

Proyecto Final

Mark Prendas Carranza*, Fernando Zamora Arce*, Douglas Barrantes Alfaro * y Isaac Moreno Fuentes*

*Escuela de Ingeniería Electrónica, Instituto Tecnológico de Costa Rica (ITCR), 30101 Cartago, Costa Rica,
{markpc21, lfzam.98, imoreno.04, dbarrantes45}@gmail.com

Resumen—En el presente proyecto se desarrollará el modelado de un sistema prototipo RF que tiene como objetivo procesar los datos de una prueba Ecotress, la cual maneja los latidos por minuto, después de procesar los datos y filtrarlos para quitarles el ruido, se procede a codificación y modulación de los datos para después transmitir la señal modulada mediante la tecnología BLE, para esto se debería diseñar una antena que cumpla con estos requisitos y también diseñar un canal de transmisión que le agregue ruido a la señal transmitida. Posteriormente en la etapa del receptor, se deberá demodular la señal recibida decodificarla y corregir errores si existen, y por ultimo se muestra la gráfica de latidos por minuto, asimismo se señalan sus zonas de entrenamiento.

Palabras Clave—BER, BPM, Canal, Codificación, Comunicaciones, Modulación.

I. INTRODUCCIÓN

Para el desarrollo de dispositivos con aplicaciones en el área de la salud generalmente debe de cumplir con rigurosos estándares para desarrollo del software y hardware, debido a que cualquier proceso anómalo puede generar una afección a la salud de manera irreversible o la muerte, es por ello que todo proceso debe ser ejecutado con la mayor precisión y eficiencia en términos de salvaguardar la integridad de cada persona. Actualmente en cardiología algunos especialistas, con el objetivo de conocer y establecer un diagnóstico del estado del corazón, remiten varias pruebas entre ellas la prueba de esfuerzo o bien llamada prueba Ecotress.

Es un estudio de imágenes que permite observar cómo se comporta el corazón cuando es sometido a un estrés, tal como el ejercicio físico. Esta exigencia produce un aumento de la frecuencia cardíaca y de la presión arterial, lo que permite determinar la capacidad de contraerse del músculo cardíaco y el funcionamiento de las arterias coronarias. El ecotress es uno de los llamados “estudios funcionales coronarios” o “prueba evocadora de isquemia” para evaluar si el corazón sufre ante un esfuerzo.

El procedimiento consiste básicamente en la obtención de imágenes ecográficas desde diferentes zonas del tórax y el estudio del flujo sanguíneo dentro del corazón, tanto durante el ejercicio como después.

Además de las imágenes cardíacas, durante el estudio se evalúan también posibles síntomas, se realiza un control de la presión arterial y se registra mediante un electrocardiograma la actividad eléctrica del corazón.

La aplicación a desarrollar en este proyecto consiste en el modelado de un sistema prototipo RF el cual contemplará las siguientes unidades funcionales del sistema: Transmisor, antena, canal y receptor.

II. METODOLOGÍA

Con el objetivo de modelar de un sistema de radiofrecuencia con corrección de errores para una aplicación médica mediante un SoC nRF52832 Nordic Semiconductor, se plantean cuatro etapas principales: Transmisor, antena, canal y receptor, que se detallan a continuación.

A modo de seguir el flujo en el cual se trabajó, la primer etapa modelada fue el Transmisor TX, para ello primeramente se planteó el Bloque de Latidos por Minuto y Prueba de Ecotress, en el cual se analizaron los datos mediante histogramas, y diagrama de caja y bigotes para ver su distribución y valor crítico. Seguidamente se planteó el bloque de Pre-Procesamiento en el cual se partió de los datos obtenidos en la etapa anterior, esto para disminuir el ruido de la señal mediante la elección del filtro adecuado, teniendo a disposición el SMA (Simple Moving Average), el CMA (Cumulative Moving Average) y el EMA (Exponential Moving Average), y escoger el que mejor se adaptaba a la aplicación, que esta vez fue el SMA. Una vez filtrados los datos son enviados al Bloque Codificación en el cual primeramente se discretiza la señal para luego aplicar una codificación de tipo Hamming. La última función realizada por el Transmisor TX es la modulación de la señal ya codificada, esto mediante la tecnología BLE que utiliza modulación GFSK.

El transmisor envía la señal modulada por el sistema de antena SoC nRF52832 basado en tecnología microstripline para implementar un BLE con una banda ISM de 2.4GHz, y con un coaxial MM8130-2600, para diseñar esta etapa se utilizó el software Eagle.

Para la etapa de Canal de Comunicación se contempla el ruido AGWN asociado a la radiación electromagnética, este ruido se caracteriza por tener una densidad de probabilidad con distribución normal, también se estudiaron efectos como el multipath y el fading.

El Receptor RX opera con la señal transmitida por el canal, para ser procesado por el Bloque Demodulador que emplea tecnología BLE para interpretar la modulación GFSK que se había realizado para luego pasar la señal demodulada al Bloque Decodificador para ya recuperar la señal que fue codificada por Hamming en un inicio y poder desplegar la información de tal manera que se muestren las Zonas de Entrenamiento en las que se encuentran las pulsaciones.

III. ANÁLISIS DE RESULTADOS

III-A. Transmisor RX

III-A1. Bloque Latidos por minuto/Prueba Ecotress: Este bloque tiene como objetivo modelar la adquisición de datos

entre el monitor cardiaco y el transmisor (TX) es por ello que los datos a utilizar estarán disponible en un hoja de Excel los cuales están debidamente etiquetados para su uso.

1.

Primeramente se realizo una prueba de normalidad de los datos, para ello se desarrollo en Python una prueba de normalidad de Anderson-Darling

El análisis estadístico Anderson-Darling mide qué tan bien siguen los datos una distribución específica. Para esto la función recibe el conjunto de datos y la distribución de interés. En nuestro caso, se desea determinar si los datos de prueba siguen una distribución normal. Mientras mejor se ajuste la distribución a los datos ingresados, menor será este estadístico [1].

```
Statistic: 0.577
15.000: 0.559, data does not look normal (reject H0)
10.000: 0.637, data looks normal (fail to reject H0)
5.000: 0.764, data looks normal (fail to reject H0)
2.500: 0.891, data looks normal (fail to reject H0)
1.000: 1.060, data looks normal (fail to reject H0)
```

Figura 1. Resultados obtenidos del Test de AndersonDarling

La figura 1 nos muestra los resultados obtenidos una vez se analizaron los datos mediante la técnica Anderson-Darling. Este método nos devuelve un valor critico para cada uno de los diferentes niveles de significancia establecidos (1, 2.5, 5, 10 y 15). Para cada nivel de significancia se hace necesario determinar si el conjunto de datos siguen o no una distribución normal. Para decidir si se sigue o no dicha distribución, se debe comparar el valor critico obtenido para cada nivel de significancia con el parámetro 'Statistic' ; si el valor critico es mayor que dicho parámetro, se concluye que los datos si siguen una distribución normal. El nivel de significancia nos indica el porcentaje de probabilidad de que se concluya que los datos no siguen una distribución normal, a pesar de que estos si siguen una distribución normal. En nuestro caso se tiene que cuando se utiliza un nivel de significancia de 15 %, se nos indica que los datos no siguen una distribución normal.

Posteriormente, se genero un histograma para ver la distribución de los datos.

