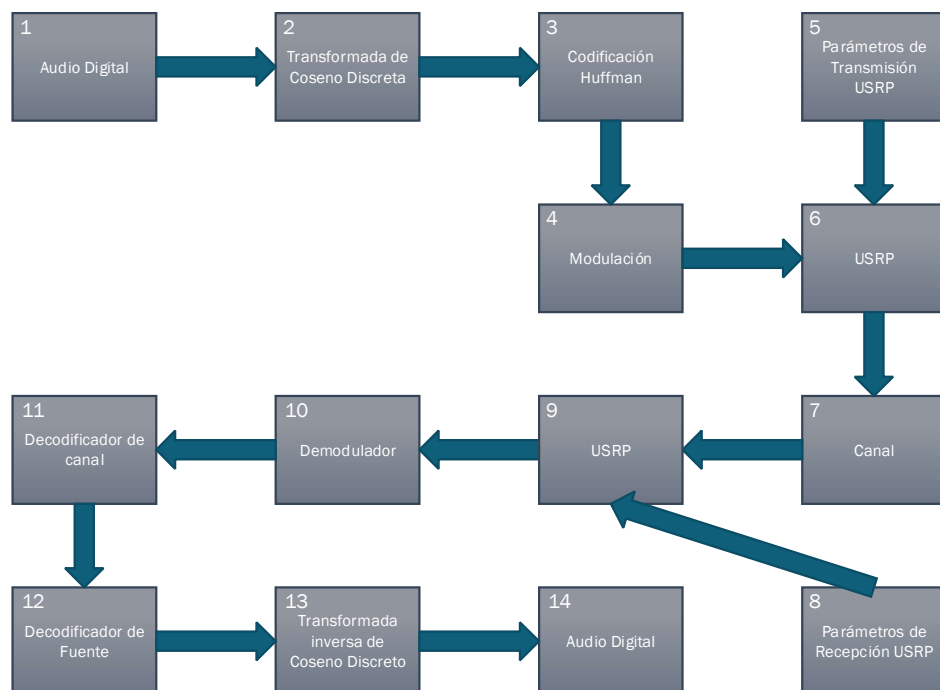


Figura 2.2: Esquema de transmisión y recepción de un paquete de audio.

El primer bloque corresponde a la fuente de información, que en nuestro caso es la señal de audio digital que se muestrea a 44100Hz con 16bits de resolución.

En los bloques 2-3-4-5 se prepara la señal para optimizarla, comprimirla y así poder enviarla de forma inalámbrica, es decir se hace una compresión de la información para poder cuantificar con bits los valores de amplitud, en el bloque de decodificador de canal su función es la detección y corrección de errores a través de algoritmos.

El bloque de modulación se encarga de modular la señal para poder ser transmitida por el canal inalámbrico que es el medio por donde se propaga la señal en este caso el aire, que se ve afectado por distintas perturbaciones y ruido.

En la parte del receptor se hacen los procesos inversos para demodular y decodificar la señal con el fin de tener nuestra fuente de información original.

2.3 Transmisión de señal de voz

La voz humana tiene una frecuencia entre los 20 Hz y los 20 KHz, para transmitir la señal de voz, utilizaremos un micrófono que es un dispositivo que convierte la energía sonora en energía eléctrica procesable a una tasa de muestreo de 44.1KHz.

Si la fuente de información es de tipo analógica como una señal de voz, se muestrea esta señal para obtener su representación digital, el muestreo que se realiza es a 44100 muestras por segundo a una resolución de 16bits que se configuran en el programa LabVIEW y a su vez los archivos de audio generados también deberán ser en formato sin compresión, por esta razón solo se usa archivos con formato .WAV (Wave Audio File).

2.3.1 Transformada del Coseno Discreto

Existen varias técnicas para reducir la cantidad de bits que se transmiten con la finalidad de representar una señal en particular, en este caso una señal de voz. Una de las técnicas usadas consiste en aplicar la Transformada del Coseno Discreta a la señal que se quiere transmitir pues esta transformada tiene características que son útiles para la compresión de señales de audio, esta transformada tiene relación con la transformada Discreta de Fourier con la diferencia de que la primera es una transformada real, es decir utiliza solo números reales.

A continuación, en las ecuaciones 2.1 y 2.2 se puede apreciar el algoritmo o fórmula que nos permite realizar el proceso de la Transformada del Coseno Discreta, se calcula como:

$$v[k, l] = \alpha(k)\alpha(l) \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} u(m, n) \cos\left(\frac{k\pi(2m+1)}{2N}\right) \cos\left(\frac{l\pi(2n+1)}{2N}\right) \quad (2.1)$$

$$\alpha(k) \text{ y } \alpha(l) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{N}} & k, l = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}} & k, l = 1, \dots, N - 1 \end{cases} \quad (2.2)$$

En la fórmula 2.1 se puede distinguir lo siguiente

$u(m, n)$: Es la señal discreta por transformar.

$v[k, l]$: Es la señal transformada.

$0 \leq m, n \leq N - 1$: Donde N es el número máximo de muestras discretas.

Existen varias transformadas que nos permiten reducir o comprimir una señal, como en nuestro caso una señal de voz que podría ser representada por una Transformada de Fourier, una Transformada Ondícula o la Transformada del Coseno (DCT). La ventaja de la DCT es que nos permite compactar la información alrededor del origen de coordenadas, es decir, compacta la

información en pocos coeficientes transformados. Por eso es usada como un algoritmo de compresión de imagen y voz, pues no varía con los datos de entrada y debido a la capacidad de compactación de energía en los primeros coeficientes es posible reconstruir una señal usando pocos coeficientes de la DCT [4].

Con la Transformada del Coseno Discreto (DCT) se va a representar la señal de voz en el dominio de la frecuencia con sus componentes espectrales, de forma que consiga concentrar la mayor parte de la información en pocos coeficientes transformados, es decir que nos quedamos con las frecuencias más altas de la energía total y las demás frecuencias se descartan.

En las siguientes graficas podemos observar la Transformada del Coseno Discreto es útil en señales de audio y en procesamiento de imágenes como se explicó en párrafos anteriores, en las gráficas podemos apreciar la transformada en una señal generada de forma aleatoria con un tamaño de 4410 muestras y una señal de voz de 100ms muestreada a 44100Hz, es decir una señal de voz con 4410 muestras.

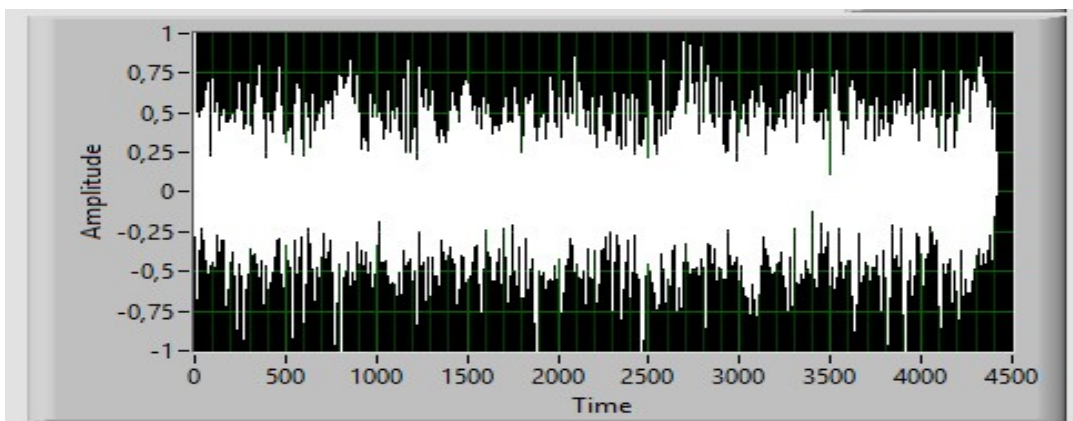


Figura 2.3: Señal DCT de una señal generada de forma aleatoria.

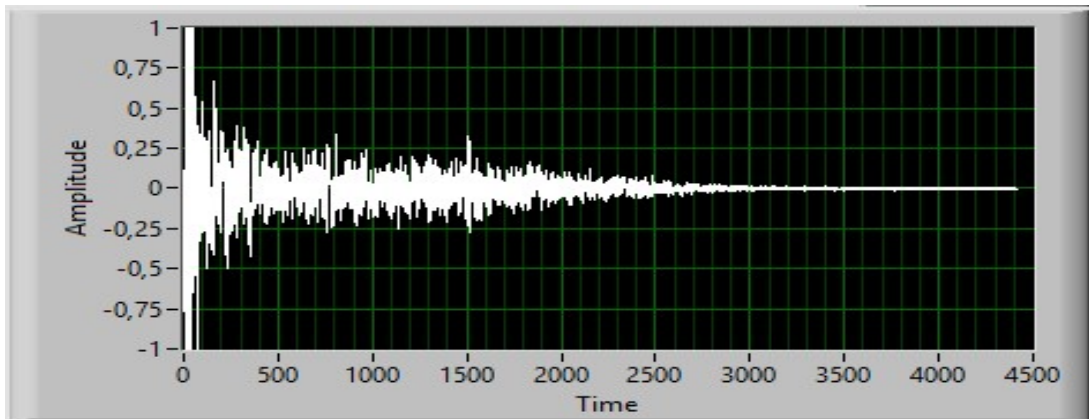


Figura 2.4: Señal DCT de una señal de audio.

Se puede apreciar que en la señal aleatoria figura 2.3 la energía se concentra en todos los coeficientes generados, esto se produce debido a la característica de una señal aleatoria ya que esta no permite una compresión considerable, mientras que en la figura 2.4 la energía se comprime y se concentra en los primeros valores del eje x, es decir, en los primeros coeficientes debido a que es una señal de audio. De esta forma se puede validar la compresión usando este método.

2.3.2 Cuantificadores

Durante el muestreo de la señal, se realiza el proceso de cuantificación que consiste en expresar con bits los valores de amplitud muestreados de la señal. En el proceso de cuantificación se determina el valor de tensión de cada una de las muestras y se les asigna un valor discreto de amplitud [4].

En el programa principal de LabVIEW se pueden definir los bits de resolución por cada muestra permitiendo tener una señal después de la cuantificación con una buena o mala calidad, dependiendo directamente de los bits de resolución definidos por cada muestra ya que nos permitirá tener una cantidad diferente de niveles de salida, es decir, si se tiene una resolución de 5 bits podremos tener 32 niveles de muestreo que representaran de forma digital la señal

analógica muestreada. En la ecuación 2.3 se define los niveles de salida posibles por la resolución en bits que se decida emplear.

$$2^{\text{Resolucion}} = \text{Niveles de salida} \quad (2.3)$$

En el proceso de cuantificación existen tres factores generales, que son: Señal analógica, la señal cuantificada y el error de cuantificación. Adicional se pueden validar dos diferentes tipos de cuantificación, la cuantificación uniforme y no uniforme.

En la figura 2.5 se puede apreciar el proceso de cuantificación, la señal analógica se muestrea según una resolución predefinida obteniendo los niveles de salida correspondientes. En todo proceso de cuantificación se generará el término error de cuantificación y este es el resultado de que la señal cuantificada no podrá cubrir todos los valores analógicos de la señal de entrada pues recordemos que una señal analógica tiene infinitos valores. Una resolución óptima sería una con 8 bits, es decir con 256 niveles de salida en el caso de una señal de audio [4].

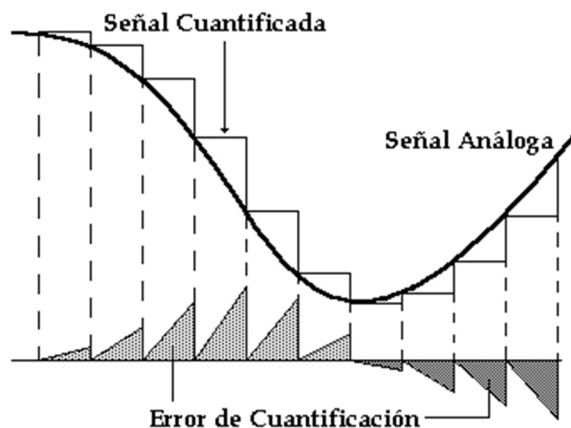


Figura 2.5: Proceso de cuantificación de una señal.

2.3.3 Cuantificadores Uniformes de señales de voz

En los cuantificadores uniformes o lineales la distancia entre los valores de reconstrucción de la señal es siempre la misma, es decir sus intervalos de cuantificación (Δ) tienen el mismo tamaño.

En la figura 2.6 se puede verificar la señal muestreada $x_R(t)$, pero esta señal no necesariamente es la cuantificada ya que esta última tiene un rango de valores predeterminados, por lo tanto, el valor de la muestra se aproxima al nivel de salida más cercano del cuantificador, en la figura se aprecia en azul los niveles de salida del cuantificador y en negro el valor muestreado. La señal $n_q(t)$ representa el ruido de la cuantificación que deberá ser menor a la mitad del intervalo de cuantificación [5].

