



**ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL**



**Facultad de Ingeniería en Electricidad y Computación**

**ESTUDIO DEL IMPACTO DEL PROCESO DE  
SINCRONIZACION DE TRAMA EN LA TRANSMISION DE  
AUDIO A TRAVES DE UN SISTEMA INALAMBRICO DE UNA  
SOLA PORTADORA**

**EXAMEN COMPLEXIVO, COMPONENTE PRÁCTICO  
INFORME DE PROYECTO**

Previa a la obtención del Título de:

**MAGISTER EN TELECOMUNICACIONES**

Presentado por:

**Jeanneth Mirelly Paredes Cedeño**

GUAYAQUIL – ECUADOR  
AÑO 2016

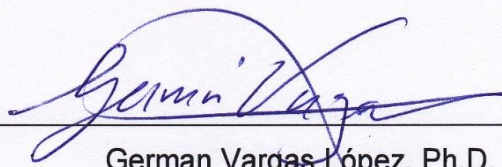
## **AGRADECIMIENTOS**

Debo agradecer en primer lugar a Dios por todos sus favores. A mi coordinador Dr. Boris Ramos y a la Ing. Maricela Freire, por su paciencia y orientación que han sido fundamentales en este periodo. A mi esposo a quien admiro mucho.

## **DEDICATORIA**

El presente trabajo lo dedico principalmente a mi hija. A mis padres que son una fuente de constante apoyo además de ser el mejor de los ejemplos de dedicación, esfuerzo y amor. A mi esposo quien es mi compañero y me brinda respaldo en todas las acciones que emprendo.

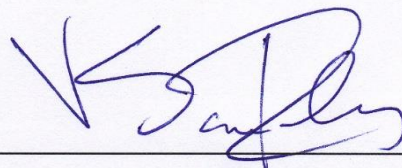
## TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN



---

German Vargas López, Ph.D.

**EVALUADOR**



---

Vladimir Sánchez Padilla, M.Sc.

**EVALUADOR**

## DECLARACIÓN EXPRESA

“La responsabilidad del contenido de este Informe de Proyecto, me corresponde exclusivamente; y el patrimonio intelectual del mismo, a la ESCUELA SUPERIOR POLITÉCNICA DEL LITORAL”.

Art. 12 del Reglamento de Graduación.



---

Ing. Jeanneth Mirelly Paredes Cedeño

C.I.: 092703868-7

## RESUMEN

En el presente trabajo se ha diseñado, simulado e implementado un sistema inalámbrico para la transmisión de audio. Cabe recalcar que para este proyecto hemos usado el software LABVIEW y el hardware NI USRP para realizar un análisis comparativo.

Se ha analizado el comportamiento de las gráficas BER vs SNR ya que la mejor forma de verificar la fiabilidad del sistema es midiendo el BER para diferentes valores de relación señal a ruido, se realizó también modelamiento de canales multipasos, modulaciones y secuencias de entrenamiento con el fin de analizar cómo estos factores afectan al sistema de comunicación y elegir el ideal para la transmisión inalámbrica del audio.

En este estudio se comprobó que el uso del sincronizador de trama auto-referenciado tiene un mejor rendimiento para escenarios donde existe un desplazamiento de frecuencia considerable.

# CONTENIDO

<b>AGRADECIMIENTOS</b> .....	I
<b>DEDICATORIA</b> .....	II
<b>TRIBUNAL DE SUSTENTACIÓN</b> .....	III
<b>DECLARACIÓN EXPRESA</b> .....	IV
<b>RESUMEN</b> .....	V
<b>CONTENIDO</b> .....	vi
<b>ABREVIATURAS</b> .....	viii
<b>LISTA DE FIGURAS</b> .....	ix
<b>LISTA DE TABLAS</b> .....	x
<b>INTRODUCCIÓN</b> .....	11
<b>1. MARCO TEORICO</b> .....	13
1.1. TRANSMISIÓN DE AUDIO .....	13
1.2.1 Transmisor.....	13
1.2.2 Receptor .....	17
1.2. MODULACION DIGITAL .....	19
1.2.1 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) .....	19
1.3.2 16-QAM (Cuadrature Amplitude Modulation) .....	20
1.3. SECUENCIAS DE ENTRENAMIENTO .....	21
1.3.1 Códigos Barker .....	21
1.3.2 Códigos Frank .....	22
1.4. DETECCION DE TRAMA Y CORRECCION DEL DESPLAZAMIENTO DE FRECUENCIA.....	23
1.4.1 Sincronización de Trama .....	23
1.4.2 Estimación del Desplazamiento de Frecuencia.....	24
1.4.3 Algoritmo de Moose.....	25
1.4.4 Combinación de la Detección de Trama y la Estimación del Desplazamiento de Frecuencia .....	26
1.4.5 Sincronización de Trama Auto-referenciada .....	27
<b>2. PRUEBAS, ANALISIS Y RESULTADOS</b> .....	29

2.1. PERFIL DE RETARDO DE POTENCIAS DE LOS DIFERENTES TIPOS DE CANALES.....	29
2.2. TOLERANCIA AL RUIDO.....	31
2.3. COMPARACION DE LA SINCRONIZACION DE TRAMA .....	34
2.4. COMPARACION DE LAS MODULACIONES .....	37
2.5. COMPARACION DE LAS SECUENCIAS DE ENTRENAMIENTO .....	39
<b>OBSERVACIONES</b> .....	41
<b>CONCLUSIONES</b> .....	43
<b>BIBLIOGRAFIA</b> .....	44
<b>ANEXO</b> .....	45



## ABREVIATURAS

<b>DCT</b>	Transformada Discreta del Coseno
<b>QPSK</b>	Quadrature Phase-Shift Keying
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation
<b>BER</b>	Bit Error Rate
<b>SNR</b>	Signal to Noise Ratio
<b>USRP</b>	Universal Software Radio Peripheral

## LISTA DE FIGURAS

Fig. 1. Diagrama de bloque del procesamiento de la señal de audio en el transmisor [2].	13
Fig. 2. Señal de audio transmitida.	17
Fig. 3. Diagrama de bloque del procesamiento de la señal de audio en el receptor [2].	17
Fig. 4. Señal de audio reconstruida en el receptor.	18
Fig. 5. Constelación QPSK [3].	20
Fig. 6. Constelación 16 QAM [3].	21
Fig. 7. Perfil de retardo de potencias del canal Outdoor - Áreas Rurales A.	30
Fig. 8. Perfil de retardo de potencias del canal Outdoor - Áreas Rurales B.	31
Fig. 9. Tasa de bits $R_b$ vs SNR del canal Outdoor - Áreas Rurales A.	32
Fig. 10. Tasa de bits $R_b$ vs SNR del canal Outdoor - Áreas Rurales B.	33
Fig. 11. Tasa de bits $R_b$ vs SNR del canal Real.	34
Fig. 12. BER vs SNR de la sincronización de trama usando Sliding Correlator.	35
Fig. 13. BER vs SNR de la sincronización de trama usando Self-Referenced.	35
Fig. 14. Constelación recibida usando Sliding Correlator.	37
Fig. 15. Constelación recibida usando Self Referenced.	37
Fig. 16. BER vs SNR Outdoor - Áreas Rurales A QPSK y 16-QAM.	38
Fig. 17. BER vs SNR de las secuencias de entrenamiento con modulación QPSK.	40
Fig. 18. BER vs SNR de las secuencias de entrenamiento con modulación 16-QAM.	40

## LISTA DE TABLAS

<b>Tabla 1.</b> Secuencias de Barker [1]. .....	22
<b>Tabla 2.</b> Parámetros de configuración usados en las pruebas realizadas. ....	29
<b>Tabla 3.</b> Outdoor - Áreas Rurales. ....	30

## INTRODUCCIÓN

A lo largo del desarrollo de las comunicaciones inalámbricas uno de los principales retos establecidos es el uso eficiente del espectro radioeléctrico el cual es limitado, para esto se han desarrollado diversas técnicas que minimizan la tasa de error, lo que permite modular la señal de tal forma que se pueda transmitir más bits por símbolo aumentando así la tasa de transmisión de datos, entre estas técnicas se encuentra la sincronización de trama que tiene como propósito encontrar una referencia conocida en la señal transmitida para que el receptor pueda proceder con la estimación de canal y la ecualización, en este documento se plantea la transmisión de un archivo de audio en un canal inalámbrico mostrando en primer lugar presentar las diferencias entre los algoritmos de sincronización de trama, luego la diferencia entre las modulaciones QPSK Y 16-QAM, y las secuencias de entrenamiento Barker y Frank, para este análisis usaremos las gráficas BER vs SNR que muestran el rendimiento de los algoritmos y modulaciones mencionados anteriormente.

En el desarrollo de este trabajo se realizó la parte de la sincronización de trama sin tomar en cuenta la corrección del desplazamiento de frecuencia portadora para lo cual se implementó un detector de trama basado en la correlación de las secuencias de entrenamiento, sin embargo debido a la existencia del desplazamiento mencionado se usó un algoritmo denominado

algoritmo de Moose, el cual será el encargado de estimar/corregir el desplazamiento de frecuencia [1].

En este documento se presenta en primer lugar el proceso de cómo se realizó la transmisión y recepción de audio usando LabVIEW, seguido de los fundamentos teóricos que se utilizaron para la realización de los distintos VI's como son los diferentes tipos de modulaciones, secuencias de entrenamiento, etc., para finalmente presentar los análisis y resultados más relevantes de las simulaciones realizadas.

Entre los resultados esperados como aporte de este estudio, son los umbrales de BER y SNR para los cuales el audio transmitido puede ser decodificado de forma eficiente en el receptor. Esto bajo las condiciones y los algoritmos definidos para las pruebas, los cuales definiremos en los siguientes apartados.

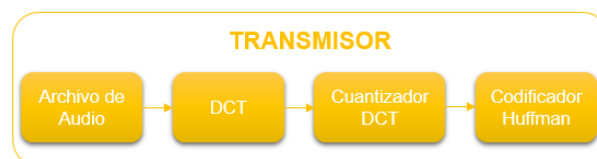
# 1. MARCO TEORICO

En esta sección vamos a describir los fundamentos teóricos del proceso de transmisión de audio a través de un canal inalámbrico, abarcaremos también las distintas modulaciones, el proceso de sincronización de trama y las distintas secuencias de entrenamiento que usaremos en el proceso de transmisión.