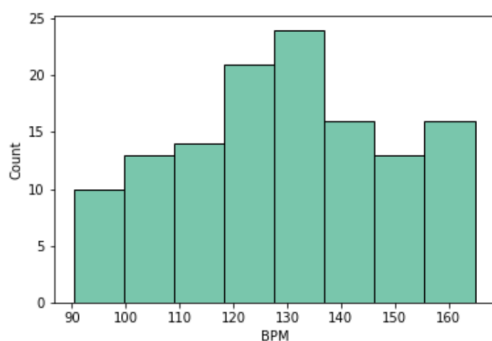


Figura 2. Histograma de los datos

Como se aprecia en la figura 2 se puede que ver que

la distribución se acerca mucho a una distribución normal, exceptuado por los datos que se encuentran en los 160 BPM que distorsionan esta distribución porque en ese rango también hay muchas mediciones.

Así mismo, se analizaron los resultados mediante un método de que permite graficar los datos dentro de un conjunto de datos, para este caso como se puede observar en la Figura 3. se utilizó un Box Plot para el análisis de estos datos.

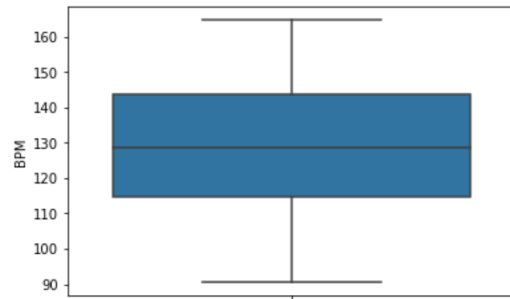


Figura 3. BoxPlot de los Datos Bajo Análisis

Como se puede observar en la Figura 3, los datos bajo análisis se encuentran en su mayoría entre los valores de 115 y 145 para los datos del BPM, así mismo, se observa que no se presentan datos extremos en nuestros datos, por otro lado, se esta trabajando con datos que van en un rango entre los 90 y 165 aproximadamente.

III-A2. Bloque Pre-Procesamiento: En esta etapa se tomaron los datos con ruido capturados por la prueba de Ecstress y a partir del análisis estadístico realizado en la sección anterior implemento un filtro que permita suprimir el ruido presente en la señal para luego pasar dicha información al bloque de Codificación.

Para filtrar el ruido presente en la señal, se implementaron una serie de filtros para comparar cual es el mas acertado para suavizar la señal y que a la vez no perder información, entre los filtros que se utilizaron destacaron: Simple Model Avarage (SMA), Cumulative Moving Average (CMA) y Exponential Moving Average (EMA), los cuales se describirán a continuación.

En cuanto al Filtro con una topología de Simple Model Avarage (SMA), funciona realizando una media no ponderada de la media móvil anterior de k puntos de datos anteriores, para el caso en particular que se muestra en la Figura 4, se muestra la señal filtrada utilizando esta topología con un k de 5 y 20. Al utilizar esta topología, se esta asegurando que las variaciones en la media estén alineadas con las variaciones de los datos en lugar de cambiar en el tiempo [2].

El EMA es una técnica extensamente utilizada para filtrar el sonido y detectar tendencias. El peso de cada componente reduce progresivamente con el tiempo, lo cual supone que la media móvil exponencial proporciona un mayor peso a los datos actuales. Esto se hace bajo la iniciativa de que los datos actuales son más importantes que los datos viejos. Comparativamente con la media móvil sencilla, la media móvil

exponencial reacciona más veloz a los cambios, debido a que es más sensible a los movimientos actuales.

Por otro lado está el filtrado por media móvil acumulativa, CMA por sus siglas en inglés que toma la media no ponderada de valores anteriores hasta el actual momento t.El SMA tiene una ventana deslizante de tamaño constante M. Por el contrario, el tamaño de la ventana aumenta a medida que pasa el tiempo al calcular el CMA [2].

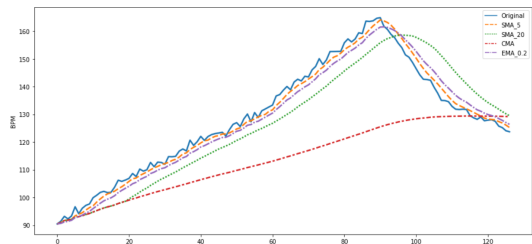


Figura 4. Comparación de señal original y filtrada

Como apreciamos en la Figura 4 el filtro aplicado que obtuvo la mejor aproximación sin perder tanta información fue el SMA utilizando la media móvil de los 5 datos anteriores, ya que si observamos el filtro del SMA con la media móvil de los 20 datos anteriores, la salida del filtro cambia mucho con respecto a la señal original, lo mismo sucede cuando aplicamos el filtro EMA con un factor de suavizado igual a 0.2. Por otro lado, el filtro que tuvo peor rendimiento fue el CMA, ya que a la salida de este filtro, perdemos demasiada información en relación a la señal original.

Un DSP está diseñado teniendo presente las labores más comunes del procesamiento digital: sumas, multiplicaciones y retrasos (almacenar en memoria).

Los DSP abandonan la arquitectura tradicional de Von Neumann, en la que datos y programas permanecen en la misma región de memoria, y apuestan por la llamada Arquitectura Harvard. En una arquitectura Harvard hay bloques de memoria físicamente separados para datos y programas. Todos dichos bloques de memoria se direcciona por medio de buses separados (tanto de direcciones como de datos), e inclusive es viable que la memoria de datos tenga distinta anchura de palabra que la memoria de programa (como pasa en determinados microcontroladores).

La ventaja principal de la arquitectura Harvard es el acceso simultáneo a más de una memoria del sistema.

III-A3. Bloque Codificación: En esta etapa se tomo la información filtrada proveniente del bloque de Pre-procesamiento, para posteriormente aplicar un método de codificación de tipo Hamming.

Previamente a la codificación Hamming se debía tomar la señal filtrada, recordando que la escogida era la proveniente del filtro SMA utilizando la media móvil de los 5 datos anteriores (SMA_5) y discretizarla, para esto se implemento una función en Python de convertidor analógico-digital que muestrea la señal analógica, en donde se uso un tiempo de muestreo de 10 segundos; luego la señal muestreada se pasa

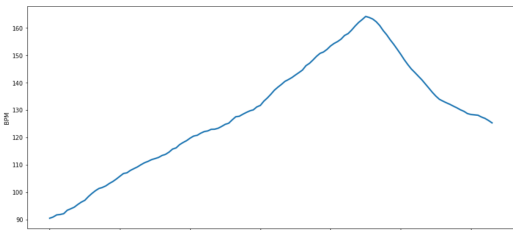


Figura 5. Señal filtrada

por un cuantificador uniforme, en donde se escogió un nivel de cuantificación igual a 100, el nivel de cuantificación es el parámetro que determina la precisión con que se cuantifica, cuanto mayor sea, mayor precisión. Este nivel se escogió debido a que se necesitaba un nivel alto para no perder tanta información de la señal original.

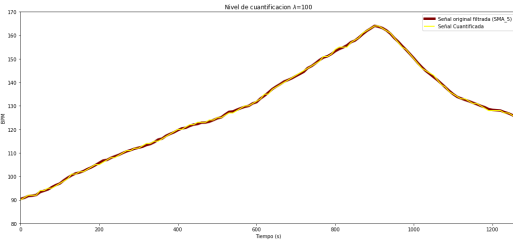


Figura 6. Señal filtrada vs Señal cuantificada

Después de cuantificar la señal, se procedió a codificar la señal mediante el uso de una etapa de conversión de decimal a binario para poder representar los 74 niveles mediante 11 bits, de esta manera, es posible representar a todos niveles de la señal discreta en binario. Estos 74 niveles, se encontraban entre 90 BPM como el nivel mas bajo y 164 BPM como el nivel mas alto en la muestra de datos bajo estudio.