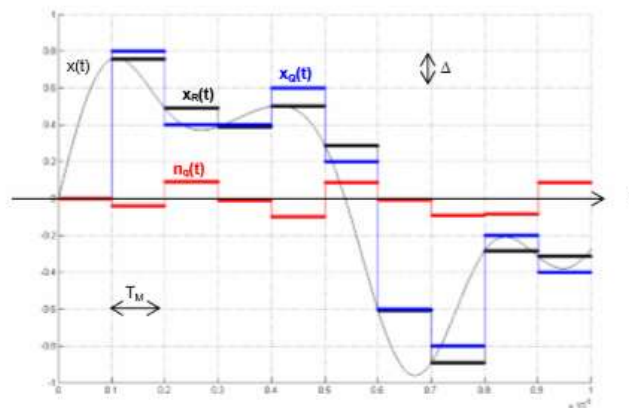


Figura 2.6: Cuantificador uniforme.

2.3.4 Cuantificadores no uniformes de señales de voz

Cuando la distribución probabilística de una señal $x(t)$ no es uniforme, sino que tiene probabilidades de mayor ocurrencia en una zona específica de voltaje, como el caso de imágenes o de señales de audio, los valores pequeños son los más probables por lo que si se usa un cuantificador uniforme el error de cuantificación sería muy grande, en este caso el uso de cuantificadores no uniformes, es decir uno que tenga pasos más estrechos en las zonas con mayor

probabilidad de ocurrencia y pasos más gruesos en zonas menos probables, el cuantificador no uniforme es un sistema no lineal [4].

En la figura 2.7 se observa una señal cuantificada uniformemente, en este caso la señal no estaría representada de forma correcta pues los niveles más bajos de señal son más probables por lo que un muestreo de mayor calidad se podría realizar a través de una cuantificación no uniforme o aumentando los bits de resolución del cuantificador.

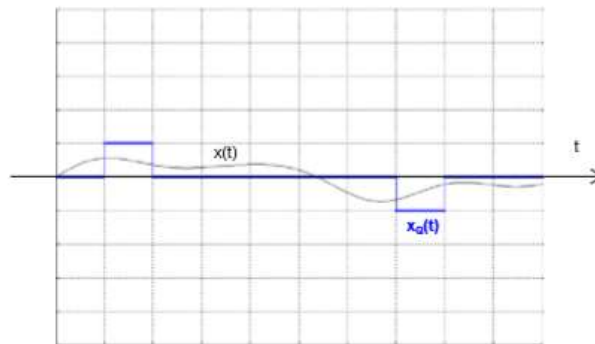


Figura 2.7: Cuantificador uniforme aplicado incorrectamente.

En la figura 2.8 se puede apreciar una cuantificación no uniforme con 8 niveles de salida donde el error de cuantificación se hace más grande respecto a los extremos o valores más altos de la señal a muestrear, este tipo de cuantificación se considera para muestreos de señal donde la probabilidad de señales muestreadas en los niveles altos es baja.

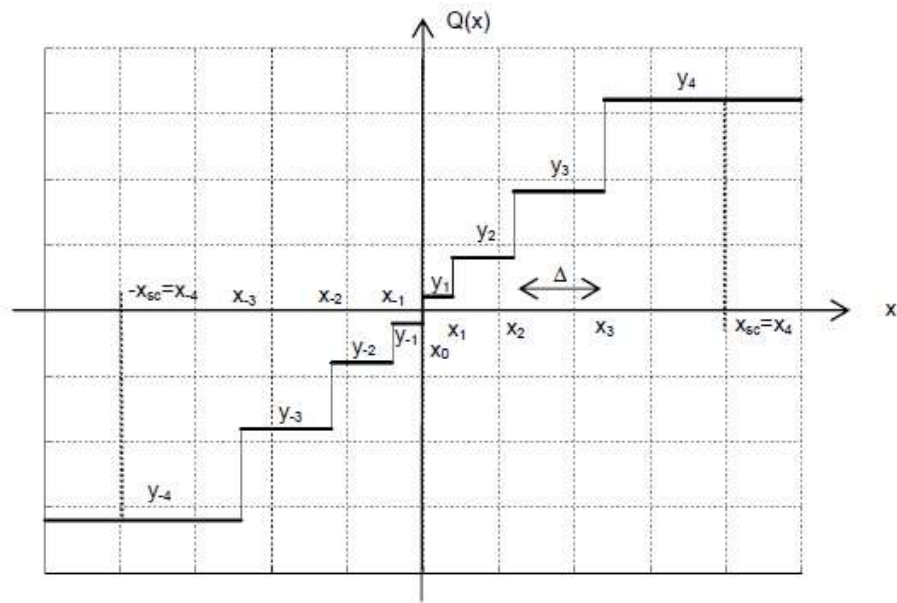


Figura 2.8: Cuantificador no uniforme con 3 bits de resolución.

Dada esta situación conviene el uso de cuantificadores no uniformes, pues esta cuantificación permite tener más niveles adyacentes donde la señal es más probable e inversamente menos niveles adyacentes donde la señal es menos probable, esto quiere decir que, en la cuantificación no uniforme, el intervalo de cuantificación (Δ) no es constante, es más pequeño donde los niveles de cuantificación están más próximos y aumenta cuando los niveles se separan.

2.3.5 Codificador de Huffman

Luego que la señal de voz esté cuantificada, se procederá con la codificación binaria, con lo cual se utilizará el algoritmo de Huffman para representar con códigos más cortos los símbolos que se repiten con mayor frecuencia y con códigos más largos los símbolos con menor frecuencia logrando así una optimización en la compresión de la información cuantificada.

Este método de codificación Huffman toma en consideración la probabilidad de repetición de cada símbolo y los codifica de tal manera que el símbolo con mayor ocurrencia se le asigne un código binario más corto que al símbolo de menor ocurrencia [6].

Esta asignación optimiza símbolos de forma inversamente proporcional respecto a la probabilidad del símbolo, pues los códigos más largos son símbolos con menor probabilidad y viceversa, esto se realiza mediante la construcción de un árbol binario.

El proceso de asignación de códigos se realiza a través de la elaboración de un árbol binario, partiendo desde las hojas hacia la raíz, de manera que los nodos hojas son representados por los símbolos del alfabeto. En la construcción del árbol, los símbolos con menor probabilidad se van combinando con baja prioridad y estos aumentan los nodos y ramas de manera tal que cada rama aumenta un bit al código de los símbolos que estamos juntando. Este proceso finaliza cuando sólo se queda un nodo que va a representar la raíz del árbol.

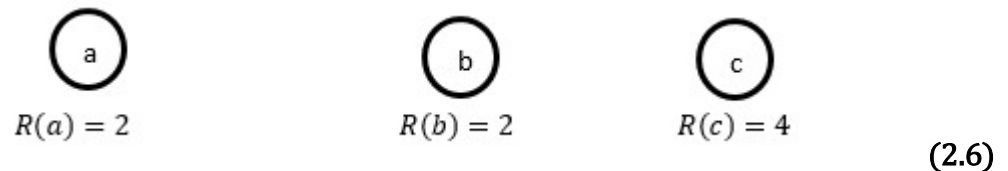
Para tener una explicación más clara de esta codificación se muestra un ejemplo de este proceso. Supongamos que se quiere codificar una cadena de símbolos representados en la ecuación 2.4 por las letras a, b, c.

$$S = \{acbabcc\} \quad (2.4)$$

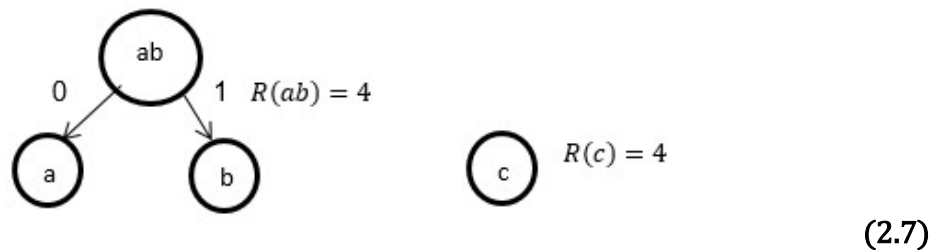
La probabilidad de ocurrencia por cada uno de los símbolos se representa en la siguiente ecuación 2.5:

$$Prob(a) = 2/8 ; Prob(b) = 2/8 ; Prob(c) = 4/8 \quad (2.05)$$

Observamos que el símbolo “c” es el de mayor probabilidad, por lo tanto, tenemos que representarlo con la menor cantidad de bits posibles. El primer paso será crear nodos de cada uno de los símbolos con su respectivo número de repeticiones, como se muestra en la expresión 2.6.



Tomamos los símbolos que menos se repiten para formar un nuevo nodo y le asignamos un código de bit distinto a cada rama, esta configuración se aprecia en la expresión 2.7.



Unimos los dos nodos resultantes para formar un nodo raíz asignando códigos de bits distintos por cada rama, en la figura 2.9 se valida el árbol de Huffman del ejemplo propuesto.

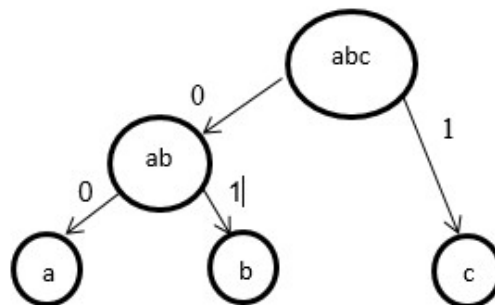


Figura 2.9: Árbol binario de Huffman

Para obtener los códigos de cada símbolo recorreremos el árbol desde la raíz a cada una de sus hojas dándole a cada símbolo un código resultante, entonces cada símbolo se representará por el código expresado en la ecuación 2.8.

$$C(a) = 00 \quad C(b) = 01 \quad C(c) = 1 \quad (2.8)$$

En efecto la cadena de símbolos de la ecuación 2.4 quedaría codificada como se muestra en la ecuación 2.9:

$$C(acbabcc) = \{00 \ 1 \ 1 \ 01 \ 00 \ 01 \ 1 \ 1\} \quad (2.9)$$

Hemos utilizado 12 bits para codificar los 8 símbolos, por lo tanto:

$$12 \text{ bits} / 8 \text{ simbolos} = 1.5 \text{ bits/simbolo} \quad (2.10)$$

En la ecuación 2.10 se puede apreciar la compresión conseguida de 1.5 bits/símbolo.

2.4 Desarrollo de la práctica de audio

2.4.1 Encolamiento en LabVIEW

El uso de colas en LabVIEW es recurrente al momento de trabajar con señales a tiempo real, pues se necesita adquirir datos y procesarlos al mismo tiempo, el problema en la programación por bloques es la secuencia que sigue para así poder realizar cada proceso por lo que si se adquieren datos sin el uso de colas no se podrían procesarlos al mismo tiempo. El uso de colas permite a LabVIEW ejecutar varios lazos con ciclos repetitivos independientes entre sí.

La figura 2.9, 2.10, 2.11 y 2.12 son ejemplos de bloques de programación obtenidos de LabVIEW <http://www.ni.com/es-cr/support.html>, se tradujo a español y se explica la función de cada uno para un programa básico.

El primer parámetro que se configura es el tipo de encolamiento a usar, donde siempre debemos definir el máximo tamaño de la cola y el tipo de dato de entrada que se aceptara en la cola.

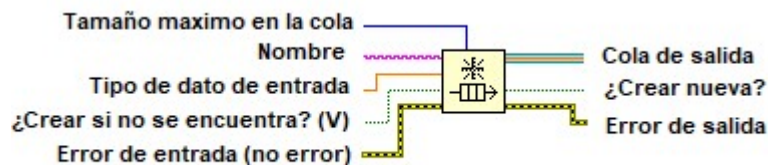


Figura 2.10: Bloque de configuración de colas en LabVIEW

El segundo parámetro que se configura es el ingreso de datos a la cola que gráficamente y de forma general estaría definido según la siguiente figura, donde los datos ingresados son aleatorios a una velocidad de encolamiento o generación de datos aleatorios definidos entre 100 y 500 ms.

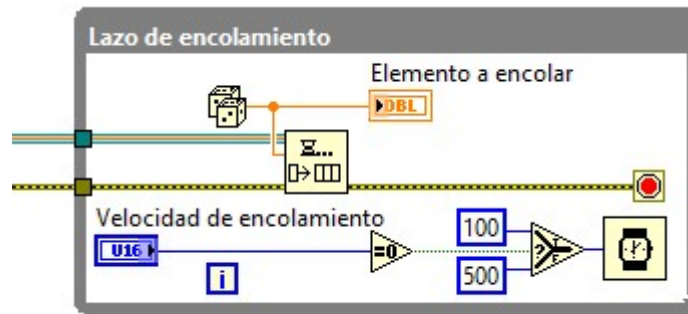


Figura 2.11: Lazo de encolamiento básico en LabVIEW

El tercer parámetro que se configura es la validación del estado de la cola, pues se debe verificar si la cola no se ha desbordado y si se genera algún error en el proceso el programa finaliza.