## 1.1. TRANSMISIÓN DE AUDIO

En esta sección se detallará como se procesa el archivo de audio para ser transmitido y como es decodificada la señal receptada hasta obtener el archivo de audio nuevamente.

### 1.2.1 Transmisor



**Fig. 1.** Diagrama de bloque del procesamiento de la señal de audio en el transmisor [2].

Para la transmisión de audio lo primero que se realizó es la lectura del archivo de audio, para lo cual se usó un bloque de LabVIEW que lee un archivo de audio sin procesar (.wav) y emite la matriz de formas de onda la cual podemos extraer directamente ya que el archivo .wav sólo tiene 1

canal. Cada forma de onda tiene una matriz de muestras de tiempo y tiempo de muestreo designados por "Y" y "dt" respectivamente las cuales deseamos comunicar de manera eficiente. Para el siguiente bloque el objetivo era comprimir la serie de muestras de tiempo, por lo cual se realizó el proceso de la transformada discreta de coseno que consiste en calcular las componentes espectrales para obtener una representación del dominio de frecuencia de nuestra señal de audio, ya que por lo general una señal de audio está principalmente contenida en el rango de frecuencias más bajo y con el fin de comprimir más la señal, es una práctica común desechar los componentes de mayor frecuencia [2].

Para realizar el bloque de DCT se usó la siguiente fórmula:

$$X_k = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n & \text{if } k = 0 \\ \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left( X_n \cos \left( \frac{\pi \left( n + \frac{1}{2} \right) k}{N} \right) \right) & \end{cases} \quad (1)$$

Este recibe un arreglo de números reales y en la salida se obtiene un arreglo de igual dimensión con los coeficientes DCT de nuestra señal, los cuales también son números reales, pero dado que la comunicación digital utiliza la comunicación binaria, no es posible transmitir dichos números reales con toda su precisión. Hay una compensación entre la cantidad de datos que necesitamos transmitir versus la precisión que necesitamos, la

"Resolución" es el número de bits que usaremos para expresar cada muestra de DCT. Por lo tanto, si fijamos la resolución a 4 bits / muestra, entonces tendríamos que transmitir sólo 4 bits de datos por muestra DCT. Sin embargo, seríamos capaces de representar sólo  $2^4 = 16$  diferentes valores DCT y todos los demás valores tendrían que ser redondeados a uno de estos 16. Esta etapa realiza la cuantización requerida de acuerdo con la "Resolución" que se elija [2].

El proceso de cuantización es traducir un arreglo de números reales en un arreglo de números binarios, para lo cual se usó el siguiente algoritmo:

Primero encontramos el parámetro "full scale" el cual es definido de tal forma que todos los elementos del arreglo estén definidos entre  $-\frac{full\ scale}{2}$

y  $\frac{full\ scale}{2}$ , luego si la "Resolución" en bits es L, entonces el intervalo

$\left[-\frac{full\ scale}{2}, \frac{full\ scale}{2}\right]$  debe dividirse en  $2^L$  intervalos, el tamaño del intervalo

puede ser calculado como  $\frac{full\ scale}{2^L}$ , finalmente la cuantización se define

como *Binary*  $\left\{ \frac{X + \frac{full\ scale}{2}}{tamaño\ del\ intervalo} \right\}$ . Luego de que se realiza la cuantización

se tiene como resultado una matriz de muestras del dominio de la frecuencia, donde cada muestra es un número binario de longitud "Resolución", en esta matriz, algunas de las muestras se repetirán con más frecuencia que otras por lo cual se puede aprovechar esta redundancia para comprimir los datos aún más, para esto se usó la codificación de



Huffman la cual consiste en distribuir los datos según la frecuencia de aparición de los mismos [2].

En la realización del bloque correspondiente al código de Huffman se necesitó también realizar el árbol de Huffman para el cual se usaron 6 arreglos nombrados de la siguiente manera:

Número de nodo: Cada nodo del árbol recibe un número (comenzando en 0).

Frecuencia: Es la frecuencia de ocurrencia del número binario correspondiente al nodo, para el caso de los nodos que no están denominados como hoja, esto es la suma de las frecuencias de sus dos hijos.

Padre: Corresponde al número del nodo padre (por defecto a -1 si el nodo no tiene padre o el padre todavía es desconocido).

Hijo 0/1: Se utilizó una notación en la que llamamos a los hijos de un nodo como el hijo 0 o el hijo 1, es decir que tendremos una matriz de ceros y unos que representan si el nodo es el hijo 0 de un padre o el hijo 1. (Por defecto a -1 si el nodo no tiene padre o el padre aún es desconocido).

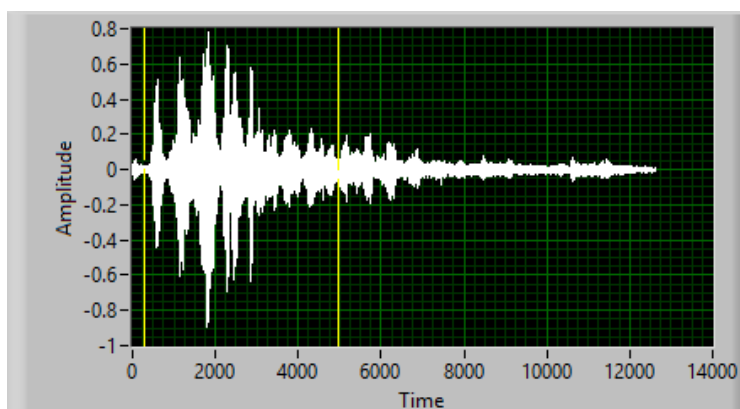
Hijo 0: En este arreglo se indica el número del nodo denominado como hijo 0, en caso de que el nodo no tenga hijos se asignara -1.

Hijo 1: El número del nodo al que se ha denominado como hijo 1 (por defecto a -1 si el nodo no tiene hijos).

Valor decimal: El valor decimal del número binario correspondiente al nodo.

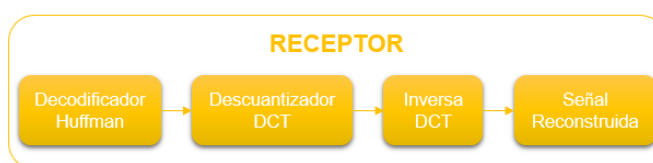
Una vez realizado el árbol de Huffman se procede a la codificación para finalmente obtener un arreglo correspondiente a los códigos Huffman de los nodos [2].

La siguiente figura corresponde al archivo de audio que se utilizó luego de pasar por el bloque de DCT.



**Fig. 2.** Señal de audio transmitida.

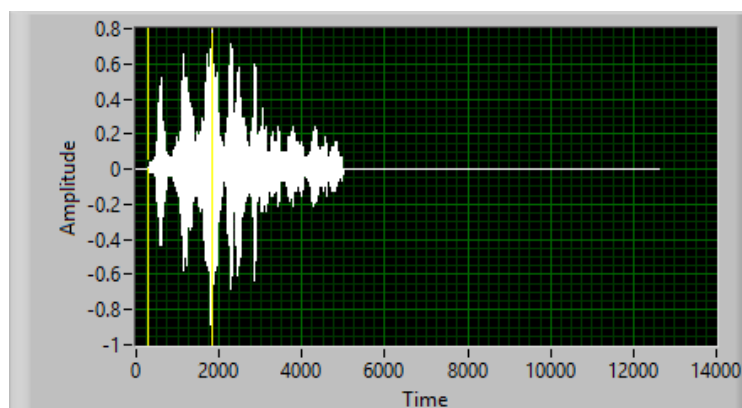
### 1.2.2 Receptor



**Fig. 3.** Diagrama de bloque del procesamiento de la señal de audio en el receptor [2].

En el primer bloque del lado del receptor se decodifica el código de Huffman, para lo cual se debe tener en cuenta que el receptor también necesita conocer los parámetros del código de Huffman para decodificarlo. Luego de la decodificación se obtiene una matriz de números binarios, la cual debe convertirse en una matriz de reales, es decir se deben descuantizar los coeficientes de DCT. Posteriormente se aplicó el proceso inverso de DCT a la matriz de números reales obtenida del bloque anterior, los cuales eran estimaciones del receptor de los coeficientes de DCT, teniendo en cuenta que algunos coeficientes de DCT fueron desechados antes de la cuantización se sustituyó todos los coeficientes DCT rechazados por 0. Finalmente se realiza formación de la forma de onda reconstruida con las muestras de tiempo obtenidas de la DCT Inversa y la reproducimos [2].

En la figura a continuación se observa la señal luego de pasar por el bloque Descuantizador DCT.



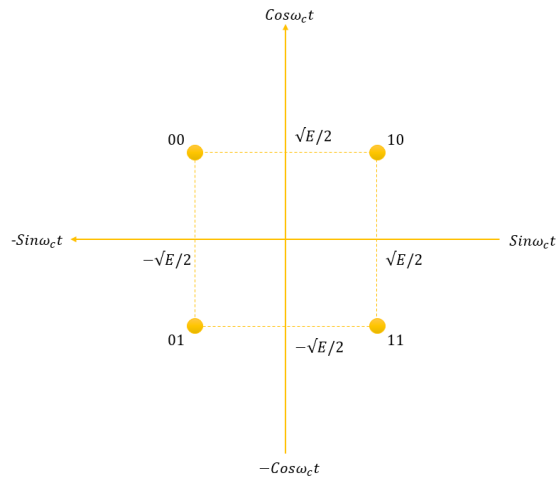
**Fig. 4.** Señal de audio reconstruida en el receptor.

## 1.2. MODULACION DIGITAL

La información como sonido, imágenes, videos y datos digitales se pueden transmitir de un punto a otro usando ondas de radio, esto se lo puede realizar modulando una señal de RF con la información que se desea transmitir. Esta modulación es la variación de una o más propiedades de la señal RF para representar la información que se transmite, dichas propiedades pueden ser amplitud, frecuencia o fase [3].