Y por ultimo con la señal ya cuantificada y codificada se proceso por medio de una codificación tipo Hamming. Esta codificación Hamming, es una etapa que funciona como un detector y corrector de ciertos errores que puedan estar afectando los datos con los que se está trabajando, es decir, esta etapa se utilizará para insertar información de corrección de errores en los flujos de datos.

A continuación se muestra en el Cuadro I, se muestra el flujo de procesamiento que se ha utilizado para poder procesar las mediciones bajo estudio.

Cuadro I
FLUJO DE PROCESAMIENTO DE LAS MEDICIONES

	Tiempo(s)	Señal Original	Datos filtrados (SMA_5)	Datos cuantificados	Datos codificados	Datos codificados por Hamming
0	0	90.435881	90.435881	90	000000000000	0000000000000000
1	10	91.375558	90.905720	91	000000000001	00000000000000111
2	20	93.177147	91.662862	92	000000000010	00000000000000101
3	30	92.253070	91.810414	92	000000000010	00000000000000101
4	40	93.297168	92.107785	92	000000000010	00000000000000101

122	1220	127.489200	128.012833	128	00000100110	0000010101010001
123	1230	125.722564	127.351940	127	00000100101	0000010101010111
124	1240	125.176371	126.855292	127	00000100101	0000010101010111
125	1250	124.053356	126.094034	126	00000100100	0000010101010100
126	1260	123.681245	125.234547	125	00000100011	0000010100111000

A la hora de codificar mediante Hamming, se tienen a disposición dos enfoques predominantes, los cuales son el Hamming (7,4) en el cual se transmiten siete bits en total, de los cuales cuatro son bits de datos, y los tres restantes corresponden a bits de paridad; la otra alternativa disponible era el Hamming (15,11) en el cual se transmiten quince bits totales, de los cuales once son bits que contienen la información deseada, y los cuatro restantes corresponden a bits de paridad. Ahora, tomando en cuenta que para los 74 niveles se requieren de al menos siete bits para que sean representados, dejando así la posibilidad de llegar con la misma cantidad de bits hasta 128 niveles. Con base en lo anterior, se descarta el Hamming(7,4) como opción, y por ende se concluye que el enfoque que mejor se adecuaba a estas condiciones corresponde al Hamming(15,11), con la desventaja que se transmiten cuatro bits de datos de manera innecesaria.

III-A4. Bloque Modulación: En esta etapa se toma como base la información proveniente del bloque de Codificación. Dichos datos pasan por un proceso de modulación que emplea la tecnología BLE, utilizando el software de Matlab como herramienta para desarrollar esta fase del proyecto. La tecnología mencionada anteriormente utiliza un esquema de modulación GFSK, que corresponde a un modulador FSK tradicional con un filtro gaussiano incluido.

En general, modulación FSK asigna diferentes frecuencias a la portadora dependiendo del bit que se este transmitiendo. En caso de que se transmita un 0, la portadora asume una determinada frecuencia de la portadora para este bit. Por otro lado, cuando se transmite un 1, la frecuencia de la portadora cambia a un valor correspondiente a dicho bit y permanece en esta frecuencia durante la duración del bit.

Ahora en lo que respecta a la modulación GFSK, se tiene que los datos se codifican variando las frecuencia de la portadora de manera similar a la modulación FSK descrita anteriormente. Por lo tanto, el modulador utilizado puede ser el mismo que se utiliza para la modulación FSK. Asimismo, los datos pasan a través de un filtro gaussiano antes de entrar en el modulador de pulsos para disminuir el ancho espectral de los mismos. El filtro gaussiano se utiliza para suavizar la transición entre los valores de los pulsos.

El resultado obtenido después de modular la trama de bits proveniente de la codificación de hamming y pasarla por el filtro gaussiano la podemos apreciar en la siguiente figura:

Para la gráfica anterior se tomo como ejemplo uno de los códigos que representa a uno de los datos que se desean enviar, obtenido como resultado del proceso de cuantificación para dicho dato. Interpretando la figura 7, se tiene que la gráfica superior corresponde al código binario del dato que se desea enviar, mientras que la gráfica inferior corresponde a la señal digital original ya modulada. Tal como se observa en dicha gráfica, la señal modulada no corresponde a una señal senoidal con un periodo definido. Lo anterior se debe a las variaciones que se presentan en cuanto a la frecuencia de la portadora, obteniendo un valor para cuando se transmite un 1 y otro diferente cuando se transmite un 0.

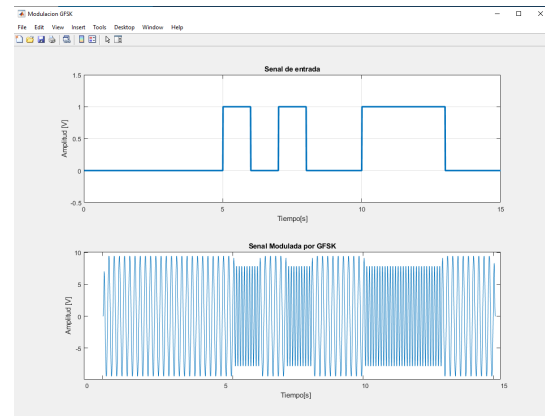


Figura 7. Modulación GFSK

III-A5. Bloque Antena: En esta etapa se tiene como función enviar el mensaje de información modulado hacia el receptor mediante un canal de comunicación, debido a ello el sistema de antena en el SoC nRF52832 esta basado en tecnología microstripline utilizando un topología tipo patch, es por ello que se debe sugerir una topología de antena y completar el board en el software Eagle según las especificaciones técnicas de la banda de transmisión de la tecnología BLE.

Como se mencionó anteriormente, para esta etapa, se va a utilizar un PCB en donde se va a ejecutar por medio del programa Eagle, a dicho dispositivo se va le analizaron diferentes parámetros y componentes, entre ellos, se analizaron componentes como lo son la cantidad de capas y vías que posee dicho PCB, así como las dimensiones de los pads que presenta el PCB. En primera instancia, se observó que el PCB presenta una configuración multi capa con una cantidad de dos capas, una capa superior y una capa inferior. Así mismo, se observó que presenta una cantidad de 121 vías y 241 pads, las cuales poseen un diámetro que va desde los 0.9 mm, 1.75 mm y los 3 mm.

En el PCB se utiliza un conector coaxial de microondas MM8130-2600, en su hoja de datos describe que es muy útil para la medición de características eléctricas de circuito microondas para pc, tablet, celular y equipo inalámbrico; a la hora de utilizar este conector hay que tomar en cuenta que sus entradas y salidas son de 50 Ohm.

En lo que respecta a la tecnología BLE, los dispositivos que implementan dicha tecnología operan en la banda ISM de 2.4 GHz. Ahora, con base en el archivo adjunto en el enunciado del proyecto para esta etapa, se seleccionaron 2 topologías para la implementación de la antena que se utilizara para la transmisión de los datos, las cuales son bow-shaped e inverted-F. [3]

En primera instancia se tiene la topología bow-shaped, la cual es una antena monopolo ampliamente utilizada. La frecuencia de resonancia de dicha antena se relaciona con el ancho de línea "w", el espacio entre líneas "D", la longitud de línea "L" y la constante dieléctrica del sustrato. Cabe mencionar que para mejorar la eficiencia de radiación, se

recomienda ampliar el área sin el cobre que sirve como tierra de referencia.