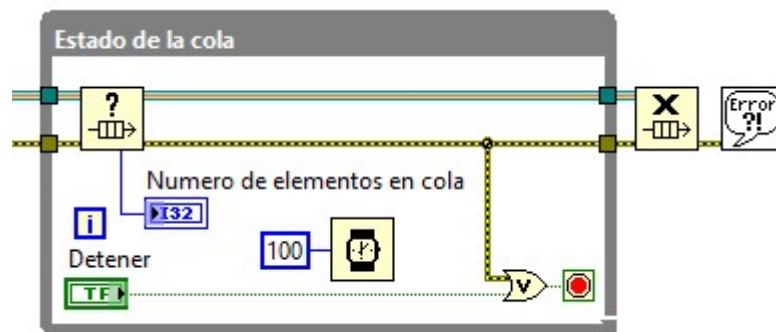


Figura 2.12: Lazo básico para validar estado de encolamiento.

El cuarto y último parámetro que se configura es el desencolamiento, si hay datos guardados en la cola, el sistema nos permite obtenerlos, en la siguiente gráfica podemos configurar la frecuencia en la cual aparecerán los datos que en este caso podrían ser de 500ms o 100ms, si no se configura un delay el desencolamiento es acorde a los tiempos de procesamiento del todo el lazo while.

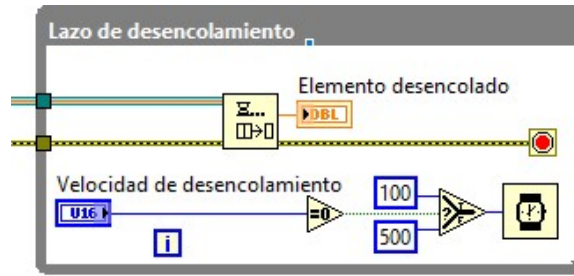


Figura 2.13:Lazo básico para obtener valores de la cola.

En la tabla 2-1, 2-2, 2-3 y 2-4 podemos observar los bloques principales para la programación del transmisor y receptor de audio a través de la Transformada del Coseno Discreto.

	<p>Ubicación: Functions>>Programming >>Graphics & Sound>>Sound>>Output>> Configure</p> <p>Descripción: Configuración del dispositivo de audio de salida.</p>
	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Graphics & Sound>>Sound>>Output>>Write</p> <p>Descripción: Lee los datos de la entrada data y los envía al dispositivo de salida de audio.</p>
	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Graphics & Sound>>Sound>>Output>>Set Volume</p> <p>Descripción: Configura el volumen para la salida de audio</p>
	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Graphics & Sound>>Sound>>Output>>Clear</p> <p>Descripción: Detiene la reproducción de sonido, limpia el buffer y regresa al estado por defecto.</p>

Tabla 2-1: Bloques de LabVIEW para la salida de audio.

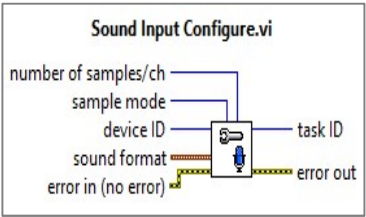
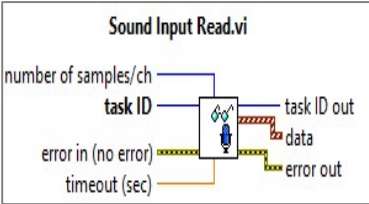
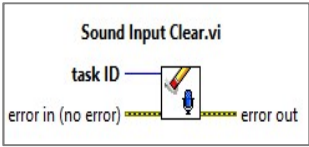
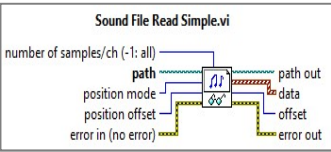
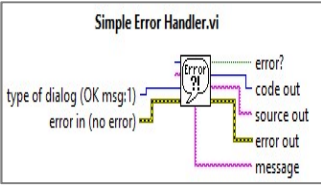
 <p>Sound Input Configure.vi</p> <p>number of samples/ch sample mode device ID sound format error in (no error)</p> <p>task ID error out</p>	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Graphics & Sound>>Sound>>Input>>Configure</p>
 <p>Sound Input Read.vi</p> <p>number of samples/ch task ID error in (no error) timeout (sec)</p> <p>task ID out data error out</p>	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Graphics & Sound>>Sound>>Input>>Read</p> <p>Descripción: Lee los datos del dispositivo de sonido de entrada previamente configurado.</p>
 <p>Sound Input Clear.vi</p> <p>task ID error in (no error)</p> <p>error out</p>	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Graphics & Sound>>Sound>>Input>>Clear</p> <p>Descripción: Detiene la adquisición de datos de la tarjeta de sonido, limpia el buffer y regresa al estado por defecto.</p>
 <p>Sound File Read Simple.vi</p> <p>number of samples/ch (-1: all) path position mode position offset error in (no error)</p> <p>path out data offset error out</p>	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Graphics & Sound>>Sound>>Files>>Sound Files Read Simple</p> <p>Descripción: En el caso de no tener micrófono, se puede cargar un archivo de audio WAV para el envío de datos.</p>
 <p>Simple Error Handler.vi</p> <p>type of dialog (OK msg:1) error in (no error)</p> <p>error? code out source out error out message</p>	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Dialog & User Interface>>Simple Error Handler</p> <p>Descripción: Bloque que nos permite ver por ventana cualquier error producido en el proceso de la ejecución del programa.</p>

Tabla 2-2: Bloques de LabVIEW para la entrada de audio.

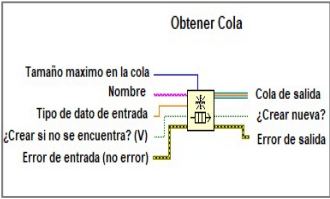
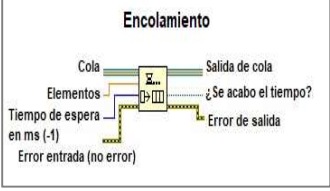
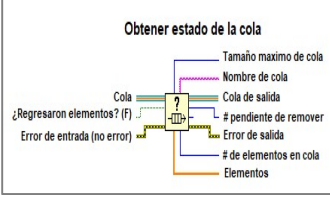
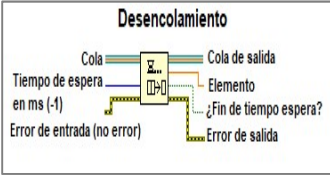
	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Synchronization >>Queue Operations>>Obtain Queue</p> <p>Descripción: Permite configurar el encolamiento según el dato de entrada y cantidad de paquetes máximos en la cola</p>
	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Synchronization >>Queue Operations>> Enqueue Element</p> <p>Descripción: Permite la adquisición de datos y los añade a la cola. El tipo de dato permitido es el previamente configurado</p>
	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Synchronization >>Queue Operations>>Get Queue Status</p> <p>Descripción: Permite validar estado del encolamiento, como el número actual de elementos en cola</p>
	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Synchronization >>Queue Operations>> Dequeue Element</p> <p>Descripción: Permite quitar el primer elemento de la cola, se lo puede almacenar en un indicador y/o realizar operaciones con dicho elemento</p>

Tabla 2-3: Bloques de LabVIEW para la configuración de encolamiento.

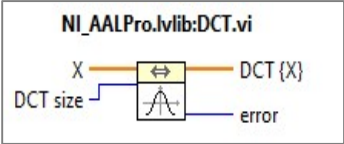
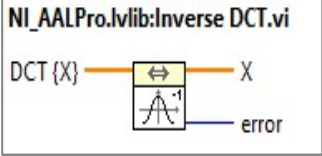
 <p>NI_AALPro.lvlib:DCT.vi</p> <p>X → DCT {X}</p> <p>DCT size → error</p>	<p>Ubicación: Functions>>Signal Processing>>Transforms >>DCT</p>
 <p>NI_AALPro.lvlib:Inverse DCT.vi</p> <p>DCT {X} → X</p> <p>error</p>	<p>Ubicación: Functions>>Signal Processing >>Transforms>>Inverse DCT</p> <p>Descripción: Algoritmo de NI LabVIEW para la Transformada Discreta del coseno Inversa.</p>

Tabla 2-4: Bloques de LabVIEW para realizar el proceso de la transformada DCT.

2.5 Introducción de comunicaciones multi-antena

El fenómeno fundamental que dificulta la transmisión inalámbrica confiable es el desvanecimiento (fading) por trayectos múltiples variable en el tiempo. La transferencia inalámbrica de datos a través del sistema MIMO utiliza varios transmisores y receptores aprovechando las trayectorias múltiples [7].

La transmisión de una señal con múltiples antenas permite implementar mecanismos con el fin de aumentar la tasa de transferencia usando el mismo ancho de banda definido para un tipo de aplicación. La transmisión MIMO tiene tres variantes usadas en comunicaciones inalámbricas: transmisión MISO, SIMO y MIMO.

En la figura 2.14 se muestra las configuraciones de la transmisión de señales mediante la diversidad espacial.

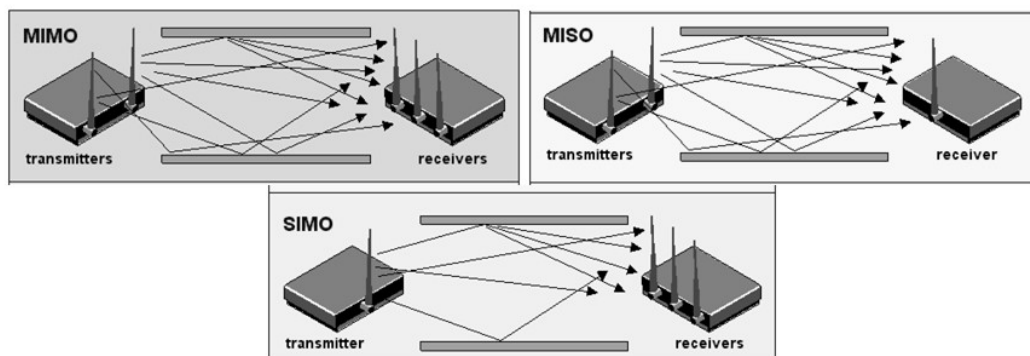


Figura 2.14: Transmisión de datos en sistemas de múltiples antenas.

Para nuestro proyecto nos enfocaremos en el envío de información a través de la transmisión MISO.

2.6 Transmisión MISO (Multiple-Input, Single-Output).

MISO es un enlace de comunicación con múltiples antenas de transmisión y una antena de recepción. Esto se denomina como diversidad de transmisión, actualmente en los sistemas inalámbricos comerciales se han utilizado varias antenas de transmisión dado que necesitaban un procesamiento de señal adicional en el transmisor para obtener el máximo rendimiento de las antenas.

En un sistema MISO se emplean múltiples antenas de transmisión para transmitir una señal a una antena receptora. La comunicación en MISO es más compleja ya que las señales de transmisión se juntan por el canal.

Para utilizar varias antenas transmisoras existen enfoques como códigos de tiempo espacial el cual no requiere información de estado de un canal en el transmisor, con la codificación de tiempo espacial la información se esparce por medio de todas las antenas transmisoras. La única desventaja es que se necesita algoritmos de mayor complejidad en los receptores para obtener un mejor rendimiento [8].

2.6.1 Diversidad en transmisión MISO

La diversidad de transmisión en un sistema de comunicación inalámbrica MISO es aquel que utiliza en el lado del transmisor varias antenas y en el lado del receptor una sola antena para la recepción. Los tipos de diversidad de transmisión son: a través de diversidad de retraso, ponderado de frecuencia, con cambio de antena y a través de diversidad de código. La última técnica es la que generalmente usa el sistema MMO [8].

Al hablar de MISO se hace referencia a un sistema con diversidad en transmisión debido a que en el transmisor se tiene más de una antena, con lo que la potencia total es la multiplicación de la potencia de salida en las antenas medidas en Watts o la suma de las potencias de las antenas en dB. La diversidad en transmisión es preferible a la diversidad en recepción en

situaciones con un mayor espacio entre la comunicación, mayor potencia y capacidad de procesamiento en el lado del transmisor [9].

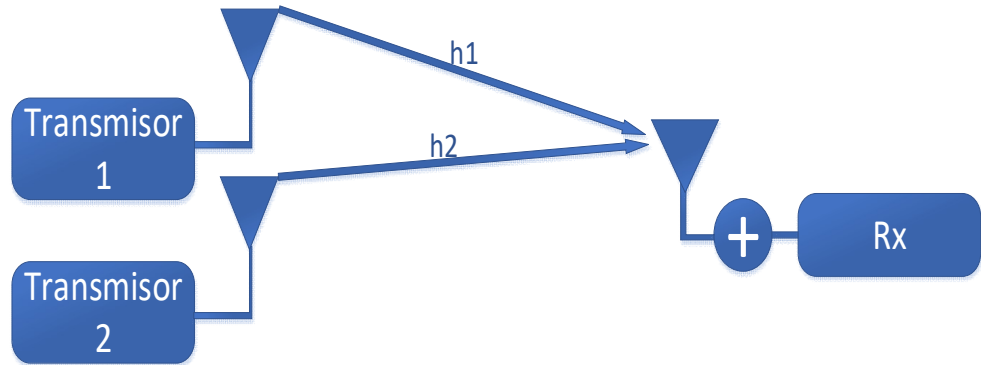


Figura 2.15: Diversidad espacial.

