

PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA



**PONTIFICIA
UNIVERSIDAD
CATÓLICA
DEL PERÚ**

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN INTERFAZ DE
COMUNICACIÓN INALÁMBRICA DE BAJO CONSUMO PARA
UN ELECTROCORTICOGRAMA DE IMPLANTE SIGUIENDO
EL PROTOCOLO IEEE 802.15.4**

Tesis para optar el Título de **Ingeniero Electrónico**, que presenta el bachiller:

Oscar Miguel Fabian Bernal

ASESOR: Ing. José Daniel Alcántara

Lima, Noviembre de 2016



Resumen

El presente trabajo de tesis desarrolla el diseño e implementación de un interfaz de comunicación inalámbrica, para la lectura de actividad neuronal en mamíferos superiores, a través un Electrocorticograma (ECoG) de implante. Las señales adquiridas por 6 electrodos de medición son acondicionadas a través de etapas de filtrado y amplificación, logrando un ancho de banda de 100Hz y voltajes en el rango de 0 a 3.3V en cada canal. Las señales anteriormente acondicionadas, son tomadas como parámetros de entrada de la interfaz que se desarrolla.

Las lecturas de cada uno de los electrodos son digitalizadas, recolectadas, y transmitidas inalámbricamente fuera del animal hacia un módulo exterior inalámbrico. La transmisión se realiza a través del protocolo IEEE 802.15.4 a 2.4 Ghz a una velocidad de 250Kbps. Este módulo externo transmite las lecturas adquiridas inalámbricamente hacia una computadora por medio del UART, para finalmente ser visualizadas a través de una interfaz gráfica desarrollada en Matlab.

La etapa de comunicación inalámbrica está conformada por dos nodos: uno dentro del animal, y el otro fuera del mismo. Debido a que el nodo interno es implantado, se desarrolla un protocolo de sincronización tolerante a errores y/o pérdidas de paquetes propios de la transmisión inalámbrica. Además, debido a que no se tiene acceso al nodo interno, se debe reducir el consumo de potencia del mismo.

Se desarrolla el diseño de una tarjeta de radio digital a 2.4Ghz utilizando el software Cadsoft Eagle en la versión 6.4 Light. Entre los resultados obtenidos encontramos bajo consumo de potencia debido a que el modulo interno tiene un ciclo de trabajo de 12.5% cuando se encuentra a la espera de peticiones de enlace, una frecuencia de muestreo de 200Hz para la lecturas de señales cerebrales, y un protocolo de sincronización tolerante a errores. Se desarrollan pruebas para la verificación del funcionamiento de cada una de las etapas del sistema propuesto.

Índice general

Introducción	1
CAPITULO 1	3
PROBLEMÁTICA EN LA LECTURA DE SEÑALES	3
1.1 Marco Problemático.....	3
1.1.1 Cantidad de electrodos en la implantación.....	3
1.1.2 Intervenciones quirúrgicas y uso de fármacos.....	3
1.1.3 Rango de movilidad del objeto de estudio	3
1.1.4 Riesgo por intervención quirúrgica	4
1.2 Hipótesis	4
1.3 Objetivos de trabajo	4
1.3.1 Objetivo Principal.....	4
1.3.2 Objetivos Secundarios	5
CAPITULO 2	6
TECNOLOGÍA ACTUAL EN LA MEDICIÓN DE SEÑALES	6
2.1 Presentación del asunto de estudio	6
2.2 Importancia de la neurociencia	6
2.3 Estructura del Cerebro Humano y Sinapsis	7
2.4 Generación de impulsos eléctricos	8
2.5 Procedimientos para la medición de actividad neuronal	9
2.5.1 Electroencefalograma	9
2.5.2 Electrocardiograma	9
2.6 Microcontroladores en aplicaciones médicas de implante	11
2.6.1 Diseño de una Interfaz de comunicación entre el cerebro y una computadora basado en el uso de un Electroencefalograma (EEG) [18].....	11
2.6.2 Dispositivo portable para ECG basado en el MSP430 [19]	11
2.6.3 Grabador inalámbrico de señales biomédicas basado en el uso microcontroladores. [21]	12
2.7 Antenas para comunicaciones inalámbricas	12
2.7.1 <i>Microstrip</i>	13
2.7.2 <i>Stripline</i>	13