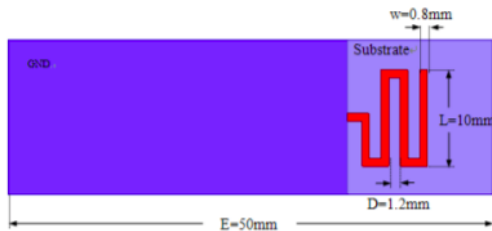


Figura 8. Estructura antena tipo bow-shaped

En la imagen de la figura 8 se muestra la estructura general de una antena implementada mediante la topología bow-shaped.

En segunda instancia se tiene la topología inverted-F, la cual corresponde es una topología de antena utilizada en las aplicaciones inalámbricas, principalmente en UHF y microondas. Dentro de la lista de aplicaciones, se encuentran las aplicaciones BLE, como dongles USB, dispositivos de proximidad, monitores de frecuencia cardíaca (HRM), dispositivo de interfaz humana (HID), entre otros. Por otro lado, cabe mencionar que el rendimiento de este tipo de antena puede verse afectado por ciertos factores tales como el tamaño de la placa PCB, la constante dieléctrica del sustrato, el tamaño de la antena y la posición de la antena en la placa PCB.

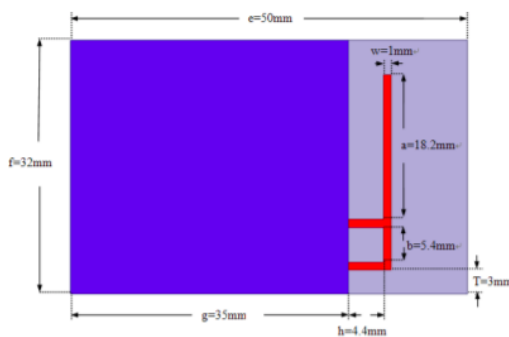


Figura 9. Estructura antena tipo inverted-F

En la imagen de la figura 9 se muestra la estructura general de una antena implementada mediante la topología inverted-F.

Así mismo, dado que la antena que se quiere implementar debe de estar interconectada en un lugar determinado, es que se propone la antena que se observa en la Figura 10, en donde se muestra la posición en específico en donde se colocó, así como la vista en donde se observa de que pin se está conectando dicha antena.

Como se puede observar en la Figura 10, se utilizó una antena con una topología de bow-shaped, dado que este tipo de topologías presenta Esta antena implementada funciona para las bandas de frecuencias de 2.4GHz

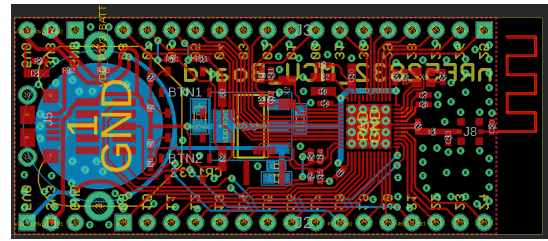


Figura 10. Antena interconectada al PCB dentro del software Eagle

Como se puede observar en las Figuras 11 y 12, se muestra los patrones de radiación de la antena propuesta, estos patrones de radiación se podrían llegar a obtener mediante recursos o herramientas de software como puede ser la herramienta MMANA GAL, la cual, es es una herramienta de análisis de antenas basada en el método del campo electromagnético de las antenas.

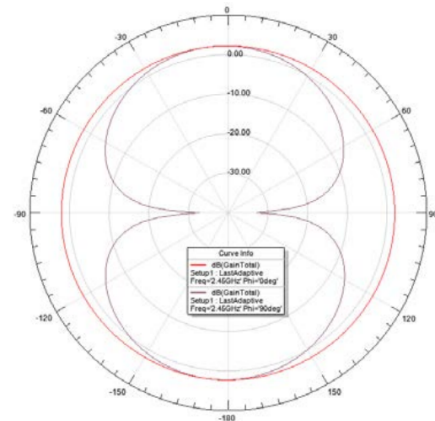


Figura 11. Característica de ganancia en el plano electro magnético de la antena

Como se puede observar en la figura anterior, se muestra la curva de la característica de ganancia en el plano EH de la antena en forma de arco.

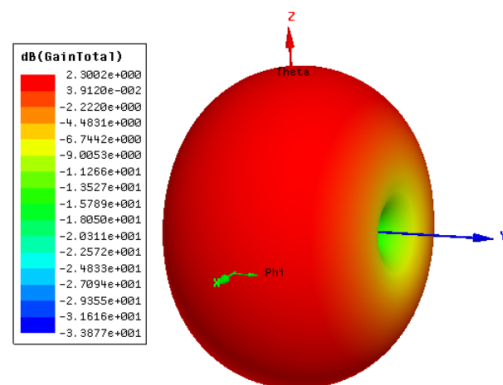


Figura 12. Patrón de radiación 3D de antena en forma de arco

Como se puede observar en la Figura 12, se muestra el patrón de radiación en tres dimensiones de la antenna escogida con una topología Bow shaped.

Por otro lado, en la Figura 13, se muestra la curva del parámetro de reflexión $S(1,1)$ de la antenna Bow shaped.

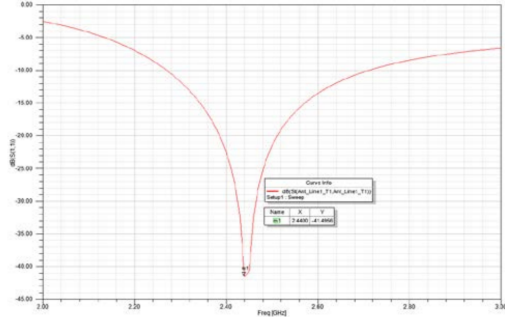


Figura 13. Curva del parámetro $S(1,1)$ de una antenna Bow shaped

Ahora, con base en lo expuesto hasta este punto, ya es posible escoger entre alguna de las topologías propuestas. Para ello se tomaron como referencia en cuenta aspectos tales como parámetros de transmisión y reflexión, patrones de radiación, y rango de frecuencia a la cual se desea operar. Como se menciono inicialmente la tecnología BLE trabaja en la banda ISM a 2.4 GHz, con lo cual dicha valor corresponde a la frecuencia de interés. Observando la figura 12, se observa el parámetro de reflexión para la topología bow-shaped donde se alcanza un mínimo a 2.4 GHz, lo cual es un aspecto positivo ya que significa que para nuestra frecuencia de interés la transmisión de datos es óptima.

Así mismo, el objetivo de que la antenna posea un plano a tierra debajo de la capa TOP en el PCB tiene como objetivo optimizar la recepción de datos en la frecuencia de interés, como se observa en la Figura 13, el parámetro de reflexión $S(1,1)$ se ve que presenta un mínimo de reflexión en aproximadamente los 2.4 GHz de frecuencia, dado que como se comentó anteriormente, esta antenna es para operar en la banda ISM la cual opera a 2.4 GHz, esto permite que en justamente en la frecuencia de operación de interés se de una máxima transferencia de información, optimizando la transmisión de datos ya que la reflexión en el canal de transmisión para este rango de frecuencias es mínimo.