En la figura 2.15 se especifica la diversidad espacial que se aplica en el sistema MISO para la transmisión de dos símbolos por medio de dos transmisores y un solo receptor.

2.6.2 Modelo de canal MISO

Aquí se muestra el modelo de banda base general de un sistema MISO lineal que tiene N antenas transmisoras y una sola antena receptora, como se muestra en la figura 2.16. Cada una de las antenas de transmisión envía de forma síncrona un símbolo en un intervalo de tiempo, es decir, los símbolos x_1, x_2, \dots, x_n se transmiten simultáneamente desde la antena 1 hasta la antena N . Por lo tanto, la señal recibida "y" en la banda base es una superposición lineal de estos símbolos transmitidos perturbados por ruido aditivo "w" cómo se expresa en la ecuación 2.11.

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^N \mathbf{x}_k \mathbf{h}_k + \mathbf{w} \quad (2.11)$$

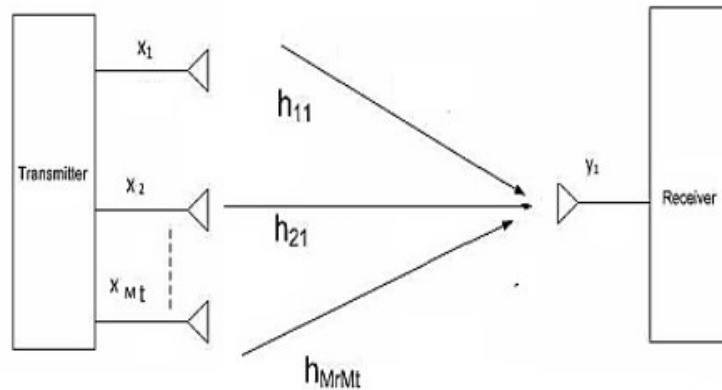


Figura 2.16: Diversidad espacial MISO con un arreglo de N antenas transmisoras

Donde $x_k, (k = 1, \dots, n)$ se seleccionan independientemente de un conjunto de señales con potencia media unitaria, h_k denota el coeficiente de canal de la antena transmisora k-ésimo a la antena receptora, y "w" denota el Ruido Gaussiano independiente complejo con media cero y varianza σ^2 . Aquí, se dice que el ruido es gaussiano independiente complejo circularmente simétrico si sus partes real e imagen son ambas independientes con variables gaussianas aleatorias $N(0, \sigma^2/2)$ [10].

Solo consideramos entornos de desvanecimiento plano en los que se supone que todos los coeficientes de desvanecimiento $h_k, (k = 1, \dots, n)$ son independientes y constantes durante un período observable y pueden cambiar aleatoriamente en el siguiente período observable.

Para un intervalo de tiempo particular, si juntamos todos los símbolos transmitidos $x_k, (k = 1, \dots, n)$ en diferentes antenas transmisoras en un vector \mathbf{X} de dimensión $N \times 1$ y acumulamos todos los coeficientes de canal $h_k, (k = 1, \dots, n)$ en un vector \mathbf{H} de dimensión $N \times 1$, luego la señal recibida "y" puede reescribirse en una forma de matriz como:

$$\mathbf{y} = \mathbf{XH} + \mathbf{w} \tag{2.12}$$

La ecuación 2.12 nos indica la señal recibida dado un arreglo de N antenas en el transmisor.

2.6.3 Código Alamouti

Es posible obtener diversidad de múltiples antenas de transmisión sin información de estado del canal cuando la señal transmitida se diseña espacialmente. Tal construcción es conocida en general como codificación de tiempo espacio.

El código Alamouti fue diseñado para un sistema de comunicación inalámbrica de desvanecimiento plano con dos antenas transmisoras y una sola antena receptora. Los símbolos transmitidos desde las dos antenas transmisoras llegan al receptor a través de dos canales diferentes [10].

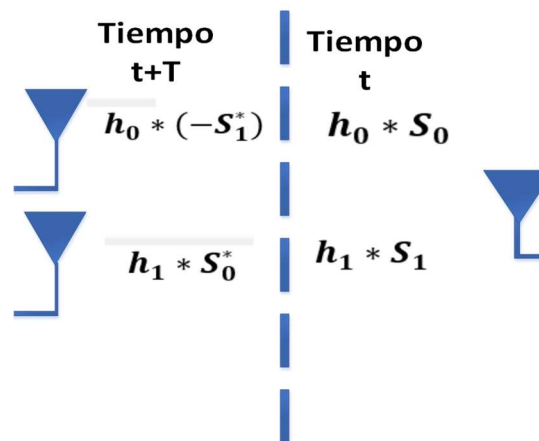


Figura 2.17: Esquema de codificación Alamouti

Para simplificar la exposición, nos centramos en el intervalo de tiempo "t" y "t + T". En el instante de tiempo "t", la antena de transmisión 1 envía s_0 y la antena de transmisión 2 envía s_1 , la señal recibida corresponde a la ecuación 2.13.

$$y[0] = h_1 s_0 + h_2 s_1 + v[0] \quad (2.13)$$

Donde:

$y[0]$: Señal recibida en el tiempo "t"

h_1 y h_2 : Canal donde viaja la señal de la antena 1 y 2 respectivamente.

S_0 y S_1 : Símbolos enviados a través de la antena 1 y 2 respectivamente.
 $v[0]$: Ruido aditivo AWGN

En el instante de tiempo " $t + T$ ", la antena de transmisión 1 envía $-s_1^*$ y la antena de transmisión 2 envía s_0^* . La señal recibida corresponde a la ecuación 2.14.

$$y[1] = (-h_1 s_1^* + h_2 s_0^*) + v[1] \quad (2.14)$$

Tomando la conjugada de la expresión anterior se obtiene la ecuación 2.15 con los símbolos no conjugados.

$$y^*[1] = (-h_1^* s_1 + h_2^* s_0) + v^*[1] \quad (2.15)$$

Se combina la ecuación 2.13 con la ecuación 2.15 en una relación entrada / salida de vector y se obtiene la ecuación 2.16.

$$\begin{bmatrix} y[0] \\ y^*[1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s[0] \\ s[1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v[0] \\ v^*[1] \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Se obtiene una matriz de forma:

$$Y = Hs + v \quad (2.17)$$

Ecuación 2.17, representación en forma de matriz de la señal recibida en el tiempo " t " y " $t+T$ ".

Donde:

y : Es la señal recibida

H : Es la matriz de coeficientes de canal

s : Es el vector de símbolos enviados por la antena 1 y 2.

v : Es el ruido gaussiano aditivo.

Multiplicando a ambos lados por H^* obtenemos la ecuación 2.18:

$$\mathbf{H}^* \mathbf{y} = \mathbf{H}^* \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{H}^* \mathbf{v} \quad (2.18)$$

El \mathbf{H} resultante tiene la forma de la ecuación 2.19:

$$\mathbf{H}^* \mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$\mathbf{H}^* \mathbf{H} = \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 & h_1^* h_2 - h_1 h_2^* \\ h_2^* h_1 - h_2 h_1^* & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\mathbf{H}^* \mathbf{H} = \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Despejando la ecuación 2.19 y 2.20 obtenemos la ecuación 2.21 donde se valida que las columnas de \mathbf{H} son ortogonales, dada la estructura de \mathbf{H} su simplificación es:

$$\mathbf{H}^* \mathbf{y} = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \begin{bmatrix} s[0] \\ s[1] \end{bmatrix} + \mathbf{H}^* \mathbf{v} \quad (2.22)$$

Ecuación 2.22 simplificación de la señal recibida convolucionada con el canal inalámbrico.

Debido a que el término de ruido es independiente, la decodificación puede proceder de manera independiente en cada entrada. Esta propiedad se denomina decodificación de símbolo único, sin sacrificar el rendimiento. Los símbolos se pueden encontrar resolviendo los problemas de detección de máxima verosimilitud:

$$\tilde{s}_0 = h_1^* y_0 + h_2 y_1^* \quad (2.23)$$

$$\widehat{s}_1 = h_2^* y_0 - h_1 y_1^* \quad (2.24)$$

Ecuación 2.23 y 2.24 representan los símbolos que estima el codificador Alamouti.

2.6.4 Esquema de transmisión y recepción de la señal MISO

En el actual esquema de transmisión se usa un canal plano con dos antenas transmisoras y una antena receptora, definiendo tres funciones:

- La secuencia de codificación y transmisión de símbolos de información en el transmisor.
- El esquema de combinación en el receptor.
- La regla de la decisión para la detección de máxima verosimilitud.

La secuencia de codificación y transmisión por cada periodo de símbolo dado, dos señales son simultáneamente transmitidas desde 2 antenas. La señal transmitida desde una antena se considerará S_0 y desde la otra antena por S_1 , en la tabla 2-5 observaremos la secuencia que se transmitirá en la antena Tx1 y Tx2 [11].

	Antena Tx1	Antena Tx2
Tiempo t	S_0	S_1
Tiempo t + T	$-S_1^*$	S_0^*

Tabla 2-5: Codificación Alamouti.

La decodificación se la resuelve en el receptor considerando un canal plano y realizando la debida estimación del canal recordando que tenemos dos señales por lo que tendremos dos canales a estimar. La señal de recepción en el tiempo “t” corresponde a y_0 y en el tiempo “t + T” corresponde a y_1 que son las señales recibidas en el receptor [11].

Reemplazando las señales recibidas y_0 y y_1 en las ecuaciones 2.23 y 2.24 tenemos:

$$\widetilde{S}_0 = h_0^*(h_1 s_0 + h_2 s_1 + v_0) + h_1(-h_1 s_1^* + h_2 s_0^* + v_1)^* \quad (2.25)$$

$$\widetilde{S}_1 = h_1^*(h_1 s_0 + h_2 s_1 + v_0) - h_0(-h_1 s_1^* + h_2 s_0^* + v_1)^* \quad (2.26)$$

Ecuación 2.25 y 2.26 representan las señales recibidas en el tiempo “t” y “t+T”

Simplificando las ecuaciones anteriores obtenemos 2.27 y 2.28:

$$\widetilde{S}_0 = |h_0|^2 s_0 + h_0^* h_1 s_1 + h_0^* v_0 - h_1 h_0^* s_1 + |h_1|^2 s_0 + h_1 v_1^* \quad (2.27)$$

$$\widetilde{S}_1 = h_1^* h_0 s_0 + |h_1|^2 s_1 + h_1^* v_0 + |h_0|^2 s_1 - h_0 h_1^* s_0 - h_0 v_1^* \quad (2.28)$$

Después de combinar, lo que queda son los símbolos escalados. La escala no es más que la magnitud combinada de los dos canales complejos representados en la ecuación 2.29 y 2.30.

$$\widetilde{S}_0 = (|h_0|^2 + |h_1|^2) s_0 + h_0^* v_0 + h_1 v_1 \quad (2.29)$$

$$\widetilde{S}_1 = (|h_0|^2 + |h_1|^2) s_1 + h_0^* v_0 - h_1 v_1^* \quad (2.30)$$

2.7 Estimación del Canal MISO

En sistemas con diversidad de antenas transmisoras, las secuencias de entrenamiento pueden ser recíprocamente ortogonales en alguna dimensión, ya sea en el dominio del tiempo transmitiendo en diferentes espacios de tiempo. Aunque la ortogonalidad no es un requerimiento esencial, las señales ortogonales comúnmente producen una mejor precisión de una potencia dada, las secuencias de entrenamiento deben tener propiedades de correlación cruzada y autocorrelación [12].

El estimador de Mínimos Cuadrados, es un estimador simple y de fácil implementación, el cual trata de minimizar el error cuadrático entre los símbolos pilotos transmitidos y recibidos. La ventaja del uso del estimador de mínimos cuadrados es que en un canal AWGN este estimador es también el estimador de máxima verosimilitud. Por lo que, suponga que $\{t[n]\}_{n=0}^{N_t}$ es una secuencia de entrenamiento conocida. Nosotros tomamos el vector de la secuencia de entrenamiento y creamos una matriz de entrenamiento definida en la ecuación 2.31 [12].

$$\mathbf{T} = [t[0] \ t[1] \ \dots \ t[N_{tr} - 1]] \quad (2.31)$$

Nosotros consideramos un canal plano de desvanecimiento lento MISO con dos antenas transmisoras y una receptora, tomando en cuenta que $h_{1,1}$ y $h_{1,2}$ son los canales correspondientes de las antenas transmisoras a las receptoras. Asumiendo que los símbolos transmitidos $s_1[n]$ y $s_2[n]$ son independientes, la señal recibida está dada por la ecuación 2.32:

$$y_1[n] = h_{1,1}s_1[n] + h_{1,2}s_2[n] + v_1[n] \quad (2.32)$$

Donde:

$v_1[n]$: es el ruido en la antena receptora.

Para resolver el problema de estimación de canal por mínimos cuadrados y estimar los coeficientes de canal del canal MISO, enviamos dos secuencias de entrenamiento $\{t_1[n]\}_{n=0}^{N_{tr}-1}$ y $\{t_2[n]\}_{n=0}^{N_{tr}-1}$ por el canal MISO al mismo tiempo.

$$[y_1[0] \dots y_1[N_{tr} - 1]] = [h_{1,1} \ h_{1,2}] = \begin{bmatrix} t_1[0] & t_1[1] & \dots & t_1[N_{tr} - 1] \\ t_2[0] & t_2[1] & \dots & t_2[N_{tr} - 1] \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

En la ecuación 2.33 observamos las dos secuencias de entrenamiento que se agregaran cada una a las dos antenas transmisoras para así poder estimar en el receptor 2 canales inalámbricos.