### 1.2.1 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)

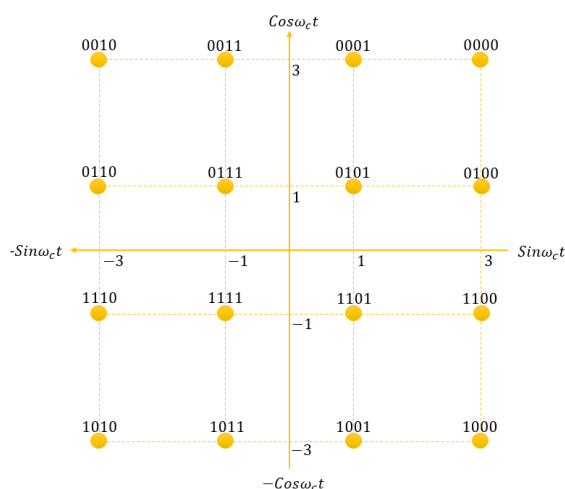
En este tipo de modulación se varia la fase de la señal de tal manera que cambia entre estados de fase que están separados por 90 grados, estos incrementos de 90 grados son de  $45^\circ$  a  $135^\circ$ ,  $-45^\circ$  ( $315^\circ$ ) o  $-135^\circ$  ( $225^\circ$ ). Los datos en el modulador se separan en dos canales llamados I y Q y cada uno de estos canales modula una portadora, las frecuencias de las dos portadoras son iguales, pero su fase esta diferenciada por 90 grados, luego estas dos portadoras se combinan y se transmiten de tal manera que se pueden transmitir 2 bits de manera simultánea (uno por cada canal). Tenemos cuatro estados diferentes debido a que  $2^2 = 4$ . Teóricamente la eficiencia de ancho de banda es de 2 bits/segundo/Hz [3].



**Fig. 5.** Constelación QPSK [3].

### 1.3.2 16-QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

En esta modulación se varía la amplitud de la señal. Se utilizan cuatro valores I y cuatro valores Q, obteniéndose cuatro bits por símbolo por lo cual tendremos 16 estados ya que  $2^4 = 16$ . Los datos se envían en dos canales, I y Q. Como con QPSK, cada canal puede tomar dos fases. Sin embargo, 16-QAM también acomoda dos valores de amplitud intermedia. Dos bits se envían a cada canal simultáneamente. La eficiencia teórica de ancho de banda es de 4 bits/segundo/Hz [3].



**Fig. 6.** Constelación 16 QAM [3].

### 1.3. SECUENCIAS DE ENTRENAMIENTO

Las secuencias de entrenamiento sirven como señales de referencia conocidas, estas pueden usarse para muchos propósitos en el receptor pero para este caso usamos secuencias de entrenamiento para dos propósitos principales que son la sincronización y la estimación de canal. En general, las buenas secuencias de entrenamiento para la sincronización poseen fuertes propiedades de autocorrelación y las secuencias de entrenamiento más largas dan un mejor desempeño de la estimación [1].

#### 1.3.1 Códigos Barker

Los códigos Barker son un conjunto de secuencias con buena autocorrelación aperiódica y propiedades de rango. Una secuencia de Barker  $\{a_k\}_{k=1}^{N_t}$  de longitud  $N_t$  es una secuencia de valores,  $\pm 1$ , tal que  $|\sum_{i=1}^{N_t-k} a_i a_{i+k}| \leq 1$ , para todos  $1 \leq k \leq N_t$ . Debido a su fuerte propiedad

de autocorrelación, las secuencias de Barker se usan comúnmente en sistemas de comunicación digital que emplean técnicas de espectro ensanchado. La siguiente tabla tiene una lista de códigos Barker conocidos [1].

**Tabla 1.** Secuencias de Barker [1].

Code Length	Secuencia de Barker
2	[-+,--]
3	[- - +]
4	[-+--, -+++]
5	[- - - + -]
7	[- - - + + - +]
11	[- - - + + + - + + - +]
13	[- - - - - + + - - + - + -]

### 1.3.2 Códigos Frank

Los códigos Frank utilizan fases relacionadas armónicamente que se basan en ciertos incrementos de fase fundamentales. Para generar códigos de Frank debemos tomar en cuenta que un solo pulso de ancho 't' se divide en N grupos que son iguales y cada uno de estos N grupos se dividen además en N sub-pulsos, donde el número total de sub-pulsos asignados por impulso es igual a  $N^2$  y cada uno de estos sub-pulsos tiene un valor de  $\Delta\tau$ . Aquí la fase dentro de cada sub-pulso se mantiene constante con referencia a la señal. Un código Frank con sub-pulsos  $N^2$  se conoce como código Frank de fase N. El primer paso en el cálculo de un código es dividir 360 grados por N. Aquí el incremento de fase fundamental ( $\Delta\phi$ ) = 360

grados/N. Para el código Frank de fase N, la fase de cada uno de los sub impulsos se toma de la siguiente matriz como se menciona en la ecuación, donde cada fila expresa un grupo mientras que cada columna expresa sub-pulsos para ese grupo [4].

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & 2 & 3 & \dots & N-1 \\ 0 & 2 & 4 & 6 & \dots & 2(N-1) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & (N-1) & 2(N-1) & 3(N-1) & \dots & (N-1)^2 \end{pmatrix} \Delta\varphi \quad (2)$$

#### 1.4. DETECCION DE TRAMA Y CORRECCION DEL DESPLAZAMIENTO DE FRECUENCIA

Para efectos prácticos debemos recordar que debido a los retardos de propagación y procesamiento de la señal, no se conoce la ubicación del inicio de la trama, y que la frecuencia portadora del transmisor y del receptor pueden tener pequeñas diferencias que conducen a una distorsión conocida como desplazamiento de frecuencia portadora. Se usó un método para la corrección de desplazamiento de frecuencia, llamado el algoritmo Moose, y un método para la detección de tramas basada en la correlación [1].

##### 1.4.1 Sincronización de Trama

El propósito de la sincronización de trama es resolver los retrasos del período de símbolos, determinando cual es el inicio de la trama, es decir, que lo primero que debería realizarse es encontrar una referencia conocida



en la señal transmitida para que el receptor pueda proceder con la estimación de canal y la ecualización. Para esto nos enfocaremos en una sincronización de trama basada en las propiedades de correlación de las señales de entrenamiento. Para desarrollar este algoritmo no tomaremos en cuenta la presencia de desplazamiento de frecuencia de la portadora [1].

#### **1.4.2 Estimación del Desplazamiento de Frecuencia**

En los sistemas de comunicación inalámbricos se utilizan señales pasa banda, las cuales tienen energía que es distinta de cero para una banda de frecuencia concentrada alrededor de la frecuencia portadora. En el transmisor, la señal de banda base se convierte en una señal pasa banda, mientras que en el receptor el proceso es inverso convirtiendo una señal pasa banda a una señal de banda base. En la mayoría de estos sistemas, la frecuencia portadora que se utiliza para la conversión en el transmisor no coincide con la frecuencia portadora en el receptor, esto crea el desplazamiento de frecuencia portadora. Para estimar este desplazamiento de la frecuencia portadora, se utiliza un método que se basa en una secuencia de entrenamiento periódica y es aplicable a muchos sistemas inalámbricos comerciales, este es un algoritmo de sincronización auto-referenciado ya que emplea la estructura periódica pero no las propiedades de correlación [1].

### 1.4.3 Algoritmo de Moose

Si consideramos que tenemos dos secuencias de entrenamiento seguidas de los datos y tomando en cuenta que esta secuencia de entrenamiento comienza en  $n = 0$ , tendremos:  $s[n] = s[n + N_t] = t[n]$  para  $n = 0, 1, \dots, N_t - 1$ , donde los símbolos  $s[n]$  para  $n < 0$  y  $n \geq N_t$  no son conocidos, entonces para  $L \leq n \leq N_t - 1$

$$y[n] = e^{j2\pi\epsilon n} \sum_{l=0}^L h[l]s[n-l] + v[n]$$

$$y[n + N_t] = e^{j2\pi\epsilon(n+N_t)} \sum_{l=0}^L h[l]s[n + N_t - l] + v[n + N_t]$$

$$s[n + N_t] = s[n] = t[n] \text{ para } n = 0, 1, \dots, N_t - 1$$

$$\begin{aligned} y[n + N_t] &= e^{j2\pi\epsilon N_t} e^{j2\pi\epsilon n} \sum_{l=0}^L h[l]t[n-l] + v[n + N_t] \\ &\approx e^{j2\pi\epsilon N_t} y[n] \end{aligned}$$

Considerando el error al cuadrado

$$J(a) = \sum_{l=L}^{N_t-1} \|y[l + N_t] - ay[l]\|^2$$

$$\hat{a} = \frac{\sum_{l=L}^{N_t-1} y[l + N_t] y^*[l]}{\sum_{l=L}^{N_t-1} |y[l]|^2}$$

Debido a que solo necesitamos la fase de  $\hat{a}$  la estimación del desplazamiento de frecuencia está dado por:

$$\hat{f}_e = \frac{\text{phase} \sum_{l=L}^{N_t-1} y[l + N_t] y^*[l]}{2\pi T N_t} \quad (3)$$

Donde  $y^*[l]$  es la conjugada de la trama recibida y  $y[l + N_t]$  es la misma trama pero desplazada temporalmente.

#### 1.4.4 Combinación de la Detección de Trama y la Estimación del Desplazamiento de Frecuencia

Recordemos que en el algoritmo de sincronización de trama que se desarrolló no se tomó en cuenta el desplazamiento de frecuencia portadora, para este algoritmo el desplazamiento de frecuencia reduce la precisión del método de detección de tramas basado en correlación, sin embargo con desplazamientos pequeños, este efecto puede ser despreciable, mientras que para desplazamientos mayores, las propiedades de autocorrelación de la secuencia de entrenamiento pueden "desmoronarse" [1].

También debemos tomar en cuenta que el algoritmo de estimación del desplazamiento de frecuencia portadora mencionado en la sección anterior asumía que la sincronización de trama ya se había realizado. Sin embargo, las propiedades de correlación periódica podrían utilizarse para realizar la sincronización de tramas, tomando en consideración que el pico de

correlación debe ocurrir cuando el par de secuencias de entrenamiento se encuentra en el receptor. Si se desea dar un enfoque más robusto se debe evaluar la correlación recibida y resolver la siguiente ecuación:

$$\hat{d} = \arg \max \frac{\sum_{n=L}^{N_t-1} y[n+d+N_t]y^*[n+d]}{\sqrt{\sum_{n=L}^{N_t-1} |y[n+d]|^2} \sqrt{\sum_{n=L}^{N_t-1} |y[n+d+N_t]|^2}} \quad (4)$$

Esta ecuación realiza el cálculo de la correlación de la trama recibida con esta misma pero desplazada.