Luego, se procedió a investigar que implicaciones habrían en el patrón de radiación si la antenna tuviera sustrato flexible, para ello se analizo un patrón de radiación de una antenna hecha del sustrato flexible Kapton 14.

Como podemos apreciar en la figura 14 a) hace referencia al patrón de radiación de la antenna en una superficie plana, la cual se asemeja mucho al comportamiento de nuestra antenna propuesta observando el patrón de radiación de la figura 10, Ahora bien si analizamos el patrón de radiación de la antenna con sustrato flexible en una superficie curva la cual corresponde a la Figura 14 b) este tiene una forma más omnidireccional, lo cual garantizaría una buena capacidad

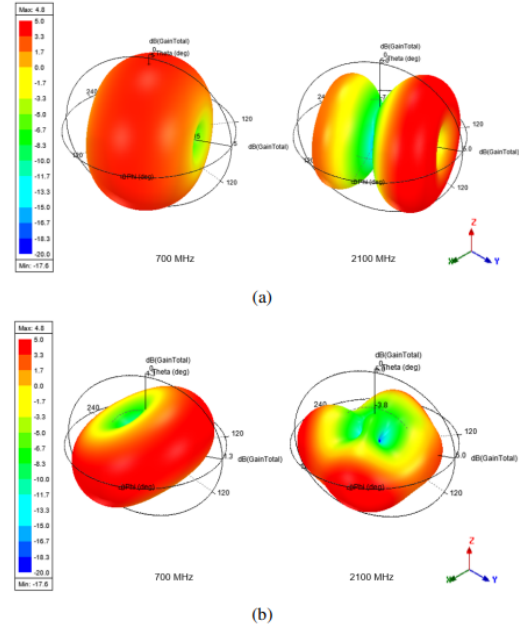


Figura 14. Patrón de radiación de la antenna con un sustrato flexible en a) una superficie plana y en b) una superficie esférica [4]

de detección y recepción de señales radiadas desde cualquier dirección.

Se consideran dos alternativas para los stack-ups del PCB, la primera siendo FR-4, y la segunda Rogers Materials, por lo tanto se realizó una comparativa de cuatro aspectos importantes entre dichas tecnologías: Precio, comportamiento en alta frecuencia, estabilidad de impedancia y manejo de temperatura. De manera general FR-4 es la opción más barata, perfecta para prototipos o aplicaciones que no requieran alta fidelidad, ya que Rogers Materials posee un mejor comportamiento en alta frecuencia, ya que poseen un 20 % menos de constante dieléctrica, lo que aumenta el ancho de banda y la frecuencia de resonancia, la impedancia de los Rogers varía menos que los FR-4, y además trabajan de mejor manera en altas temperaturas.

III-B. Canal de comunicación

En esta etapa se pretende modelar de una manera aproximada el canal de comunicación, esto se debe a que no se cuenta con un modelo preestablecido de canal ni mucho menos un modelo de parámetros S, es por ello que se utilizará un ruido de tipo AGWN para llevar a cabo el modelado.

En primera instancia, es importante recordar que las señales se transmiten en los sistemas de telecomunicaciones por medio de señales eléctricas, ya sea por medio de alambres metálicos, señales láser como luz en finas fibras de cristal (ópticas) o por ondas electromagnéticas en por el espacio. [5] Para este caso en específico, se va a estudiar el comportamiento de la señal cuando se envía por un canal de ruido Gaussiano, considerando el canal como un espacio continuo, en donde la razón señal ruido del canal va a depender de la temperatura, frecuencia y distancia entre el transmisor y el receptor. [6].

Es importante recordar que el ruido Gaussiano o el ruido blanco se encuentra asociado con la radiación electromagnética. Este tipo de ruido se ve como una densidad de probabilidad que responde a una distribución normal. Este tipo de ruido, representa una señal aleatoria, caracterizada porque sus valores en instantes de tiempo distintos no tienen relación alguna entre sí, es decir, no existe correlación estadística entre sus valores [7].

En comunicaciones inalámbricas, el fenómeno de fading o desvanecimiento consiste en la variación de la atenuación que experimenta una señal y depende de múltiples factores. Este se considera como un proceso estocástico cuyas variables son el tiempo, la posición geográfica y la frecuencia de operación del sistema. Asimismo, el desvanecimiento puede deberse a otros factores tales como la propagación multitrayecto (fenómeno multipath), el clima (en particular a la lluvia), o a obstáculos que afectan a la propagación de la onda.

Teóricamente en un canal ideal los diagramas de ojo deberían verse como cajas rectangulares, en donde los tiempos de subida y bajada finitos de las señales se traslapan. En estos casos, el diagrama de ojo se parezcan más a la imagen de la Figura 2a. En caso de que se transmitan señales digitales de alta velocidad, las degradaciones introducidas en varias etapas conducen a errores de temporización. Uno de esos errores de tiempo es la "inestabilidad", que resulta de la desalineación de los tiempos de subida y bajada, tal como se observa en la Figura 2b).

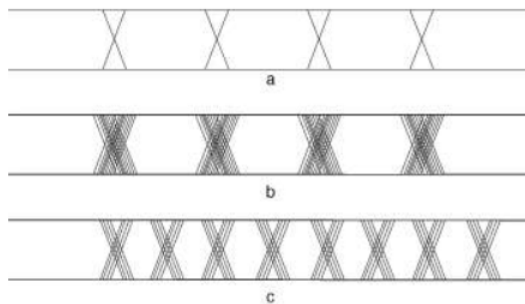


Figura 15. Diagrama de ojo en transferencia de datos de alta velocidad

Similar al efecto Jitter en transmisiones de alta velocidad, el SNR distorsiona en cierta medida el diagrama de ojo, dificultando realizar observaciones con base en el mismo.

La propagación multipath, en comunicaciones digitales, es el fenómeno dado cuando las señales enviadas llegan al receptor por dos o más caminos y en diferentes tiempos. Este fenómeno puede causar problemas en la recepción de la señal, debido a la interacción entre las señales recibidas. Ésta desviación se produce normalmente por el medio de transmisión de la señal, el cual define el camino que seguirá la onda. A fines prácticos, la señal obtenida en recepción difiere de la original y causa efectos que se han de compensar.

Existen diferentes fenómenos naturales que causan este fenómeno. En su gran mayoría se debe al camino que siguen las ondas al propagarse, actuando con la atmósfera terrestre.

Se produce reflexión y refracción de las ondas en la ionosfera, algo que ayuda a la propagación de éstas a grandes distancias en la Tierra, debido a las partículas de iones presentes en ésta capa. Además, también puede producirse una desviación del camino por la reflexión en el agua, o en imperfecciones en la capa terrestre como valles o montañas. Incluso las construcciones humanas pueden intervenir en el fenómeno de la propagación multipath.

La propagación multipath puede producir en las comunicaciones digitales una interferencia intersimbólica. Puede haber una superposición entre los símbolos al recibir la señal digital. Para corregirlo se lleva a cabo el uso de ecualizadores, multiplexación OFDM, o rake receivers, un conjunto sub-receptor de radio, que analizando el retraso de cada onda y la correlación entre ellas puede recuperar los símbolos originales.

Así mismo, se calcula la relación señal ruido de [6] como se puede observar en la Ecuación 1.

$$SNR = \log_{10} \left[\frac{2P_s}{K_B T} \right] dB \quad (1)$$

En donde P_s es la potencia de la señal en ausencia de ruido, K_B es la constante de Boltzmann y T representa la temperatura en kelvin del ambiente.