El error cuadrado entre las observaciones y los datos conocidos para el vector $a^T = [a_1, a_2]$ esta expresado en la ecuación 2.34 y 2.35.

$$J(\mathbf{a}) = \sum_{n=0}^{N_{tr}-1} |y_1[n] - \mathbf{a}_1 t_1[n] - \mathbf{a}_2 t_2[n]|^2 \quad (2.34)$$

$$J(\mathbf{a}) = \|\mathbf{y}_1 - \mathbf{T}^T \mathbf{a}\|^2 \quad (2.35)$$

La estimación de los canales mínimos cuadrados está dada por la ecuación 2.36:

$$\mathbf{h}_1 = \mathit{arg\ min} \|\mathbf{y}_1 - \mathbf{T}^T \mathbf{a}\|^2 \quad (2.36)$$

Asumimos que T es de rango completo, la estimación de canal MISO de los mínimos cuadrados está dada por la ecuación 2.37:

$$\mathbf{h}_1^T = \mathbf{y}_1^T \mathbf{T}^* (\mathbf{T} \mathbf{T}^*)^{-1} \quad (2.37)$$

2.8 Desarrollo de la práctica transmisión MISO

2.8.1 Implementación código Alamouti en LabVIEW

En el grafico 2.18 podemos observar los símbolos de entrada y la implementación del código Alamouti en bloques de LabVIEW en el arreglo de salida.

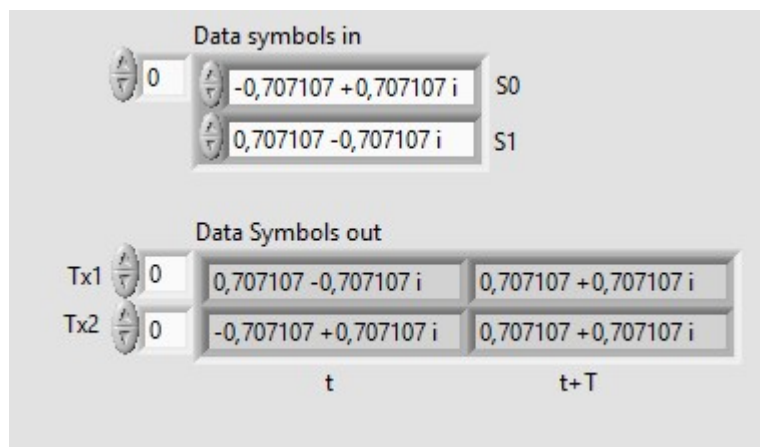


Figura 2.18: Símbolos en codificación Alamouti.

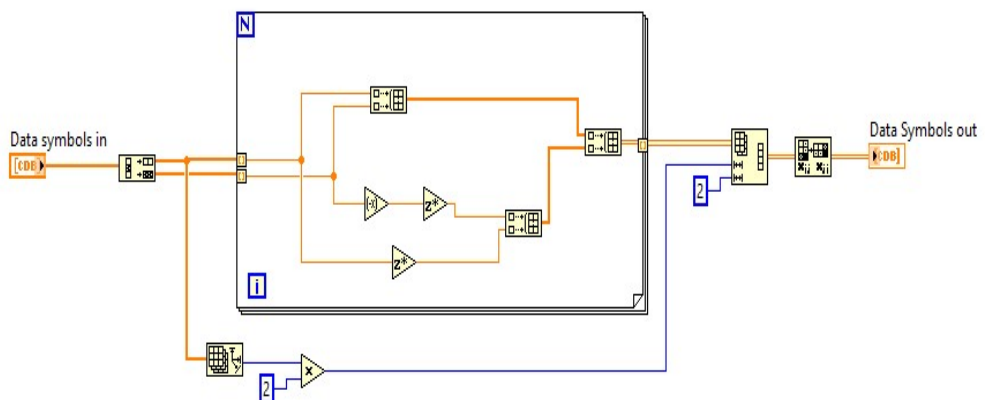


Figura 2.19: Bloque codificador de Alamouti LabVIEW.

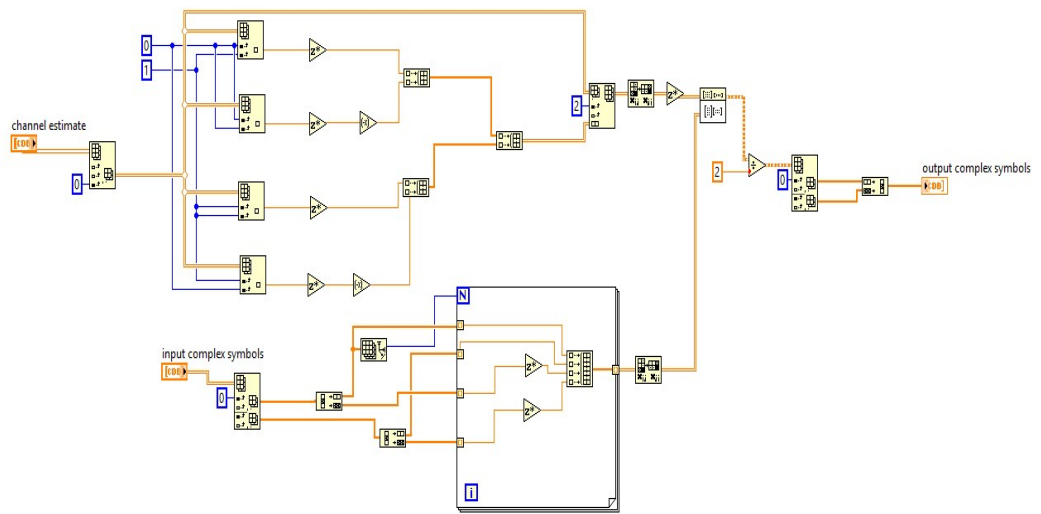


Figura 2.20:Decodificador Alamouti en LabVIEW.

En la Figura 2.19 y 2.20 se pueden observar los diagramas de bloques usados para la implementación del codificador y decodificador Alamouti en el programa LabVIEW.

En la tabla 2-6 se muestran los bloques de LabVIEW mayormente usados para la codificación Alamouti.




Diagrama	
	<p>Ubicación: Functions>>Mathematics>>Numeric>>Complex>>Complex Conjugate</p>
	<p>Descripción: Realiza la conjugada de un numero complejo, útil para el proceso de codificación de Alamouti.</p>
	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Array >>Interleave 1D Arrays</p>
	<p>Descripción: Permite dividir en dos un arreglo de una sola dimensión.</p>
	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Array >>Array Size</p>
	<p>Descripción: Indica el tamaño de un arreglo o matriz de N dimensiones.</p>

Tabla 2-6: Bloques de LabVIEW para la codificación Alamouti.

En la tabla 2-7 se muestran los bloques de LabVIEW mayormente usados para la decodificación Alamouti.

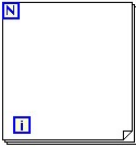






	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Structure>> For Loop</p>
	<p>Descripción: Bucle de repetición, si no se especifica N y se ingresa un arreglo o matriz indexada, el lazo for finaliza cuando no haya más elementos en el arreglo o matriz.</p>
	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Array >>Index Array</p>
	<p>Descripción: Retorna un elemento o un sub-arreglo de un arreglo de n dimensiones.</p>
	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Array >>Insert Into Array</p>
	<p>Descripción: Inserta un elemento o un sub-arreglo a un arreglo de n dimensiones.</p>
	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Array >>Build Array</p>
	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Array >>Build Array</p>
	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Numeric>>Complex>>Re/Im to Complex</p>
	<p>Descripción: Multiplica dos matrices A x B</p>
	<p>Ubicación: Functions>>Programming>>Array >>Transpose 2D Array</p>
	<p>Descripción: Realiza la transpuesta de un un arreglo de dos dimensiones.</p>

Tabla 2-7: Bloques de LabVIEW para la codificación Alamouti.

CAPÍTULO 3

3. RESULTADOS

Implementados los Vi's con la programación en LabVIEW, se procedió a conectar los equipos USRP 2920 a la computadora para así iniciar la transferencia de audio digital desde una fuente externa que en nuestro caso fue un micrófono o desde una fuente pregrabada (archivo de audio .WAV). Se realizaron muestreos en diferentes canales de comunicación, con diferentes parámetros de resolución y de modulación.

Adicional, se validan resultados de la práctica de transmisión MISO mediante los equipos USRP-2920, se analizarán curvas de BER vs SNR que nos permiten validar un mejor rendimiento respecto a transmisiones de una sola antena transmisora y receptora.

3.1 Envío de audio a través de DCT variando resolución del cuantificador con modulación QPSK y 16QAM

Para el envío de audio y el muestreo de las tasas de errores y de parámetros como el SNR y BER se enviaron archivos de audio pregrabados pues en este caso la señal mensaje es igual, sin importar parámetros de modulación, resolución y del modelo del canal.

3.1.1 Configuración del Transmisor de audio

Para la transmisión de audio se realizó mediante dos tipos de modulación que fueron la QPSK y 16QAM agregan ruido al transmisor y variando la resolución del cuantificador, de esta forma se observará mediante las posteriores grafica el BER vs SNR, la configuración del transmisor se valida mediante la tabla 3-1.

Tx Over Sample Factor	4	
Tx Sample Rate	4M	
BW	1MHz	
Tipos de modulación	QPSK	16QAM
Longitud de cada paquete (bits)	500	
Iteraciones	3	
Modo de transmisión	Single Shot	

Tabla 3-1: Configuración transmisor.

3.1.2 Variación de la resolución en la transmisión del audio

La tabla 3-2 muestra las variaciones implementadas en la resolución de la señal de audio enviada.

Resolución	7	8	9
Tiempo promedio de duración del paquete	5.4 ms	6.8 ms	8.49 ms

Tabla 3-2: Variación en niveles de resolución del transmisor.

3.1.3 Configuración del Receptor de audio

En la parte receptora se configuraron los siguientes parámetros mostrados en la tabla 3-3:

Tx Over Sample Factor	4	
Tx Sample Rate	4M	
BW	1MHz	
Ecualizador	Direct	
Longitud del canal estimado	3	
Longitud del ecualizador	3	
Corrección frecuencia offset	Desactivado	
Tipos de modulación	QPSK	16QAM

Tabla 3-3: Configuración receptor

3.1.4 Variación de la resolución en la transmisión del audio

Variación en el receptor debido a los cambios en la transmisión del audio

Resolución	7	8	9
Tiempo de captura de paquete	6.5 ms	8 ms	11 ms

Tabla 3-4: Variación de resolución en receptor

3.1.5 Configuración de Vi's modulación QPSK

En la figura 3.1, 3.2 y 3.3 se pueden validar los parámetros usados para la transmisión y recepción del audio mediante la modulación QPSK.

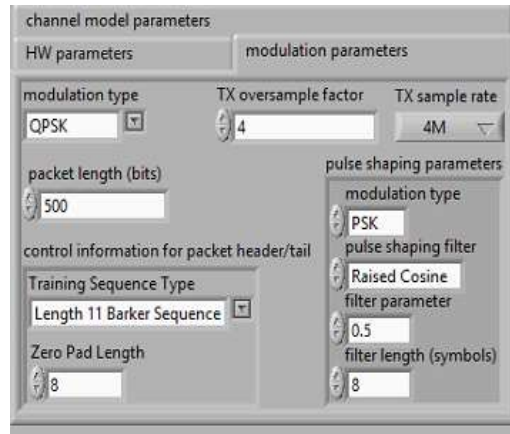


Figura 3.1: Parámetros Transmisor audio QPSK.

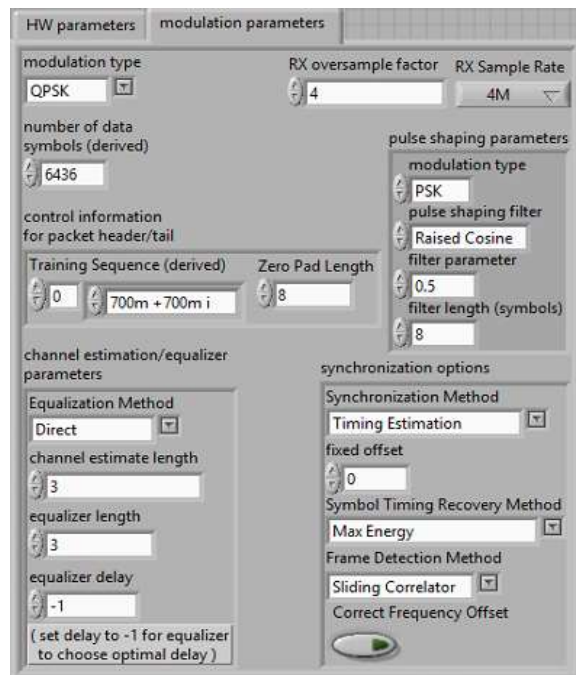


Figura 3.2: Parámetros Receptor audio QPSK.