La sincronización de trama con el algoritmo de Moose es robusta a la interferencia intersimbólica [1].

En el desarrollo de este componente práctico se usó la sincronización de trama basada en la correlación de la secuencia de entrenamiento seguida del algoritmo de Moose para la estimación del desplazamiento de frecuencia portadora, sin embargo es necesario recalcar que existen otros métodos, los cuales incluyen algoritmos que realizan conjuntamente la sincronización de trama y la estimación de desplazamiento de frecuencia portadora [1].

#### **1.4.5 Sincronización de Trama Auto-referenciada**

Como ya se mencionó anteriormente el detector de trama basado en la correlación puede verse afectado por una serie de impedimentos, incluyendo el desplazamiento de frecuencia, sin embargo es posible usar

otro método de detección de tramas que es más robusto a las compensaciones de frecuencia. Este método de sincronización de tramas auto-referenciado puede derivarse de la expresión de mínimos cuadrados del algoritmo de Moose. Esta detección de trama realiza el cálculo en la ecuación (4) [1].

Este método realiza la implementación y la adaptación de un algoritmo para aplicarlo a una sola portadora, el cual solo trabaja con la señal que llega al receptor [5].

El desarrollo de este método no fue realizado durante la elaboración del presente trabajo sino solamente empleado para dar a conocer algunos de los diversos algoritmos que se pueden utilizar para la estimación del desplazamiento de frecuencia.

## 2. PRUEBAS, ANALISIS Y RESULTADOS

Para verificar el rendimiento de los sistemas de comunicación inalámbrica que trabajan bajo los siguientes tipos de modulación, secuencia de entrenamiento y sincronización de trama, se ha diseñado el siguiente grupo de pruebas:

**Tabla 2.** Parámetros de configuración usados en las pruebas realizadas.

<b>Modulación</b>	QPSK, 16-QAM
<b>Secuencia de Entrenamiento</b>	Barker longitud 11 y 13, Frank 16 y 25
<b>Sincronización de Trama</b>	Sliding Correlator, Self-Referenced

Las pruebas se realizaron tomando en cuenta todas las combinaciones posibles de la tabla 2, presentando los resultados más relevantes en los siguientes apartados.

Para realizar las gráficas  $R_b$  vs SNR y BER vs SNR se realizaron simulaciones con el software LabVIEW teniendo como variable independiente la potencia del ruido y como variables dependientes SNR, BER y  $R_b$ .

### 2.1. PERFIL DE RETARDO DE POTENCIAS DE LOS DIFERENTES TIPOS DE CANALES

A continuación en la siguiente tabla se detalla el perfil de retardo de potencias de los canales que se utilizaron.

**Tabla 3.** Outdoor - Áreas Rurales.

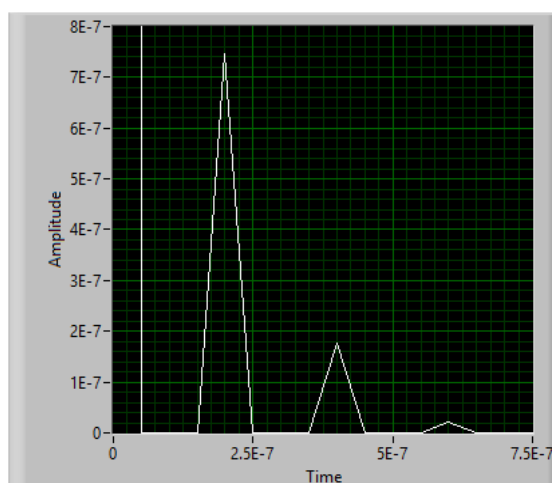
Canal A		Canal B	
Delay (uSec)	Avg Power (dB)	Delay (uSec)	Avg Power (dB)
0.0	0.0	0.0	0.0
0.2	-2.0	0.1	-4.0
0.4	-10.0	0.2	-8.0
0.6	-20.0	0.3	-12.0
		0.4	-16.0
		0.5	-20.0

Efectuando el cálculo del esparcimiento de los retrasos multipasos (RMS Delay Spread) de los canales obtenemos los siguientes resultados:

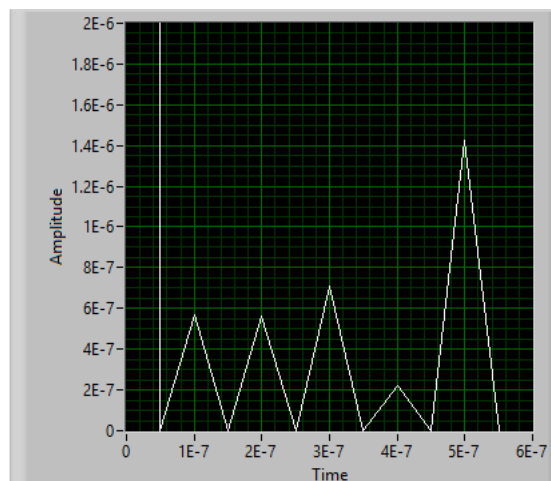
$$\sigma_a = 0.126 \mu s$$

$$\sigma_b = 0.098 \mu s$$

En la siguiente figura se muestra el perfil de retardo de potencias descrito en la tabla anterior del canal Outdoor - Áreas Rurales A donde se puede ver los 4 pasos de la señal.

**Fig. 7.** Perfil de retardo de potencias del canal Outdoor - Áreas Rurales A.

En la figura 8 se muestra el perfil de retardo de potencias correspondiente al canal Outdoor - Áreas Rurales B con los 6 pasos detallados en la tabla 3.



**Fig. 8.** Perfil de retardo de potencias del canal Outdoor - Áreas Rurales B.

## 2.2. TOLERANCIA AL RUIDO

Todo Sistema de comunicación tiene cierto nivel de tolerancia respecto al BER, es decir si el BER sobrepasa dicho nivel la comunicación será ineficiente, si el sistema tiene detección de errores se evidenciaran muchas retransmisiones y en el peor de los casos no será posible la comunicación. Por esta razón es importante al momento de diseñar el sistema de comunicación determinar cuál es el nivel de BER tolerable y el correspondiente SNR para conseguir esto.

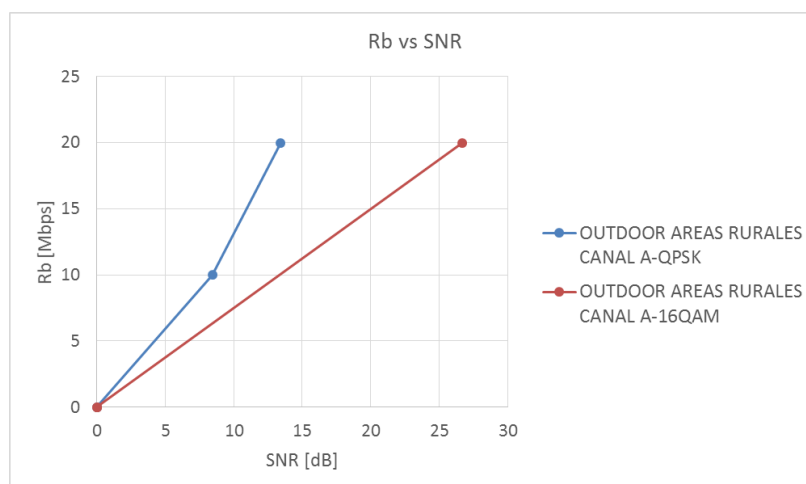
Debido a esto para cada escenario (canal) se calculó el nivel de SNR con el cual el audio se decodifica de forma eficiente en el receptor, para esto se realizaron simulaciones de envío y recepción de audio usando dos USRP, variando en LabVIEW la potencia del ruido en el canal y calculando la potencia



de la señal en el receptor. El SNR en decibeles es la potencia de la señal menos la potencia del ruido, ambos valores en decibeles.

Los escenarios están caracterizados por su perfil de retardo de potencia y fueron definidos en el anterior apartado.

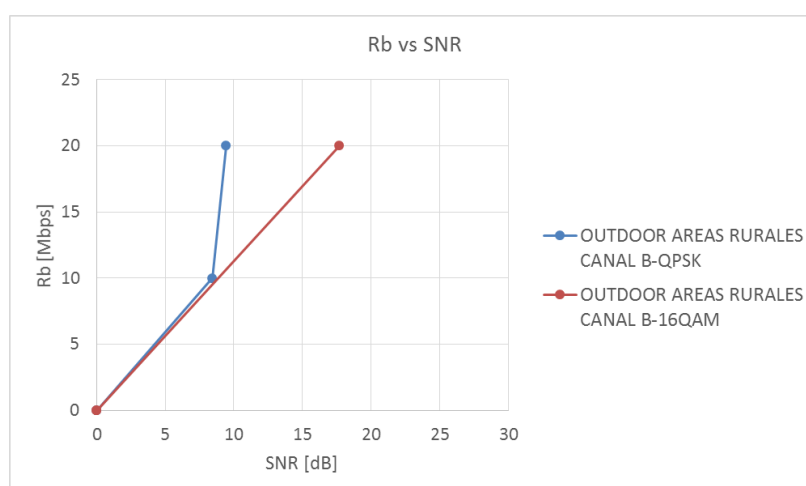
En las siguientes figuras se grafican los puntos en los cuales la recepción del audio es aceptable para cada tasa de bits ( $R_b$ ).