2.8 Protocolos para comunicaciones digitales inalámbricas.....	14
2.8.1 Modelo TCP/IP.....	15
2.8.2 IEEE 802.15.6	16
2.8.3 IEEE 802.11 a/b/g	17
2.8.4 IEEE 802.15.4	17
2.8.5 Coexistencia de protocolos a 2.4 Ghz	20
CAPITULO 3.....	24
DESARROLLO DE LA ETAPA DIGITAL Y DE	24
3.1 Diagrama de Bloques de la solución propuesta	24
3.2 Etapa Digital	26
3.2.1 Etapa de Digitalización de señales cerebrales	26
3.2.2 Implementación del protocolo I2C	28
3.3 Etapa de Radiofrecuencia	32
3.3.1 Selección del protocolo de comunicación inalámbrica	32
3.3.1 Selección del módulo RF interno y externo	33
3.3.2 Uso del protocolo IEEE 802.15.4.....	37
3.3.3 Descripción del protocolo de sincronización	38
3.4 Transmisión hacia computadora por UART	43
3.5 Visualización de lecturas por medio de Interfaz gráfica.....	43
3.6 Diseño de la tarjeta de radio digital a 2.4Ghz.....	44
CAPITULO 4.....	48
PRUEBAS Y RESULTADOS	48
4.1 Consideraciones para la etapa de pruebas.....	48
4.2 Pruebas en la etapa de digitalización	48
4.3 Pruebas en la etapa del protocolo I2C	49
4.4 Pruebas de transmisión y recepción por Radiofrecuencia	52
4.5 Pruebas de modo <i>Deep Sleep</i>	53
4.6 Pruebas del temporizador WatchDog	54
4.7 Prueba del sistema final con interfaz gráfica en Matlab.....	55
4.8 Pruebas de consumo de potencia	57
4.9 Prueba de alcance y porcentaje de error	59