Para este caso en específico, se tomará $P_s = 100mW$, según las especificaciones promedio para una tecnología BLE y una temperatura promedio de $298.15K$ o $25^\circ C$. En este caso, la relación señal a ruido da un valor aproximado de $19.6864dB$.

En cuanto a la capacidad del canal C se determina en función del SNR y el ancho de banda BW mediante la ecuación 2, que se muestra a continuación:

$$C = Bw * \log_2(1 + SNR) \quad (2)$$

De acuerdo a una investigación realizada para el rango de frecuencias utilizadas, el ancho de banda es $Bw=12.5kHz$; el SNR obtenido anteriormente se debe tener en unidades lineales, que sería $SNR = 93.033$, tomando en cuenta la información anterior, la capacidad del canal C sería aproximadamente de $81.93kbps$. Posteriormente se implementó mediante Python un sistema en donde simulaba el canal de comunicación en el cual se le añadía ruido gaussiano blanco a la señal transmitida y un factor de atenuación, este factor de ruido iba en función al SNR. En esta función se observa tanto la señal original transmitida como el ruido añadido a la señal y la señal resultante, y por último se aprecia la señal final a la salida del canal que pasa por umbral el cual separa o identifica los unos de los ceros.

Analizando la figura 16 podemos ver que debido al ruido añadido a la señal transmitida, algunos de los símbolos recibidos tienen error, lo cual es lo esperado en un proceso de comunicación digital. Posteriormente se podrían tomar los datos recibidos y procesarlos para detectar y corregir los errores.

III-C. Receptor RX

III-C1. Bloque Demodulador: En esta etapa se toma como base la información proveniente del bloque del canal. Dichos

La señal enviada es: [0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 1 0 1]

El ruido añadido a la señal es: [0.22503977 0.06403568 -0.1802766 0.07605395 -0.3539114 0.29082245
-0.15627211 0.31055066 0.09209426 -0.20498624 0.19060557 -0.31715517
-0.18077533 -0.05503665 0.12930279]

La señal resultante con el ruido es: [0.22503977 0.06403568 -0.1802766 0.07605395 -0.3539114 0.29082245
-0.15627211 0.31055066 0.09209426 -0.49501376 0.19060557 0.38284483
0.59922467 -0.05503665 0.62930279]

La señal final recibida por el receptor es con el ruido es: [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 1]

El SNR utilizado en fue de 19.6864 y el factor de atenuación de la señal fue de 0.3, asimismo el valor de umbral fue 0.5

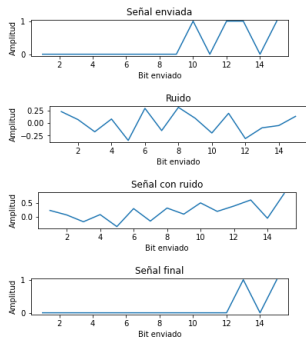


Figura 16. Señal transmitida a través del canal de comunicación

datos pasan por un proceso de demodulación que emplea la tecnología BLE, utilizando el software de Matlab como herramienta para desarrollar esta fase del proyecto. Al igual que para la modulación, aquí se utilizó el método de GFSK.

La modulación FSK crea contenidos espurios de alto nivel (en múltiplos enteros de la tasa de símbolos), así como lóbulos laterales relativamente altos en el lado del transmisor, lo que puede causar violaciones de los estándares de regulación. Se puede aplicar un filtro gaussiano a los símbolos antes de crear la señal de frecuencia modulada para suprimir estas espuelas y lóbulos laterales suavizando la señal de banda base. De esta forma, el ancho de banda puede reducirse ligeramente, pero la distancia entre símbolos disminuirá, lo que provoca una sensibilidad del receptor ligeramente peor (0,5 dB) para las señales moduladas por GFSK. Aún así, GFSK es un tipo de modulación de uso general, ya que reduce significativamente los contenidos espurios en el lado del transmisor y la pérdida de sensibilidad es insignificante.

El resultado obtenido después de demodular la trama de bits proveniente del bloque del canal mediante la demodulación GFSK la podemos apreciar en la siguiente figura:

Para la gráfica anterior se tomó como ejemplo uno de los códigos que representa a uno de los datos que se recibieron provenientes del canal. Interpretando la figura 17, se tiene que la gráfica superior corresponde al código binario del dato que se desea enviar, mientras que la gráfica del medio corresponde a la señal digital original ya modulada y la última sería la señal ya demodulada.

III-C2. Bloque Decodificador: Este bloque lleva a cabo la detección y corrección de errores presentes en el mensaje transmitido, no obstante es de suma importancia tratar que la corrección de errores sea cercana al 100% debido a que la aplicación es de uso médico, y por ende se necesita que los datos detectados en el receptor sean los más posibles a los datos enviados.

En primera instancia se realizó un análisis de los datos

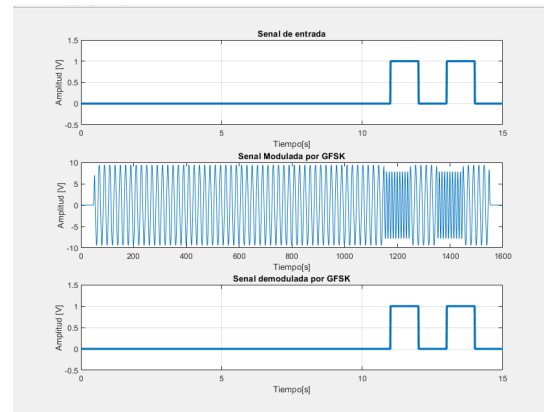


Figura 17. Demodulación GFSK

enviados y recibidos después de haber pasado por un canal con ruido Gaussiano aditivo. Posteriormente se realizó la decodificación de Hamming, así como la corrección de errores gracias al vector de error encontrado anteriormente. Por último, se procedió a realizar la decodificación de los datos, en la Figura 18, se muestra el proceso del bloque decodificado de los datos.

```
-----
El dato enviado es:000010011001111
El dato recibido es: 000010011000111
El vector de error es: 000000000001000
La posición del error es: 4
El dato corregido es: 000010011001111
El dato Deco Hamming: 00001001001
El dato Decodificado: 163
-----

El dato enviado es:000010011010001
El dato recibido es: 000010011010001
El vector de error es: 000000000000000
La posición del error es: 0
El dato corregido es: 000010011010001
El dato Deco Hamming: 00001001010
El dato Decodificado: 164
-----
```

Figura 18. Proceso de los datos en el Bloque Decodificador

En la figura anterior, se muestran los resultados de 2 casos que se tomaron como ejemplo. En primera instancia, se observa un ejemplo donde se recibe un dato que contiene un bit erróneo en la posición 4, posteriormente se corrige dicho bit con base en el vector de error mencionado anteriormente, y por último se muestra el resultado de la decodificación. Asimismo, se muestra un ejemplo donde el dato recibido no contiene ningún error, con lo cual se obtiene un vector de error nulo, y por último se decodifica el dato recibido. Con base en lo descrito anteriormente, y tomando en cuenta que los resultados obtenidos posterior a la etapa de decodificación coinciden con los datos que fueron transmitidos inicialmente, se concluye que el proceso de decodificación implementado funciona adecuadamente.