Figura 3.3: Tiempos de captura resolución 7, 8 y 9 QPSK.

En las figuras 3.4, 3.5 y 3.6 se observan las constelaciones, diagrama de ojos y la respuesta del canal en el receptor bajo la modulación QPSK.

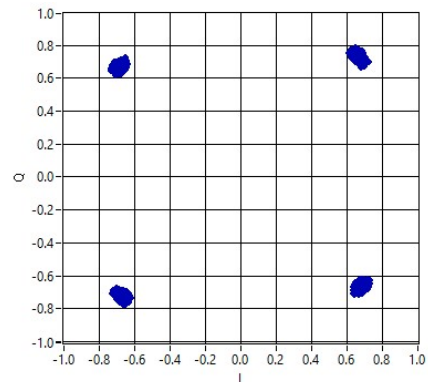


Figura 3.4: Diagrama de constelación señal QPSK recibida

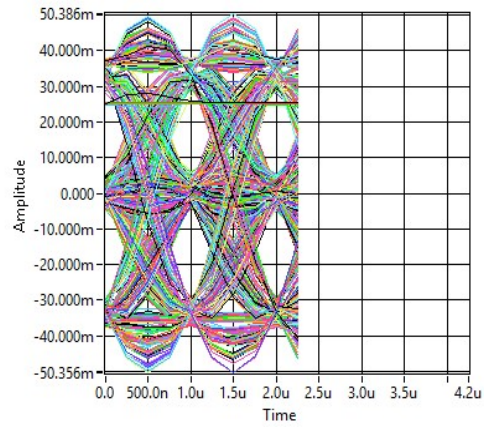


Figura 3.5: Diagrama de ojo señal QPSK recibida

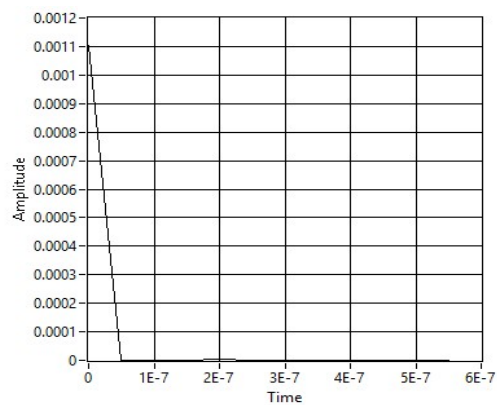


Figura 3.6: Respuesta del canal con una modulación QPSK.

3.1.6 Respuesta de la transmisión DCT variando resolución de cuantificador en modulación QPSK

En la tabla 3-5 y en la figura 3.7 se validan los resultados obtenidos mediante varias muestras con respecto al SNR y el BER de la señal de audio transmitida bajo la modulación QPSK con resolución de 7, 8 y 9 en el cuantificador.

BER vs SNR Modulación QPSK variando Resolución					
7		8		9	
SNR	BER	SNR	BER	SNR	BER
0	0,00937482	0	0,0300026	0	0,0605039
1	0,00746229	1,64	0,0238544	1,49	0,0501526
3	0,00114078	3,33	0,0165214	3,44	0,0433905
5	0,00052375	5,2	0,00679142	4,89	0,0324968
7	0,00012375	7	0,00507517	7,21	0,03298
		9	0,00291873	8,78	0,0253249
		10,47	0,0012649	12	0,01081445

Tabla 3-5: BER vs SNR Modulación QPSK

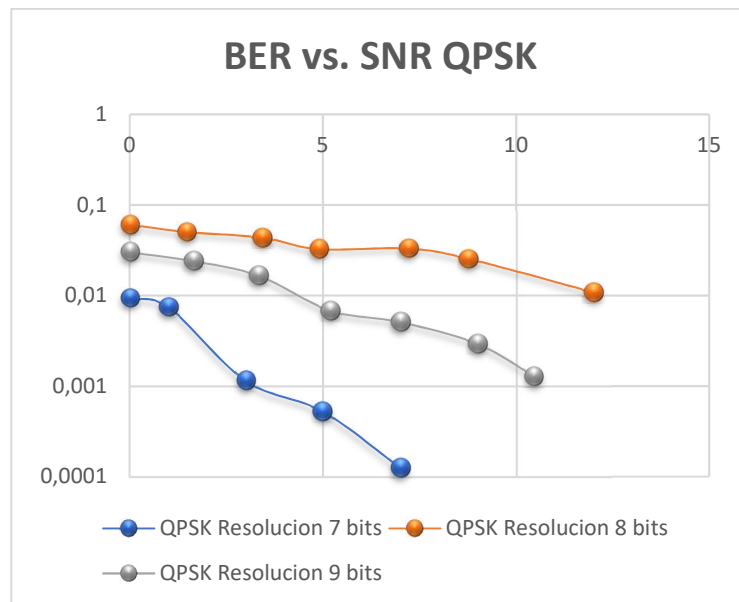


Figura 3.7: BER vs SNR QPSK

3.1.7 Configuración de Vi's modulación 16QAM

En la figura 3.8, 3.9 y 3.10 se pueden validar los parámetros usados para la transmisión y recepción del audio mediante la modulación 16QAM.

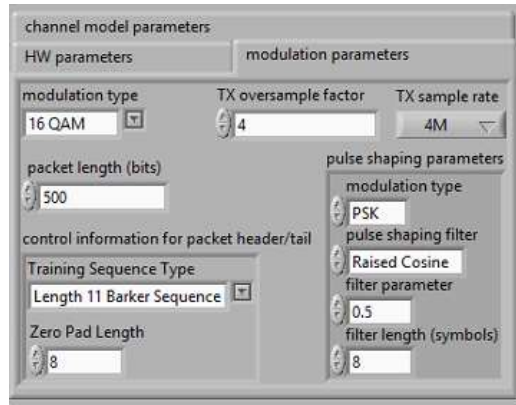


Figura 3.8: Parámetros Transmisor audio 16QAM

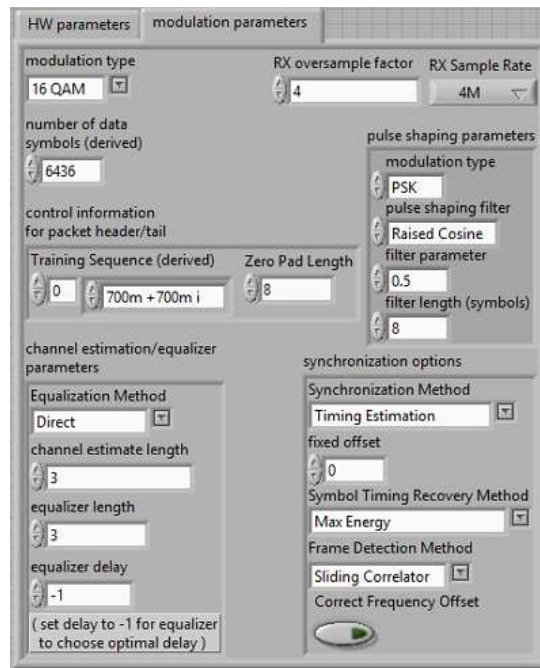


Figura 3.9: Parámetros receptor audio 16QAM.



Figura 3.10: Tiempos de captura resolución 7, 8 y 9 16QAM.

En las figuras 3.11, 3.12 y 3.13 se observan las constelaciones, diagrama de ojos y la respuesta del canal en el receptor bajo la modulación QPSK.

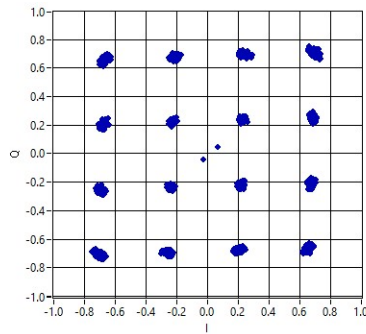


Figura 3.11: Diagrama de constelación señal 16QAM recibida

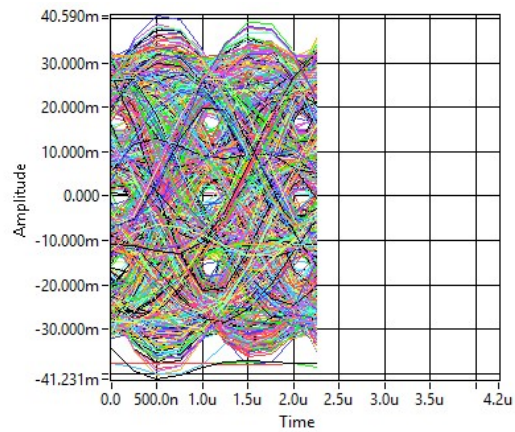


Figura 3.12: Diagrama de ojo señal 16QAM recibida.

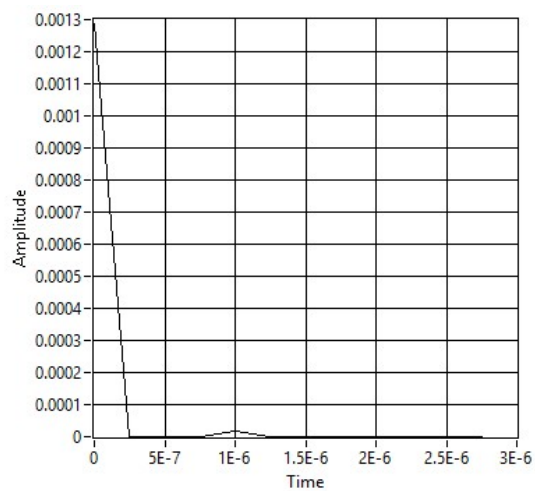


Figura 3.13: Respuesta del canal con una modulación 16QAM.

3.1.8 Respuesta de la transmisión DCT variando resolución de cuantificador en modulación 16QAM

En la tabla 3-6 y en la figura 3.14 se validan los resultados obtenidos mediante varias muestras con respecto al SNR y el BER de la señal de audio transmitida bajo la modulación 16QAM con resolución de 7, 8 y 9 en el cuantificador.

BER vs SNR Modulación 16QAMvariando Resolución					
7		8		9	
SNR	BER	SNR	BER	SNR	BER
0	0,08560	0	0,127647	0	0,132768
1,8	0,05118	1,98	0,0673308	1,72	0,0834578
3,6	0,02976	3,58	0,0522539	3,14	0,0578768
5,3	0,01007	5,29	0,0230034	5,13	0,0276248
7,1	0,00295	7	0,0158012	7,33	0,0107756
		8,9	0,0120415	9,05	0,0083694
		10,3	0,004235	10,88	0,00355111

Tabla 3-6: BER vs SNR Modulación 16QAM

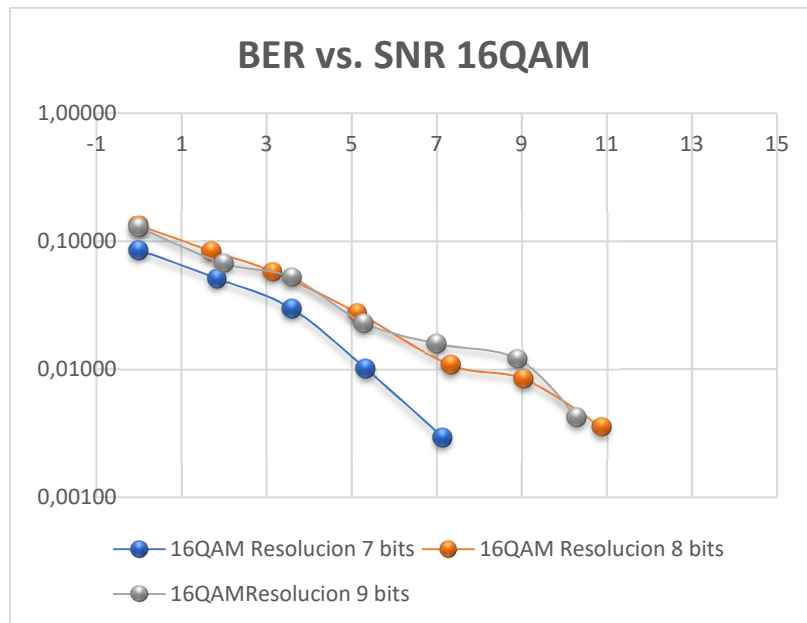


Figura 3.14: BER vs SNR 16QAM

3.1.9 Forma de onda de señal transmitida y recibida

En la figura 3.15 se puede apreciar la señal de audio que se envía a través del transmisor en su estado inicial, es decir sin ningún proceso de compresión, cuantificación y codificación.

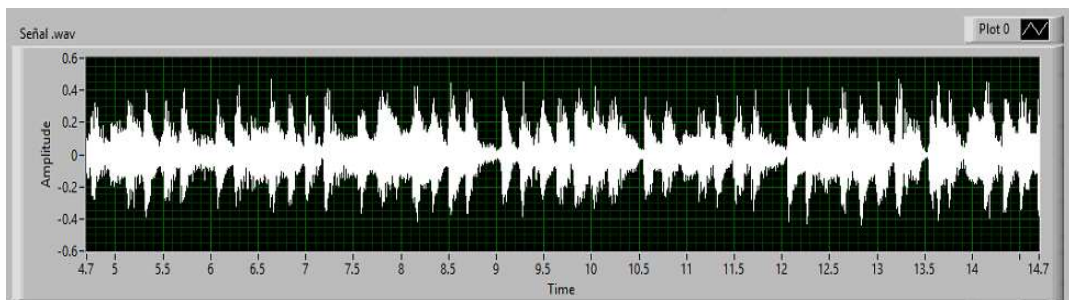


Figura 3.15: Señal de audio original.