**Fig. 9.** Tasa de bits  $R_b$  vs SNR del canal Outdoor - Áreas Rurales A.

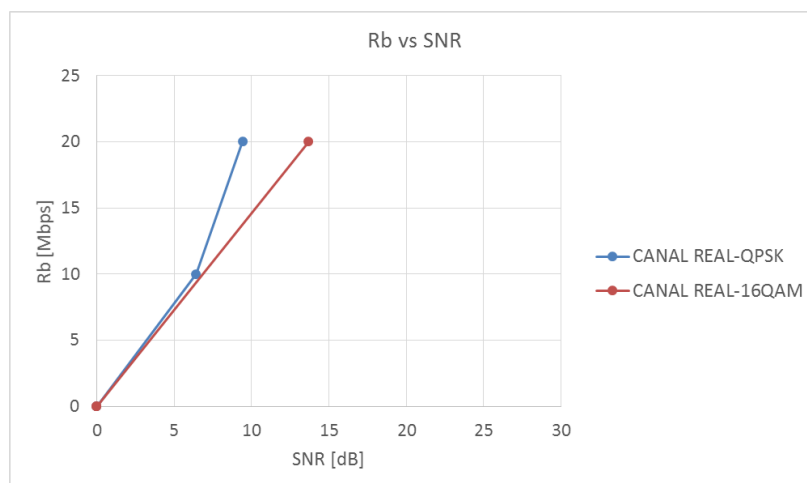
De la figura 9 podemos notar que para obtener una tasa de datos mayor, es necesario un SNR mayor, es decir unas buenas condiciones de radio frecuencia. El escenario de las pruebas de esta grafica corresponde al canal Outdoor - Áreas Rurales A con sincronización de trama Sliding Correlator y secuencia de entrenamiento Barker 11. Usando una modulación QPSK a una tasa de bits de 10 Mbps el SNR mínimo necesario para una correcta recepción

del audio fue de 8.42861 dB. El gráfico BER vs SNR de este escenario se puede ver en la figura 12, haciendo una interpolación de este valor obtenemos que el máximo BER permitido en este canal es de 0.004, por encima de este valor la recepción no será la adecuada.



**Fig. 10.** Tasa de bits Rb vs SNR del canal Outdoor - Áreas Rurales B.

Realizando el mismo análisis para los diferentes canales, en la figura 10 se tomó como escenario el canal Outdoor - Áreas Rurales B con sincronización de trama Sliding Correlator y secuencia de entrenamiento Barker 11. Usando modulación QPSK a una tasa de bits de 20 Mbps el SNR mínimo necesario para una correcta recepción del audio fue de 9.42865 dB. El gráfico BER vs SNR de este escenario también lo podemos ver en la figura 12, al realizar la interpolación de este valor obtenemos que el máximo BER permitido en este canal es de 0.002.



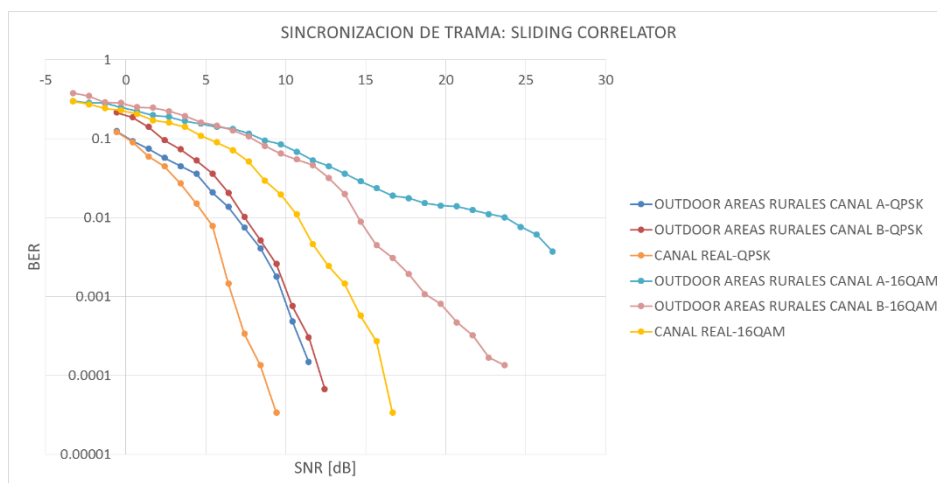
**Fig. 11.** Tasa de bits  $R_b$  vs SNR del canal Real.

Para la figura 11 los parámetros son similares a los anteriores pero se utilizó un canal real en un escenario controlado dentro de un laboratorio con una distancia entre las antenas de 2 m. A una tasa de bits de 10 Mbps el SNR mínimo necesario para una correcta recepción del audio fue de 6.42861 dB. El gráfico BER vs SNR de este escenario también se encuentra en la figura 12, realizando la interpolación de este valor veremos que el máximo BER permitido en este canal es de 0.001.

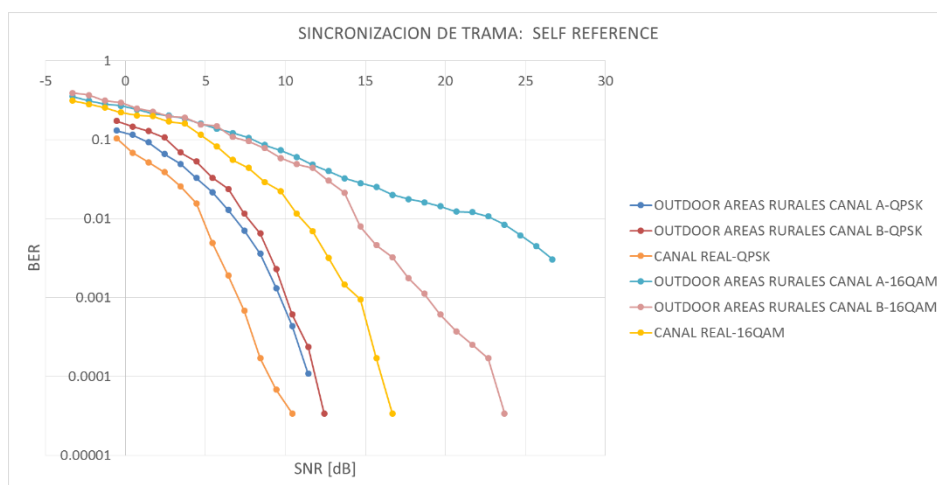
### 2.3. COMPARACION DE LA SINCRONIZACION DE TRAMA

Las siguientes 2 graficas corresponden al BER vs SNR usando dos algoritmos de sincronización de trama diferentes: Sliding Correlator, Self-Referenced. Para estas graficas no se realizó una simulación del desplazamiento de frecuencia producida por el efecto doppler, razón por la que no existe mayor diferencia entre estos 2 algoritmos, como podemos observar tienen la misma

tendencia de BER vs SNR, así como también valores muy similares entre el uno y el otro.



**Fig. 12.** BER vs SNR de la sincronización de trama usando Sliding Correlator.



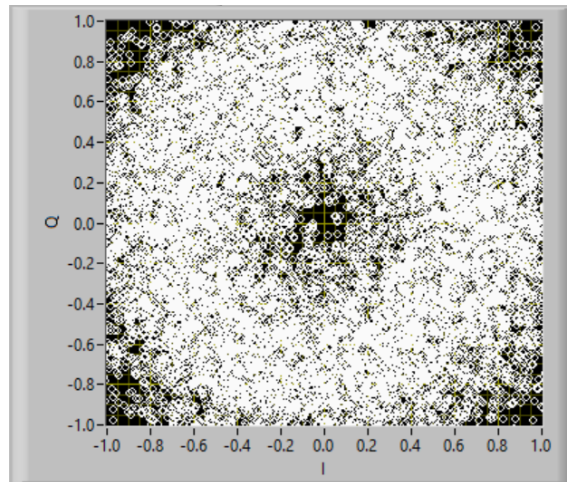
**Fig. 13.** BER vs SNR de la sincronización de trama usando Self-Referenced.

Para marcar la diferencia entre los 2 algoritmos se hará una emulación del efecto doppler desplazando la frecuencia del transmisor 50KHz de la del

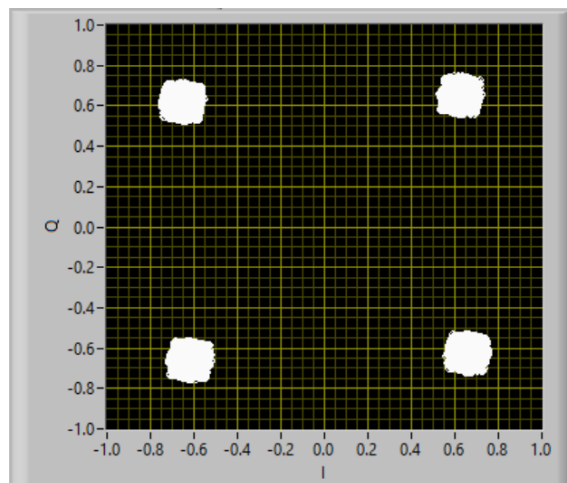
receptor (esto emula el transmisor o receptor en movimiento). Como podemos evidenciar en las figuras 14 y 15, el algoritmo que usa auto-referenciado (self referenced) tiene mejor rendimiento que el algoritmo que utiliza Sliding correlator cuando existe un deslizamiento de frecuencia, es decir en escenarios de movilidad entre el transmisor y el receptor. Esto se debe a que entre más desplazamiento de frecuencia exista, menor son las propiedades de correlación entre la secuencia que llega al receptor y la secuencia de referencia en el mismo (Sliding Correlator explota estas propiedades de correlación), lo que dificulta el proceso de sincronización temporal, el cual antecede al proceso de sincronización frecuencial. Por otro lado el algoritmo auto-referenciado explota las propiedades de auto correlación de la señal que llega al receptor, por lo que a pesar que exista un desplazamiento frecuencial considerable, se puede efectuar la sincronización temporal, facilitando luego la estimación de ese desplazamiento en frecuencia [1].

En el escenario para este ejemplo se utilizó el canal Outdoor - Áreas Rurales A, con modulación QPSK y secuencia de entrenamiento Barker de longitud 11.

En este se puede observar que con el desplazamiento de frecuencia de 50KHz Sliding Correlator ya no puede realizar la corrección del desplazamiento de frecuencia.