En cuanto a la relación al desempeño de Hamming (7,4) y (15,11) hay varios aspectos a evaluar, el primero de ellos

siendo la ganancia de código, la cual está dada por $G_{cod} = d_{min}Rc$ con una distancia mínima de 3 y razón de código de 4/7 para el caso de (7,4), y con una distancia mínima de 4 y razón de código de 11/15 para el caso de (15,11), resultando en una ganancia de código de 1.7142 para el (7,4) y de 2,9333 para el (15,11). Ahora bien estos resultados tienen varias implicaciones, la primera relacionada con el BER, ya que de manera natural el sistema con codificación (15,11) al tener una mayor ganancia de código, va a presentar un menor BER, que el sistema con codificación (7,4) solo podría compensar si quiere el mismo valor de BER aumentando la relación de señal a ruido; pero esta ventaja en cuanto a BER tiene un costo de energético, ya que el (15,11) al contar con una mayor distancia mínima, va a requerir más energía para transmitir cada bit.

Ahora bien en cuanto a redundancia se trata, se puede hacer la comparativa entre redundancia cíclica CRC versus la de Hamming, como punto de partida se tiene que Hamming funciona para la detección y corrección de errores, y CRC solo para la detección, ahora bien Hamming está sujeto a tamaños fijos de información, en cambio los CRC gracias a su polinomio generador son mucho más flexibles a distintas cantidades de bits de información, dado a estas características El CRC suele usarse para comunicación y Hamming para la detección de errores.

Así mismo, en la Figura 19, se muestra la señal decodificada antes y después de corregir los errores, así mismo se puede apreciar el BER por símbolo recibido a la entrada del receptor.

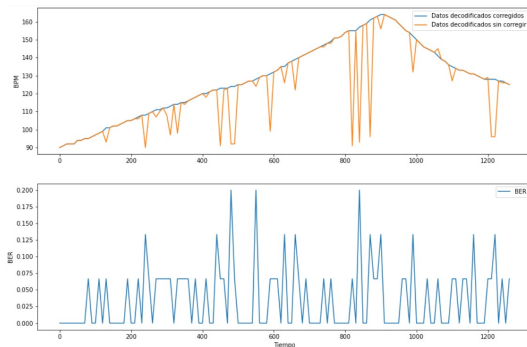


Figura 19. Señal Recibida Antes y Después de Corregirlos y el BER

Como se puede observar en la figura 19, los picos del BER se ven reflejados en la parte superior en los puntos en donde la señal sin corregir errores tiene, errores muy altos.

III-C3. Bloque Visualización: En esta sección se toman como base los datos obtenidos posterior al proceso de decodificación, el cual fue abordado en la sección anterior. Dichos datos corresponden a un histórico del BPM de un sujeto de estudio. La etapa de visualización como tal consiste en mostrar gráficamente los datos históricos BPM extraídos del receptor. A continuación se muestra los resultados obtenidos para esta etapa.

En la Figura 20 se muestran una gráfica compuesta por los datos que conforman el histórico de BPM mencionado

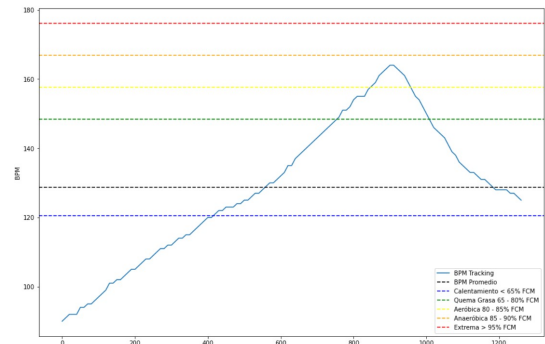


Figura 20. Visualización de los datos recibidos.

anteriormente. Asimismo, se establecen ciertos niveles de referencia que corresponden a las diferentes zonas de entrenamiento, y estas se encuentran en función de la frecuencia cardíaca máxima, la cual se calcula mediante la 3 [8].

$$FCM = 208.75 - (0.73 \cdot edad) \quad (3)$$

Dicha ecuación fue propuesta por Tanaka en el 2001 [8]. Cabe destacar que dicha ecuación es considerada como la mas adecuada para predecir la frecuencia cardíaca máxima esperada en esfuerzo (FCM).

Posteriormente, se procede a calcular las zonas de entrenamiento, las cuales subdividen en 5, y se encuentran en función de la frecuencia cardíaca de trabajo.

Cuadro II
ZONAS DE ENTRENAMIENTO EN FUNCION A LA FRECUENCIA CARDIACA MAXIMA Y A LA PERCEPCIÓN DE ESFUERZO

Zonas de Entrenamiento	%FC	PE
Zona 1	< 65 %	2
Zona 2	65 – 80 %	3 - 4
Zona 3	80 – 85 %	5 - 7
Zona 4	85 – 90 %	8 - 9
Zona 5	> 95 %	10

En primera instancia, la zona 1 supone una intensidad menor del 65 % de la FC máxima. En esta zona se encuentra la etapa de calentamiento, vuelta a la calma y recuperación entre series, por lo que su función en el organismo es recuperar o preparar. Utilizando una escala de esfuerzo entre 1 y 10, esta región debe de suponer una sensación de esfuerzo de 2 sobre 10.

Posteriormente, esta segunda zona oscila entre el 65 y el 80% de la FC máxima. Esta intensidad se puede asociar al ritmo de rodaje largo y cómodo. El trabajo en esta zona mejorará la resistencia aeróbica así como la oxidación de grasas. [9]

Luego, la zona 3 La intensidad es entre el 80-85 % de la FC máxima. Es un trabajo que requiere concentración para mantener el esfuerzo, pero dicho esfuerzo es relativamente llevadero. El trabajo en esta zona mejora la utilización de glucógeno y sus depósitos y supone un aumento de parámetros como la hemoglobina, el gasto cardíaco y el volumen sistólico en el organismo.

Para la cuarta zona, la intensidad es del 85 al 90 % de la FC máxima. Supone un esfuerzo alto de trabajo que causa bastante fatiga, lo que provoca una mejora en la capacidad de soportar esfuerzo en condiciones próximas al consumo máximo de oxígeno. La sensación de esfuerzo es de 8-9 sobre 10.

Por ultimo, se tiene la quinta zona. La intensidad para esta región es máxima, superior al 95 % de la FC máxima. Es la que se utiliza para realizar series de menor distancia pero con una velocidad muy alta o máxima. Esta zona supone una percepción de esfuerzo máxima.

En cuanto al porcentaje de error en función al tipo de codificación Hamming utilizada, es importante mencionar que las codificaciones de Hamming mas utilizadas con la codificación Hamming (7, 4) y la (15, 11), por lo que se procedió a realizar un análisis del BER contra el SNR para estos dos tipos de codificación Hamming que se puede observar en la Figura 21.

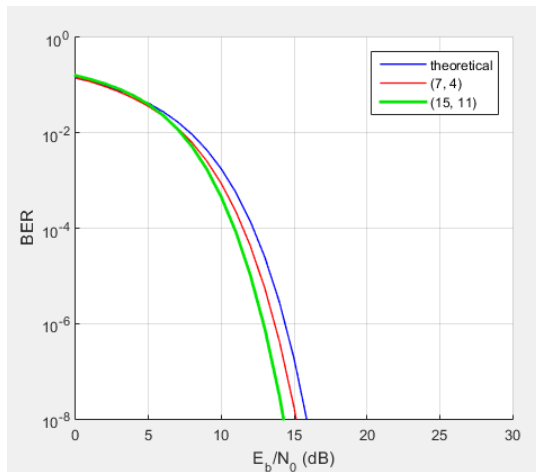


Figura 21. Visualización del BER vs SNR para Hamming (7,4) y (15,11)

Como se puede observar en la Figura anterior, La codificación Hamming (15, 11) necesita una menor energía por bit que la codificación Hamming (7, 4) para mantener el mismo porcentaje de error por bit. Esto también se explica por medio de la ganancia de código, esto debido ya que la ganancia de código está en función de la distancia mínima de Hamming y de la razón de código, al ser la distancia mínima mayor en la Codificación de Hamming (15, 11) mayor, posee una mayor inmunidad a los errores ya que su ganancia de código es mayor, sin embargo, esto implica un mayor uso del ancho de banda.