En la figura 3.16 se puede apreciar la transformada DCT de un paquete de la señal de audio que se transmitió, el número de muestras por paquete es igual a 4410.

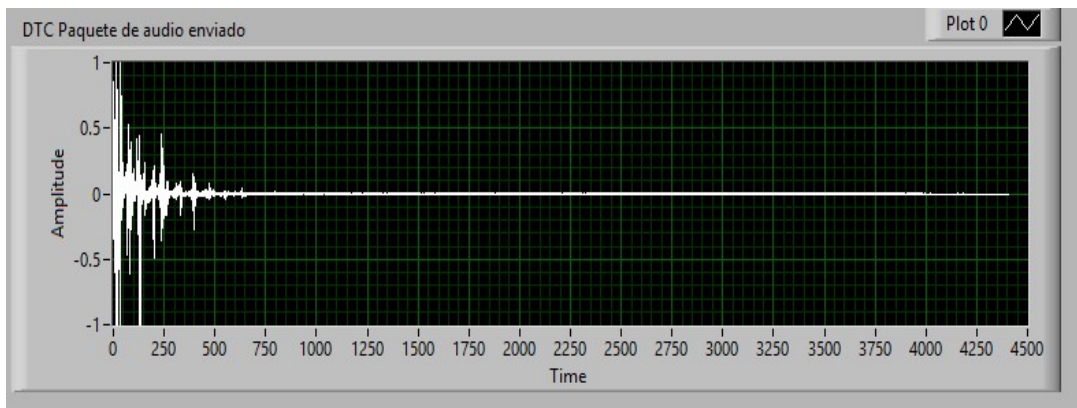


Figura 3.16: Transformada DCT en un paquete de audio.

En la figura 3.17 se muestra la transformada DCT de varios paquetes transmitidos, es decir cada 4410 saltos es un paquete diferente enviado.

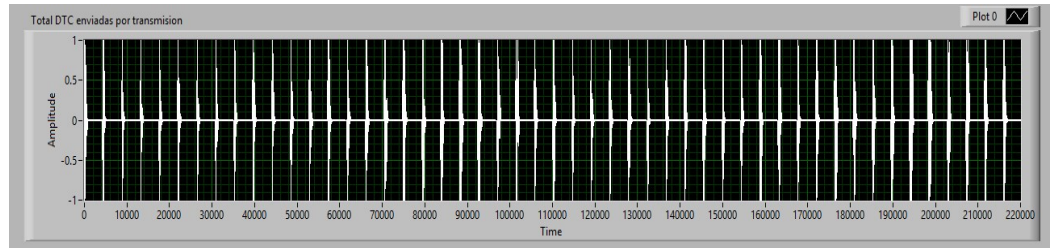


Figura 3.17: Transformada DCT de varios paquetes a transmitir.

En la figura 3.18 se valida la señal de audio procesada en el receptor luego de la debida decodificación, des cuantificación y transformada inversa DCT.

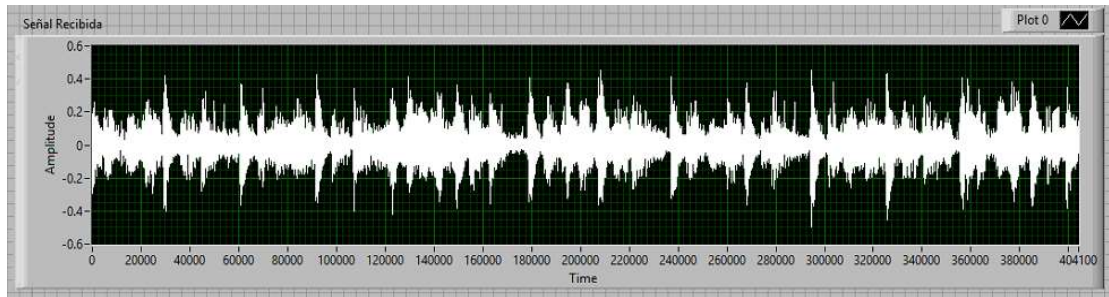


Figura 3.18: Señal procesada en receptor.

3.1.10 Señal Enviada con variaciones en Resolución de cuantificador.

En las figuras 3.19, 3.20, 3.21 y 3.22 se validarán como la señal recibida varia acorde el nivel de resolución del cuantificador. En señales de audio es recomendable tener una resolución de 8 bits pues es una resolución aceptable para el audio, si se elige una inferior al momento de escuchar el audio se validarán distorsiones.

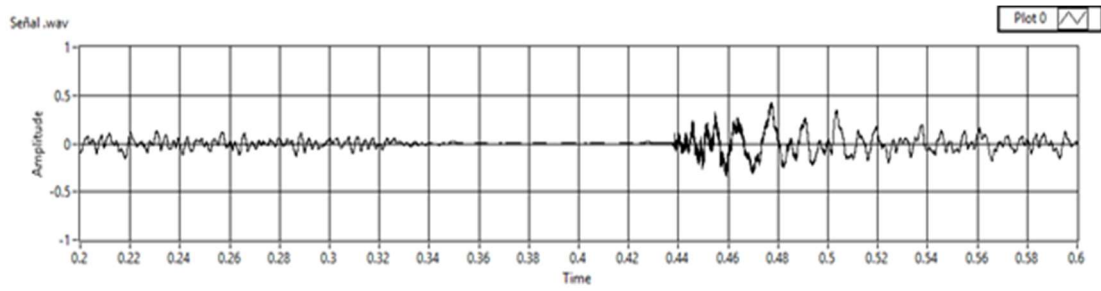


Figura 3.19: Señal de audio enviada.

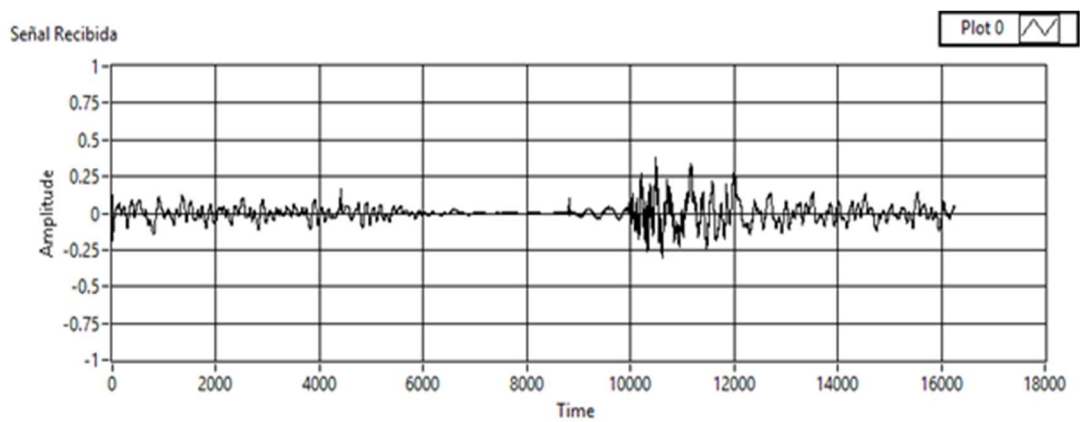


Figura 3.20: Señal de audio recibida con resolución 8.

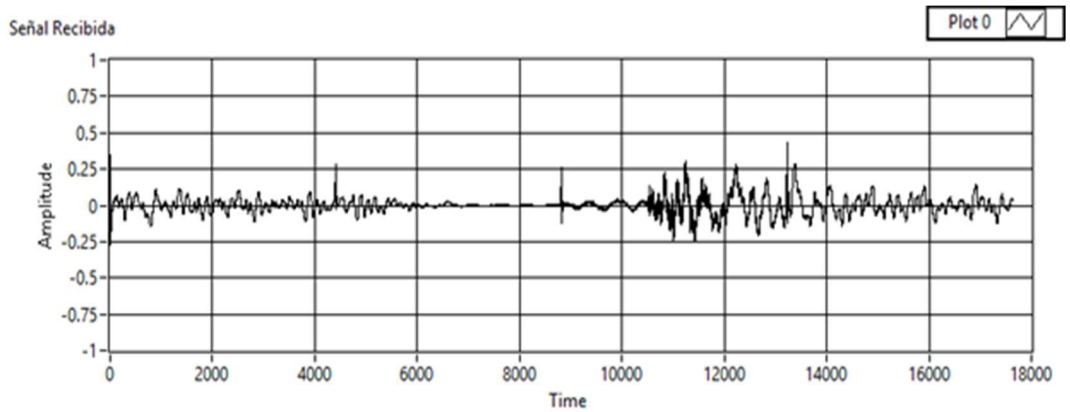


Figura 3.21: Señal de audio recibida con resolución 7.

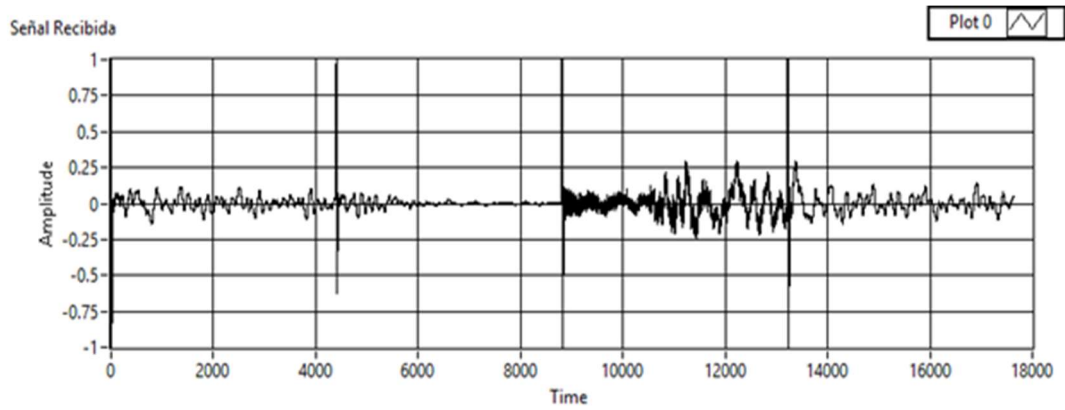


Figura 3.22: Señal de audio recibida con resolución 6.

Se puede validar en las figuras 3.20, 3.21 y 3.22 que, a medida que la resolución del cuantificador baje, en la señal de audio se generan distorsiones y picos que causan que la señal de audio transmitida y recuperada en el receptor sea de baja calidad.

3.2 Transmisión MISO

Para la transmisión MISO se utilizó 3 equipos USRP 2920, un Switch Gigabyte ethernet y una laptop, de los equipos USRP dos están destinados como transmisores y uno como receptor. Mediante el Software LabVIEW se configuraron los parámetros para una buena transmisión estable.



Figura 3.23: Ambiente en transmisión MISO.

3.2.1 Configuración parámetros para transmisión MISO

3.2.1 Configuración del Transmisor

La transmisión de la señal se realizó mediante dos tipos de modulación que fueron la QPSK y 16QAM en condiciones normales y agregando ruido al canal, de esta forma se observa mediante las posteriores graficas el BER vs SNR, la configuración del transmisor se muestra en la tabla 3-7.

Tx Over Sample Factor	20	
Tx Sample Rate	4M	
BW	200KHz	
Tipos de modulación	QPSK	16QAM
Longitud de cada paquete (bits)	500	
Modo de transmisión	continuo	

Tabla 3-7: Configuración transmisor MISO

3.2.2 Configuración del receptor

En la parte receptora se configuraron los siguientes parámetros mostrados en la tabla 3-8:

Tx Over Sample Factor	20	
Tx Sample Rate	4M	
BW	200KHz	
Ecuador	Direct	
Longitud del canal estimado	2	
Longitud del ecualizador	2	
Corrección frecuencia offset	Activado	
Tipos de modulación	QPSK	16QAM

Tabla 3-8: Configuración receptor MISO

3.2.3 Configuración de Vi's

En la figura 3.24 y 3.25 se indican los parámetros que deberán estar en las respectivas antenas para la correcta transmisión de la señal.