**Fig. 14.** Constelación recibida usando Sliding Correlator.

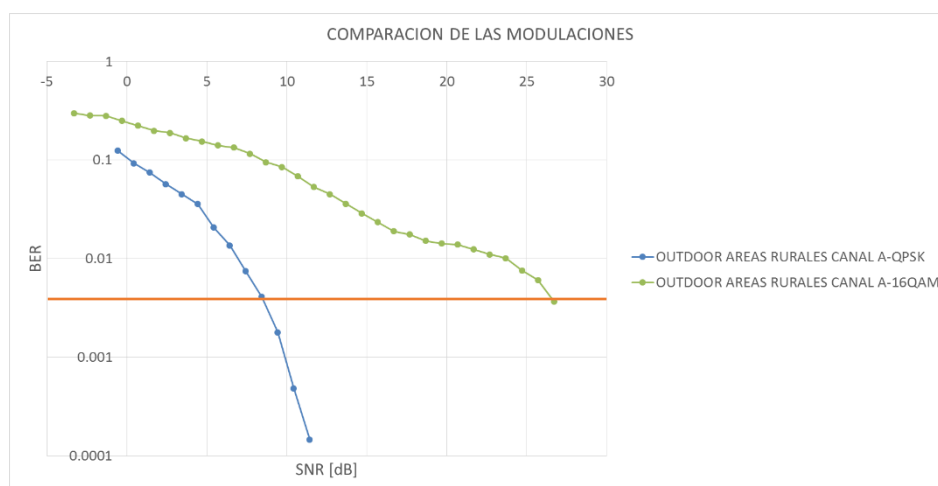


**Fig. 15.** Constelación recibida usando Self Referenced.

#### 2.4. COMPARACION DE LAS MODULACIONES

En la siguiente figura se ha tomado como ejemplo el canal Outdoor - Áreas Rurales A con secuencia de entrenamiento Barker 11 para mostrar la diferencia del BER entre las modulaciones que se usaron las cuales fueron

QPSK y 16-QAM, como podemos observar al aplicar la modulación QPSK obtenemos un BER menor que al utilizar la modulación 16-QAM, esto era de esperar debido a que la probabilidad de error de QPSK es menor que la de 16QAM.



**Fig. 16.** BER vs SNR Outdoor - Áreas Rurales A QPSK y 16-QAM.

En la sección 2.2 se determinó el máximo BER permitido para el canal inalámbrico el cual era 0.004, si trazamos una línea horizontal en la figura 16 con ese valor de BER podemos determinar qué tipo de modulación usar en base al SNR medido, por ejemplo:

- Si tengo un SNR de 30 dB lo ideal sería usar una modulación 16-QAM dado que con este SNR se cumpliría la condición del máximo BER permitido, obteniendo una tasa de bits/s mayor que con QPSK.
- Si tengo un SNR de 12 dB para poder tener una transmisión aceptable se debería usar QPSK dado que a esta altura el BER está por debajo

del umbral, no podríamos usar 16-QAM dado que el valor de BER estaría por encima del umbral, lo que supondría que la comunicación no es confiable.

- En el caso de usar un SNR de 0 dB una comunicación fiable no sería posible en este canal de comunicación dado que no cumple con el criterio del máximo BER permitido.

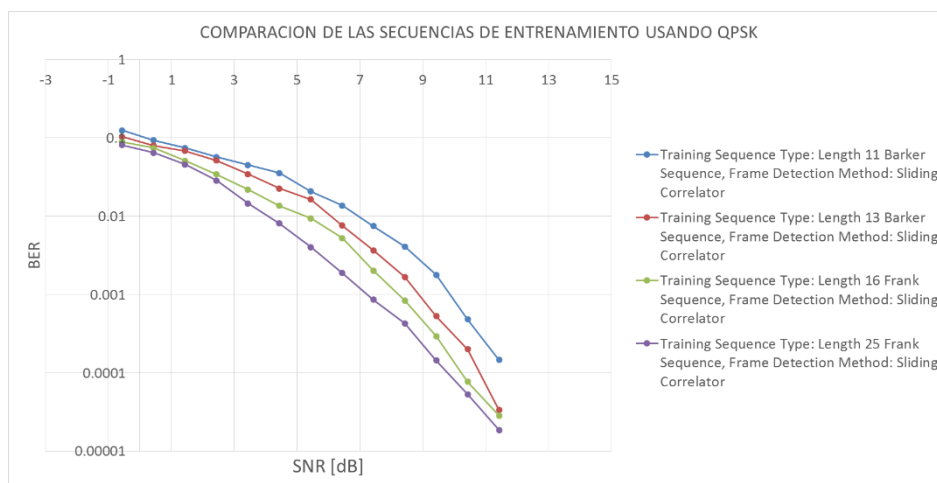
## **2.5. COMPARACION DE LAS SECUENCIAS DE ENTRENAMIENTO**

Como revisamos en el fundamento teórico mientras más larga es la secuencia de entrenamiento tendremos un mejor desempeño de la estimación, por lo cual los códigos Barker tendrían una desventaja en comparación con los códigos Frank dado que su máxima longitud es de 13.

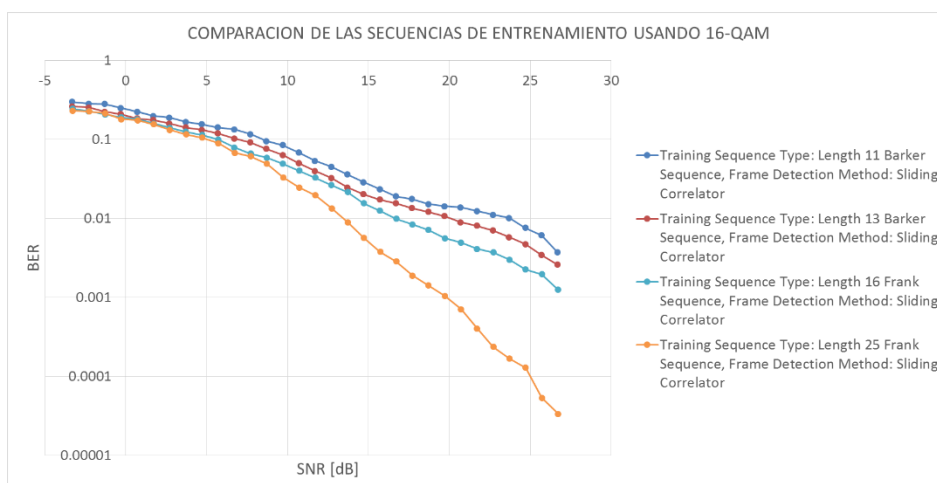
Las siguientes graficas muestran el rendimiento de las secuencias de entrenamiento usando modulación QPSK y 16-QAM.

Para ambas modulaciones las secuencias de Frank de longitud 16 y 25 tuvieron un mejor rendimiento que las secuencias de Barker de longitud 11 y 13. Se puede observar que a medida que aumenta la longitud de la secuencia de entrenamiento la relación BER vs SNR tiene un mejor rendimiento.





**Fig. 17.** BER vs SNR de las secuencias de entrenamiento con modulación QPSK.



**Fig. 18.** BER vs SNR de las secuencias de entrenamiento con modulación 16-QAM.

## OBSERVACIONES

- De la gráfica 16 podemos definir que para trabajar con modulaciones de un orden mayor (16-QAM) se necesita un mayor SNR que con modulaciones de orden menor (QPSK) para obtener una misma tasa de BER, este criterio puede ser usado en escenarios de movilidad donde la calidad del receptor (SNR) es variable, es decir cuando tenga un SNR alto el sistema podría priorizar la tasa de transmisión trabajando a 16QAM obteniendo un mejor throughput, por otro lado cuando SNR sea bajo el sistema debería priorizar la fiabilidad del enlace trabajando a QPSK, el cual tiene una tasa de transmisión menor.
- La sincronización usando el sliding correlator tiene un rendimiento similar al auto-referenciado cuando son usados en escenarios de baja movilidad (esto implica que el desplazamiento de frecuencia por efecto doppler es menor), para escenarios de alta movilidad (esto implica que el desplazamiento de frecuencia por efecto doppler es mayor) el algoritmo auto-referenciado tiene un mejor rendimiento.
- De las gráficas 17 y 18 podemos concluir que mientras la secuencia de entrenamiento sea más larga mejor será la estimación de canal, por lo consiguiente el sistema de comunicación inalámbrico tendrá un mejor rendimiento en la relación BER- SNR.

- El canal de comunicación A es más propenso al ruido que el canal de comunicación B. En primera instancia debido a la cantidad de pasos del canal B se podría pensar que es el más propenso al ruido, esto debido a que aunque la cantidad de pasos es menor, las componentes multipasos son de mayor amplitud que el canal B. Esto es fácilmente evidenciado comparando el esparcimiento multipasos de cada canal.

## CONCLUSIONES

- La decisión de la modulación a usar en un sistema de comunicación está estrictamente ligada a la tolerancia al ruido, es decir al máximo BER permitido.
- La diferencia que existe en el rendimiento de los algoritmos de sincronización de trama utilizados depende de cuán grande sea el desplazamiento de frecuencia.
- La estimación del canal mejorará a medida que mejore la auto correlación de las diferentes secuencias de entrenamiento.
- El cálculo del esparcimiento multipasos de los canales determina el mínimo tiempo de símbolo necesario para evitar la interferencia intersimbólica, esto afecta directamente a la tasa de transmisión de datos debido a que si mayor es la tasa de símbolo menor será la tasa de datos.