Posteriormente, se nos proporcionaron los valores crudos de medición con el objetivo de determinar métricas de rendimiento tales como RMSE y Pbias donde para comprobar que tan eficaz fue el método de filtrado y la corrección de errores del mensaje.

Como se aprecia en la Figura 22 los datos recibidos por el receptor, después de demodularse y decodificarse se aproximan bastante a como se hubieran visto los datos reales.

El error cuadrático medio de un estimador mide el promedio de los errores al cuadrado, es decir, la diferencia entre el

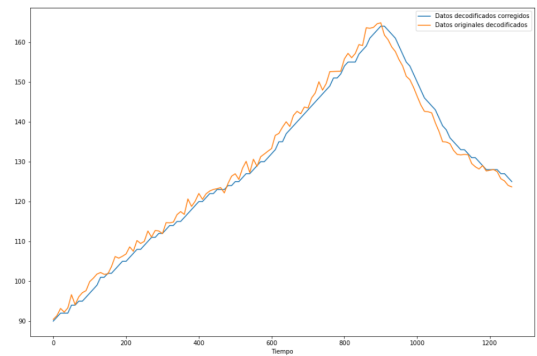


Figura 22. Visualización de los datos simulados vs los datos reales.

estimador y lo que se estima. La diferencia se produce debido a la aleatoriedad o porque el estimador no tiene en cuenta la información que podría producir una estimación más precisa.

En nuestro caso, cuando se calculo el RMSE, se obtuvo un valor de 2.080837, como este tuvo un valor bajo se puede decir que se obtuvo un buen ajuste con nuestro modelo implementado.

Por otro lado, El Percent Bias (PBIAS) mide la tendencia promedio de los valores simulados a ser mayores o menores que los reales. En nuestro caso, el valor de PBIAS obtenido fue de 0.4062, como es un valor muy cercano a cero, se puede concluir que la simulación fue bastante precisa.

IV. CONCLUSIONES

A manera de conclusión, se logró observar que un Código Hamming, es un sistema de detección y corrección automática de errores en información electrónica, el cual asocia una serie de bits de validación o paridad a los bits de datos, de tal forma que una alteración en cualquiera de esos bits de datos pueda ser detectada y corregida adecuadamente. Así mismo se logró comprender la necesidad en los sistemas de comunicación de poder detectar y corregir errores en el proceso de comunicación mediante el uso de distintas codificaciones tratando de mantener la mayor distancia de Hamming posible sin asumir un crecimiento excesivo del ancho de banda.

En segunda instancia, se logró observar que la integración de un código redundante, permite realizar la corrección en cierta medida de los errores que se pueden llegar a presentar en el proceso de transmisión de datos, sin embargo, esto hace menos eficiente el proceso de codificación, por lo que se debe de lograr un equilibrio entre una codificación redundante y eficiente, dadas las características del canal.

Asimismo, a la hora de añadir el ruido a los datos originales se generan errores ya que a la hora combinar ambas señales, la señal resultante excede o queda por debajo del umbral establecido para evaluar si los bits enviados corresponden a un 0 o a un 1 lógico. A partir de esto se logra observar que en los casos en los que se presenta mas de un error se complica el proceso de detección y corrección de errores, ya que la codificación de Hamming, implementada en este proyecto, solo permite la detección y corrección de un único bit de error, lo cual se convierte en un problema.

Por otro lado, después de analizar las métricas de rendimiento obtenidas tanto la de Percent Bias y la de error cuadrático medio ambas dieron valores muy bajos lo que permite concluir que la aproximación de nuestro modelo, después de todo el proceso de transmisión, demodulación, decodificación y corrección de errores fue bastante preciso con respecto a los datos reales.

V. RECOMENDACIONES

A modo de recomendación en este tipo de aplicaciones donde se necesita que los datos sean lo mas fieles posibles, se debe de buscar algún otro tipo de codificación que nos brinde un margen mayor para la detección y corrección de errores, ya que hamming se puede ser insuficiente para tramas de datos extensas que pueden tener errores en varios bits simultáneamente.

Para mejorar la precisión del modelo, siempre se debe tomar en cuenta la distribución de los datos para escoger el filtro, para el caso de este proyecto se escogió un filtro SMA, pero no debe tomarse como regla general el uso del mismo, ya que dependiendo de la aplicación puede ser más conveniente el CMA o el EMA.

En cuanto a la cuantización, en el convertidor analógico-digital se recomienda una mayor cantidad de niveles para aumentar la precisión del dispositivo, lo que también va de la mano con la codificación utilizada la cual limita la cantidad de bits que pueden ser enviados; aunque un ajuste de este tipo sería recomendable hacerlo desde el diseño inicial del dispositivo, ya que también habría que hacer cambios en el receptor y un chequeo en la capacidad del canal.

REFERENCIAS

- [1] L. S. Nelson, "The anderson-darling test for normality," *Journal of Quality Technology*, vol. 30, no. 3, p. 298, 1998.
- [2] F. Johnston, J. Boyland, M. Meadows, and E. Shale, "Some properties of a simple moving average when applied to forecasting a time series," *Journal of the Operational Research Society*, vol. 50, no. 12, pp. 1267–1271, 1999.
- [3] T. Pattanayak, G. Thanikachalam, and A. P. Family, "Antenna design and rf layout guidelines," *Cypress Semiconductor AN91445; Cypress Semiconductor: San Jose, CA, USA*, p. 17, 2015.
- [4] R. Coto-Salazar and R. Rimolo-Donadio, "Design of a 4g/lte multiband antenna considering curvature effects," in *2018 IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference (LAMC 2018)*, 2018, pp. 1–3.
- [5] X. Chen, J. Breiholz, F. B. Yahya, C. J. Lukas, H.-S. Kim, B. H. Calhoun, and D. D. Wentzloff, "Analysis and design of an ultra-low-power bluetooth low-energy transmitter with ring oscillator-based adpll and 4\times frequency edge combiner," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 54, no. 5, pp. 1339–1350, 2019.
- [6] J. R. Fermín and J. C. Pizarro, "Modelo de radio propagación a través de un canal con ruido gaussiano," *Revista mexicana de física*, vol. 58, no. 6, pp. 515–520, 2012.
- [7] M. d. I. N. L. González, "Influencia del ruido gaussiano correlacionado en la sincronización de sistemas caóticos," Ph.D. dissertation, Universidade de Santiago de Compostela, 2000.
- [8] M. A. Miragaya and O. F. Magri, "Ecuación más conveniente para predecir frecuencia cardíaca máxima esperada en esfuerzo," *Insuficiencia cardíaca*, vol. 11, no. 2, pp. 56–61, 2016.
- [9] J. Blanco Herrera and A. Almeida Cunha Arantes, "Determinación de las zonas de entrenamiento por dos métodos diferentes," *Arch. med. deporte*, pp. 445–448, 2002.