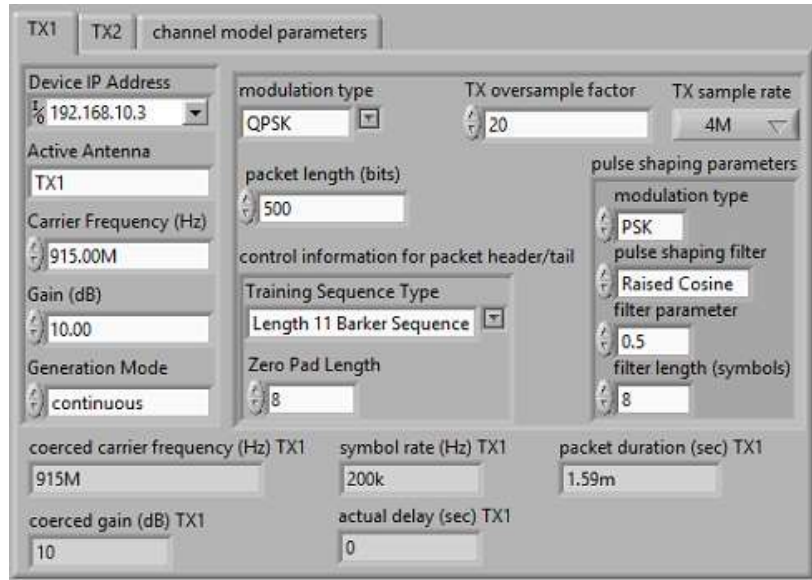


Figura 3.24: Antena 1

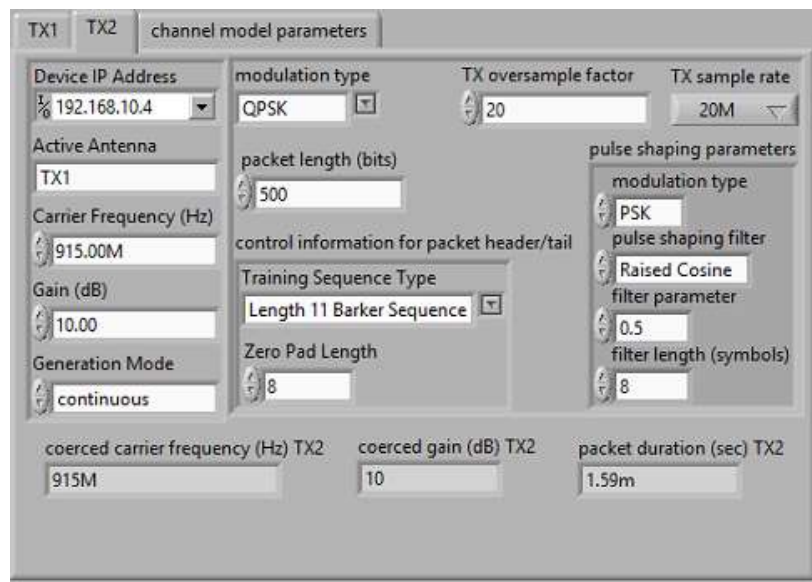


Figura 3.25: Antena 2

En el caso de transmisión MISO es importante activar la casilla de Correct Frequency Offset. En la Figura 3.26 observamos la correcta configuración de la antena receptora.

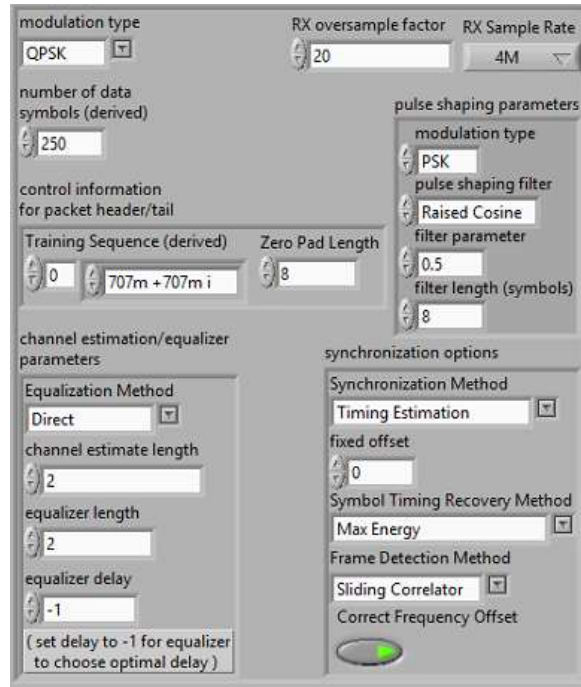


Figura 3.26: Antena de recepción.

En las Figuras 3.27 y 3.28 se puede observar la constelacion y diagrama de ojo de la señal recibida mediante la transmision MISO.

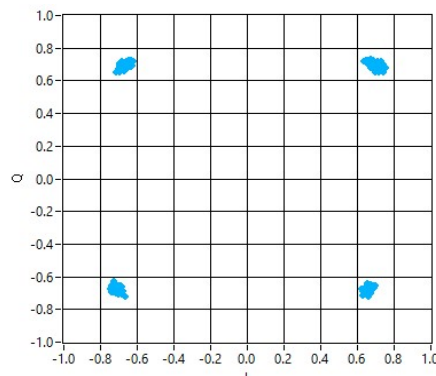


Figura 3.27: Diagrama de constelación señal QPSK MISO

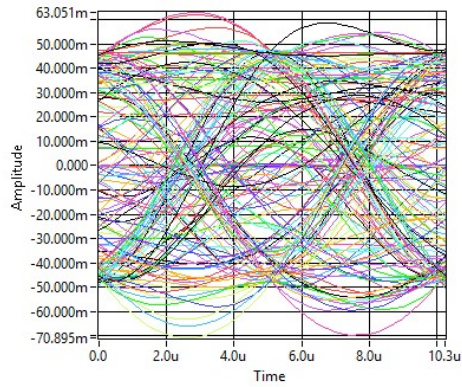


Figura 3.28: Diagrama de ojo señal QPSK MISO

En las Figuras 3.29 y 3.30 se puede observar la constelacion y diagrama de ojo de la señal recibida mediante la transmision MISO con ruido AWGN en el transmisor, con una potencia de -14dB.

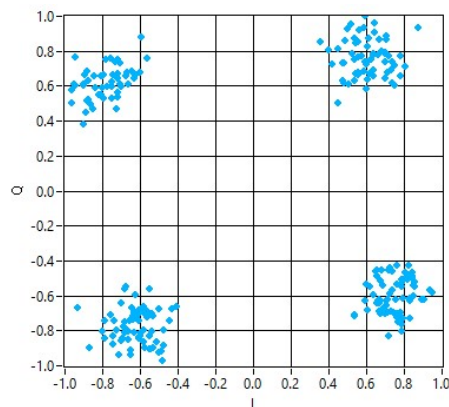


Figura 3.29: Diagrama de constelación señal QPSK MISO Ruido -14dB

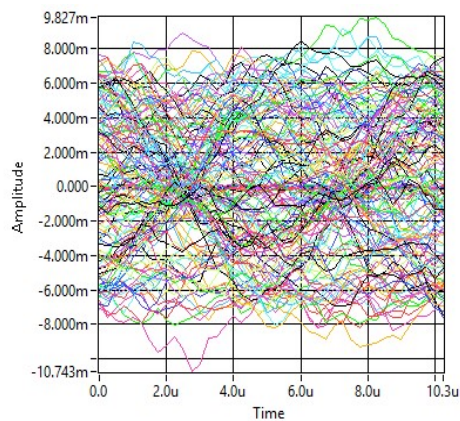


Figura 3.30: Diagrama de ojo señal QPSK MISO Ruido -14dB

3.2.4 Respuesta de la transmisión MISO variando niveles de ruido en el transmisor.

BER vs SNR Modulación QPSK			
MISO		SISO	
SNR	BER	SNR	VER
0	0,14460	0	0,232768
1,9	0,08418	1,9	0,1534578
3,6	0,04388	3,59046581	0,0878768
5,1	0,01737	5,13	0,0526248
7,3	0,00439	7,33	0,0212156
10,0	0,00079	10,002	0,0063694
11,4	0,00027	11,395067	0,00312111

Tabla 3-9: BER vs SNR transmisión MISO y SISO

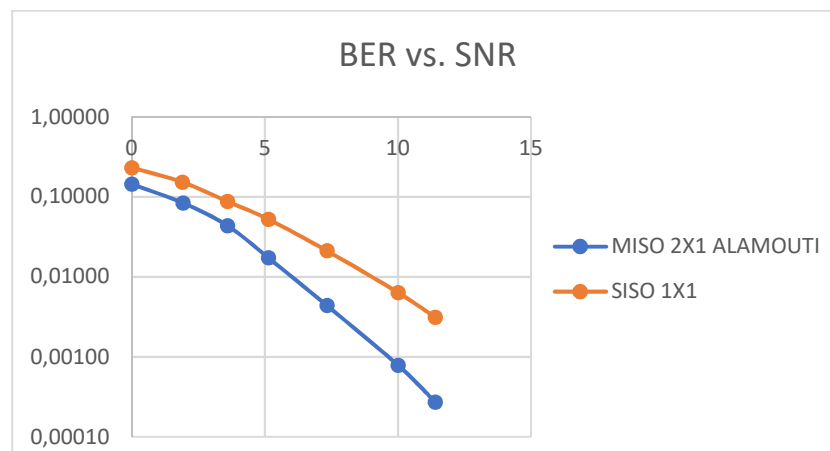


Figura 3.31: VER vs SNR Sistema SISO y MISO.

En la tabla 3-9 y en la figura 3.31 se observan los valores del BER y el SNR correspondientemente a los sistemas SISO y MISO. Podemos validar que el sistema MISO tiene un mejor desempeño en cuanto a la tasa de error de bit en comparación con el sistema SISO, debido a que el sistema MISO logra diversidad espacio-tiempo generando una redundancia para recuperar la señal y mitigando los efectos multipase de la señal transmitida por los dos canales.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Se logró implementar la transmisión de audio digital a través de los equipos USRP 2920, se pudo validar transmisión de paquetes y verificar la resolución de 8bits en transmisiones de audio con calidad aceptable.

Al momento de la transmisión de la señal de audio se pudo verificar a través de la gráfica BER vs SNR que la señal QPSK es más robusta comparada con la señal 16QAM, por lo que es importante considerar algunos factores al momento de elegir la modulación a emplear, como los siguientes: La modulación QPSK es más robusta a la interferencia Intersimbólica, debido a que sus puntos en la constelación tienen mayor separación entre ellos. La modulación 16QAM sin embargo mejora la velocidad de transmisión pues en esta se transmite un mayor número de bits en un menor tiempo lo cual es idóneo en comunicaciones de audio.

Se logró implementar un sistema MISO con una codificación Alamouti de espacio tiempo en un ambiente que se comporta como un canal plano de desvanecimiento lento, este sistema MISO mejora el rendimiento en comparación con un sistema que no adopta diversidad y también soluciona los efectos multipaso y desvanecimiento lento que se pueden suscitar en un sistema de comunicación inalámbrico.

Es importante destacar que el USRP nos permite el enlace de radio frecuencia pero es en el software LabVIEW donde se programa y se procesa la señal a transmitir y la señal recibida, por lo que la capacidad en cuanto a procesamiento y memoria RAM del computador a utilizar es importante en este tipo de aplicaciones de audio, debido a que, se usan algoritmos con niveles de complejidad un poco elevados y algoritmos que requieren un procesamiento elevado como son los casos de la Transformada del Coseno Discreta, la Cuantificación no uniforme y la codificación Huffman.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] B. R. A., «APRENDIZAJE POR DESCUBRIMIENTO: PRINCIPIOS Y APLICACIONES INADECUADAS,» Universidad de Salamanca, Paseo de Canaleja, Cádiz, 1993.
- [2] C. C. L. D. S. Ing. Galvis Quintero, «SDR: La alternativa para la evolución inalámbrica a nivel físico,» [En línea]. Available: <http://roboticslab.uc3m.es/publications/Articulo1.pdf>.
- [3] J. M. A. G. Dr. Sachin Katti, *Source Coding Lab: Cosine Transform(DCT), sample quantization, and Huffman coding*, Stanford University, 2012.
- [4] National Instruments, «Software Defined Radio,» 2014. [En línea]. Available: <ftp://ftp.ni.com/pub/branches/asean/SDR%20Brochure.pdf>.
- [5] J. M. H. Alvarado, «Compresión de voz por medio de Transformadas,» 7 octubre 2011. [En línea]. Available: <https://cnx.org/exports/363a36ba-96d2-419d-83d4-fb92ab97c021%404.pdf/compresi%C3%B3n-de-voz-por-medio-de-transformadas-4.pdf>.
- [6] Universidad de las Palmas de Gran Canaria, «CONVERSIÓN ANALÓGICADIGITAL DE SEÑALES,» [En línea]. Available: http://www2.ulpgc.es/hege/almacen/download/7054/7054671/tema_4_2007_2008_a.pdf.
- [7] W. C. Jake, *Microwave Mobile Communications*, New York, 1974.
- [8] D. C. y. J. Kelif, Paris: Telecom Paris Tech & CNRS LTCl.
- [9] C. G. Calerp, *Contribución al diseño de esquemas de transmisión-recepción para sistemas de comunicaciones de nueva generacion con multiples antenas*, Madrid: Universidad Politecnica de Madrid, 2009.

- [10] S. M. Alamouti, «A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications,» *IEEE JOURNAL ON SELECT AREAS IN COMMUNICATIONS*, 1998.
- [11] J. H. Winters, *The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading*, 1994.
- [12] O. B. a. P. Stoica, *On parameter estimation of MIMO flat-fading channels with frequency offsets*, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2003.
- [13] M. Sharma, *Compression Using Huffman Coding*, 2010.