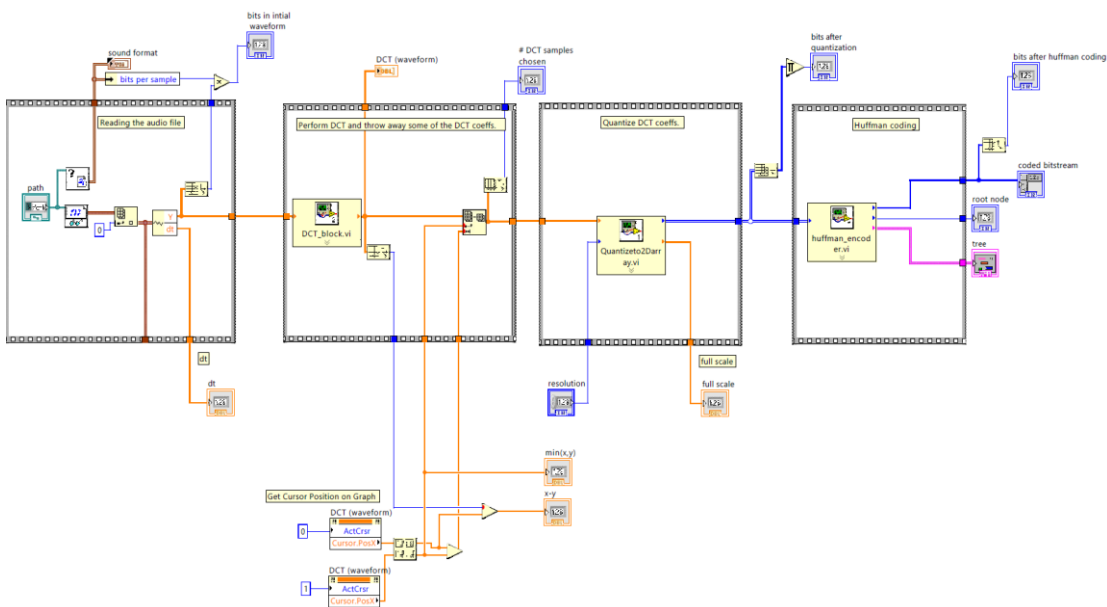
## BIBLIOGRAFIA

- [1] Robert W. Heat Jr. Ph.D., PE. "Digital Communications: Physical Layer Exploration Lab using the NI USRP Platform", National Technology and Science Press.
- [2] Erik L, "EE49 Lab 1: Source Coding Lab: Cosine Transform (DCT), sample quantization, and Huffman coding", Version 9, National Instruments (2016).
- [3] Bernard Sklar. "Digital Communications: Fundamentals and Applications", Segunda Edición, Prentice Hall P T R.
- [4] Costas code vs Barker code vs Frank code-difference between Costas code, Barker code and Frank code [Online]. Disponible: <http://www.rfwireless-world.com/Terminology/Costas-code-vs-Barker-code-vs-Frank-code.html>
- [5] Wellington Espinoza, Maricela Freire, Tanny Chávez, Jorge Gómez y Boris Ramos, "Adaptación del algoritmo Schmidl & Cox a sistemas de portadora única en un canal inalámbrico", Ingenius (2015).

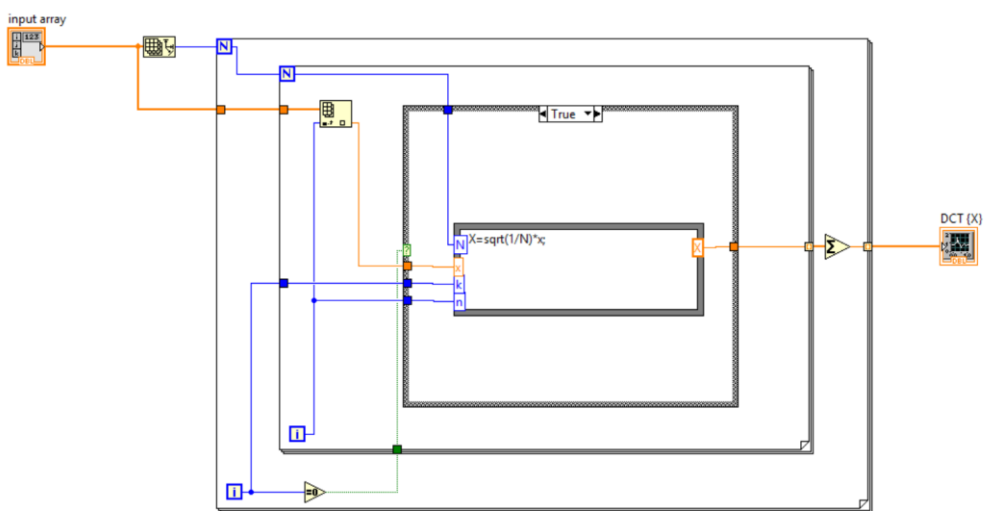
# ANEXO

## ANEXO 1

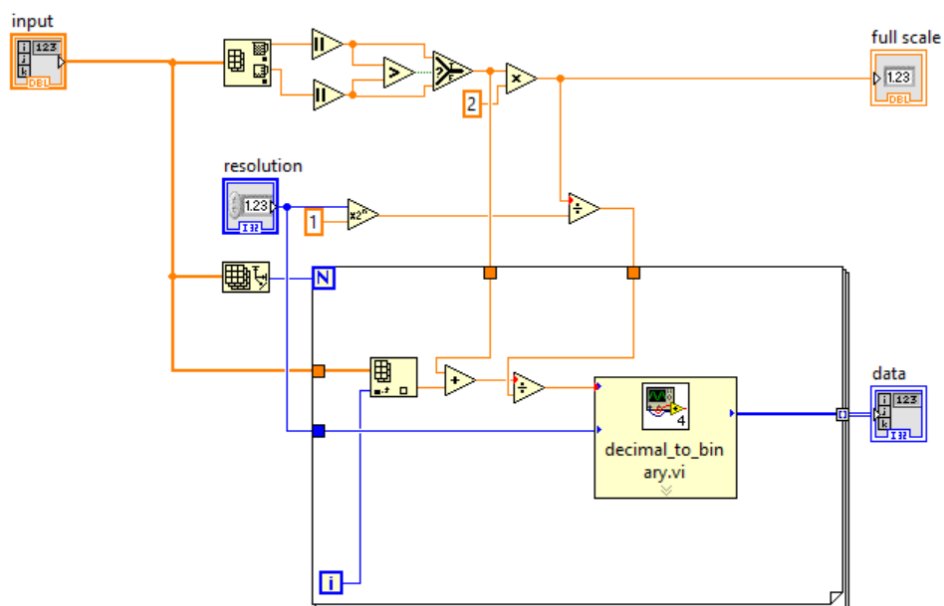
### DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL TRANSMISOR DE AUDIO



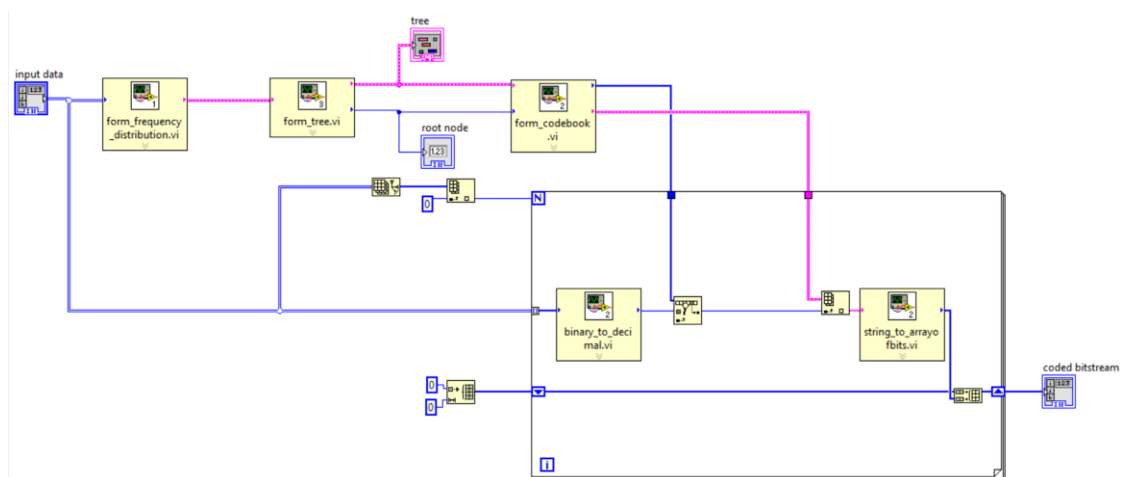
### DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE DCT



## DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL CUANTIZADOR DCT

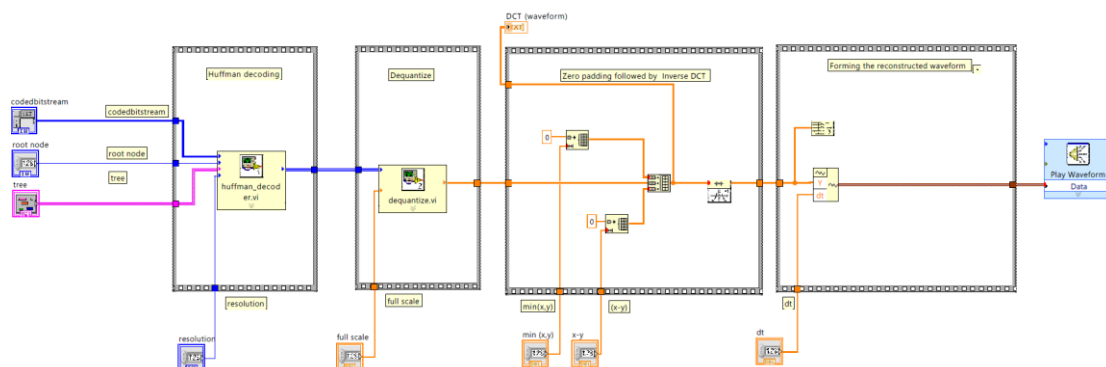


## DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL CODIFICADOR HUFFMAN



## ANEXO 2

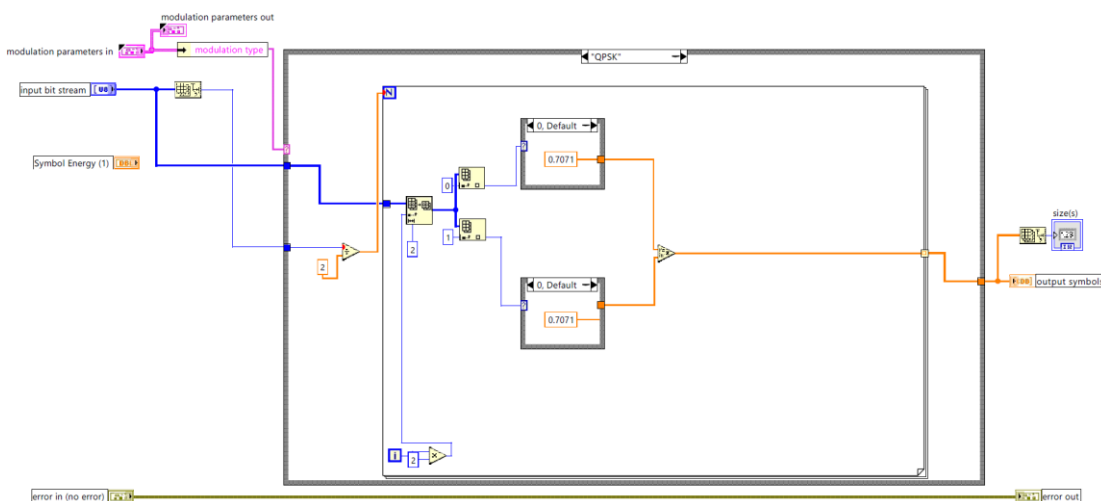
## DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL RECEPTOR DE AUDIO



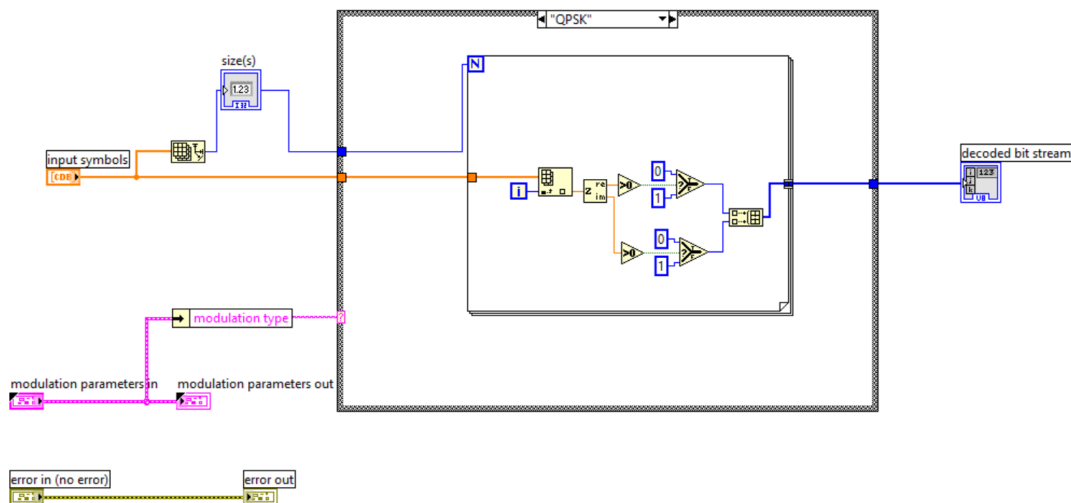


### ANEXO 3

## DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL MODULADOR QPSK

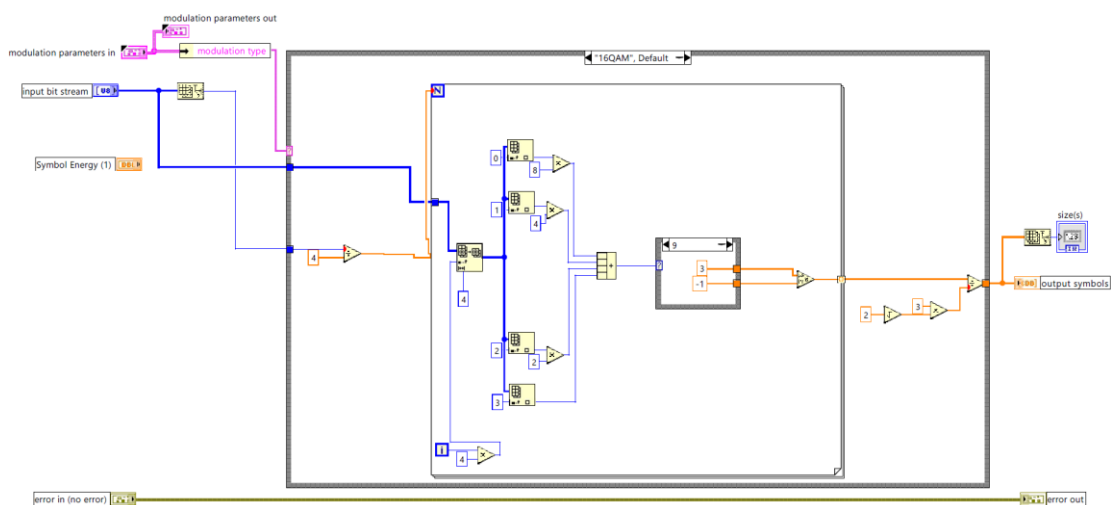


## DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL DEMODULADOR QPSK

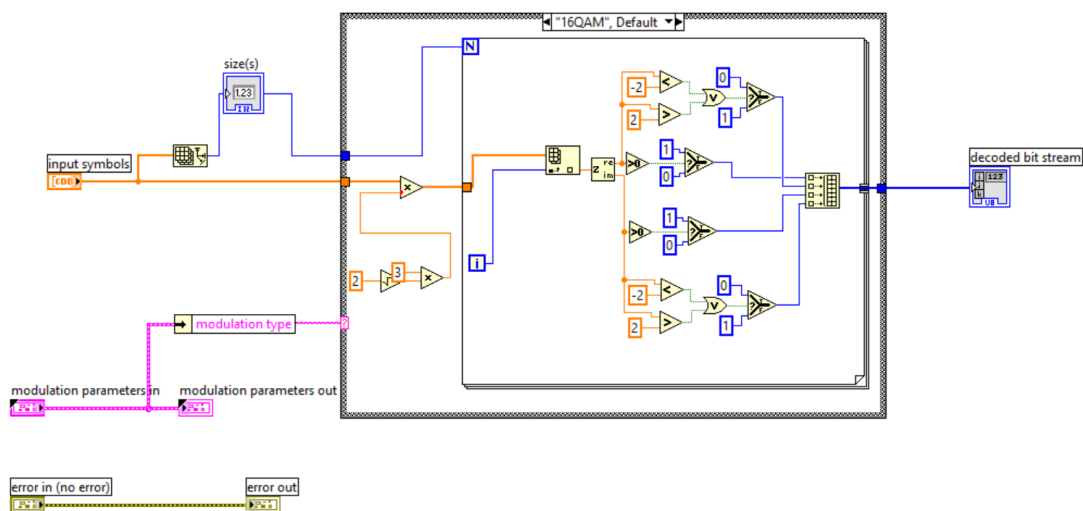


## ANEXO 4

## DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL MODULADOR 16QAM

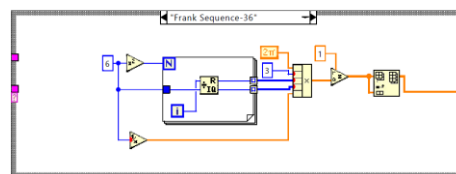
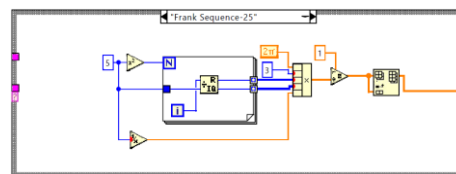
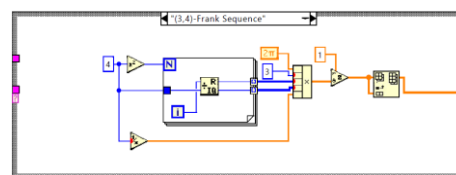
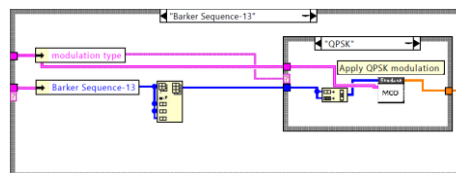
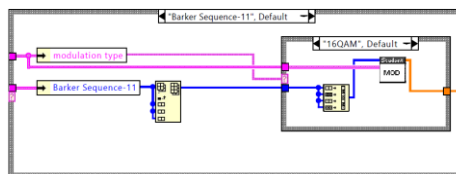
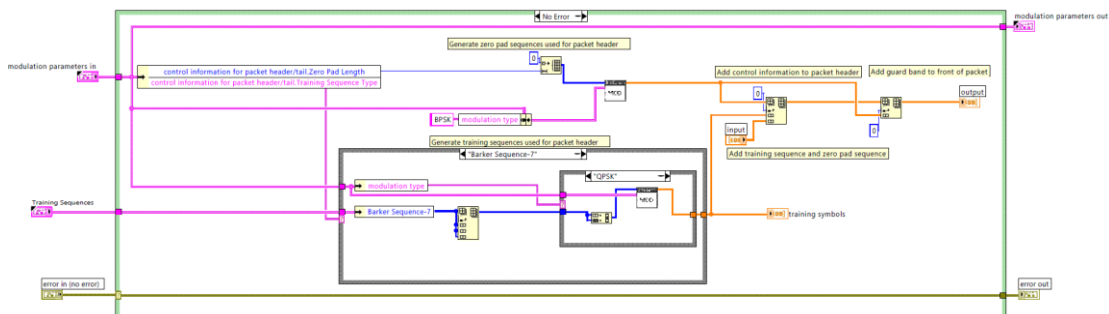


## DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL DEMODULADOR 16QAM



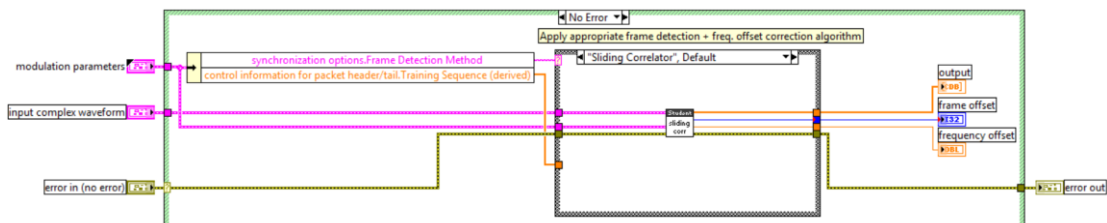
## ANEXO 5

### DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DE LAS SECUENCIAS DE ENTRENAMIENTO

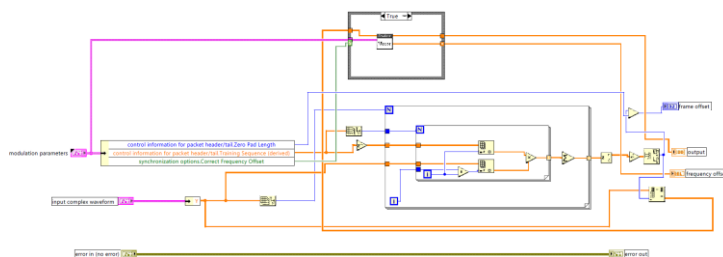


## ANEXO 6

### DIAGRAMA DE BLOQUE EN LABVIEW DEL SINCRONIZADOR DE TRAMA



### SLIDING CORRELATOR



### SELF-REFERENCE