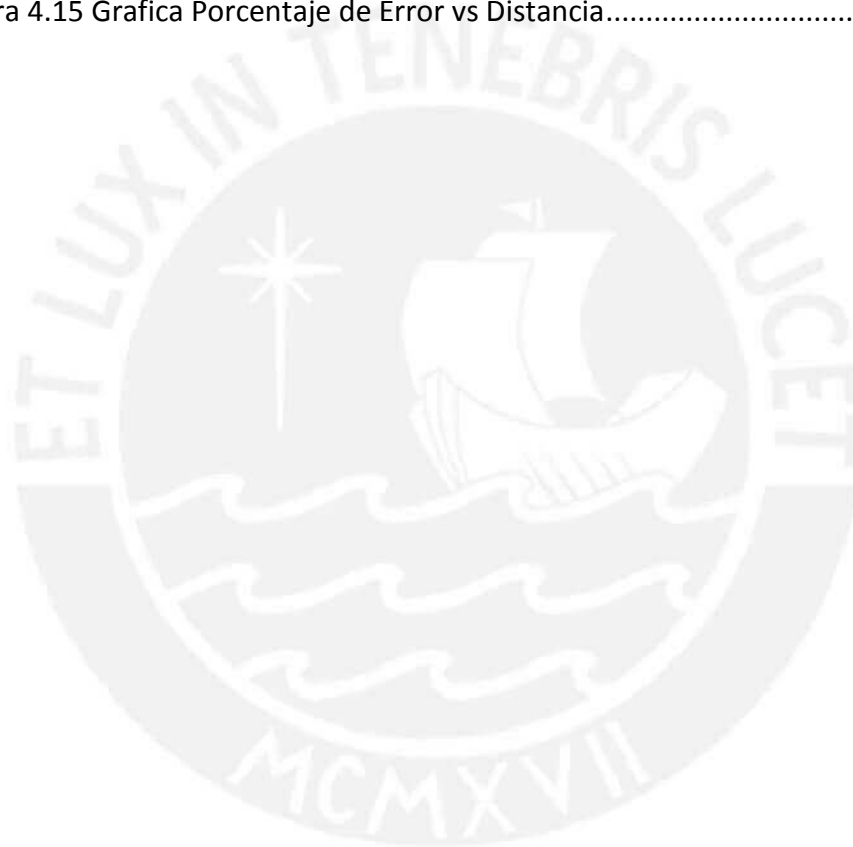
Conclusiones	65
Recomendaciones.....	66



Índice de figuras

Figura 2.1 Estructura de una neurona [9].....	8
Figura 2.2 Diferencia entre mediciones realizadas por EEG y ECoG (imagen modificada) [13]	10
Figura 2.3 Corte transversal de una antena tipo <i>microstrip</i> (imagen modificada) [24].....	13
Figura 2.4 Corte transversal de una antena tipo <i>stripline</i> (imagen modificada) [24].....	14
Figura 2.5 Bandas ISM de uso libre	15
Figura 2.6 Trama de capa MAC y física del protocolo IEEE 802.15.4.....	18
Figura 2.7 Tabla comparativa de algunos protocolos inalámbricos (cuadro modificado) [32].....	19
Figura 2.8 IEEE 802.15.4 dentro de los protocolos inalámbricos (imagen modificada) [33].....	20
Figura 2.9 Coexistencia entre IEEE 802.15.4 y 802.11b a 2.4Ghz (imagen modificada) [34].....	22
Figura 3.1 Diagrama de bloques de la solución	24
Figura 3.2 Diagrama de flujo de cada uno de los electrodos.....	28
Figura 3.3 Tramas en líneas SDA y SCL del protocolo I2C	30
Figura 3.4 Maquina de estados del periférico de RF del módulo interno y externo .	35
Figura 3.5 Diagrama de módulo de radiofrecuencia externo	40
Figura 3.6 Diagrama de módulo de radiofrecuencia interno.....	41
Figura 3.7 Interfaz gráfica en Matlab	44
Figura 3.8 Diagrama esquemático	46
Figura 3.9 Diseño de circuito impreso	47
Figura 4.1 Señal digitalizada de un canal usando a través de un potenciómetro	49
Figura 4.2 Lectura del carácter ‘1’ (ASCII 49) del esclavo 0x01	49
Figura 4.3 Tiempo para la lectura de 6 canales.....	50
Figura 4.4 Lectura de los 6 canales cada 5ms	51
Figura 4.5 Diagrama de flujo para los dos nodos.....	52

Figura 4.6 Diagrama de flujo de nodo A.....	53
Figura 4.7 Diagrama de flujo de nodo A.....	54
Figura 4.8 Resultado del accionamiento de los 6 potenciómetros.....	57
Figura 4.9 Consumo de corriente en el módulo interno.....	58
Figura 4.10 Consumo de corriente en el módulo externo.....	58
Figura 4.11 Canal 1 a 5Hz	61
Figura 4.12 Canal 1 a 5Hz (Error = 20.69%).....	61
Figura 4.13 Canal 2 a 10Hz	62
Figura 4.14 Canal 2 a 10Hz (Error=16.68%)	62
Figura 4.15 Grafica Porcentaje de Error vs Distancia.....	63



Índice de cuadros

Cuadro 2.1 Rango de frecuencias en EEG y ECoG	10
Cuadro 3.1 Acciones del bus I2C.....	29
Cuadro 3.2 Cuadro resumen de la configuración de los esclavos I2C.....	31
Cuadro 3.3 Requerimientos para selección del módulo RF interno y externo.....	33
Cuadro 3.4 Opciones para la selección del módulo interno y externo.....	34
Cuadro 3.5 Formato de las tramas de enviadas por modulo interno y externo.....	37



implantado de medición de señales cerebrales en mamíferos superiores hacia una estación principal para su procesamiento. El sistema incluye una etapa digital dedicada a la adquisición de señales cerebrales, proveer robustez del sistema, reducir el consumo de potencia, y transmitir las mediciones hacia la estación principal.



CAPITULO 1

PROBLEMÁTICA EN LA LECTURA DE SEÑALES CEREBRALES

1.1 Marco Problemático

1.1.1 Cantidad de electrodos en la implantación

Se encuentra que en el desarrollo de proyectos que involucren la lectura de señales cerebrales, algunos proyectos que hacen uso de microcontroladores, utilizan el periférico de ADC interno. Esto hace que la cantidad de electrodos que se pueden implantar este limitada por la cantidad de canales con las que cuenta el ADC [4], [5].

1.1.2 Intervenciones quirúrgicas y uso de fármacos

Para el caso del monitoreo de las señales cerebrales usando métodos que requieran realizar una intervención quirúrgica, se tiene el problema que el animal está expuesto a la acción de fármacos por cada una de las veces que se desee monitorear su actividad cerebral, haciendo que su salud se vea afectada a largo plazo. Asimismo, se encuentran alteraciones en las mediciones realizadas cuando el animal se encuentra bajo la acción de anestesia, lo cual reduce la calidad de estas mediciones para estudios científicos [1].

1.1.3 Rango de movilidad del objeto de estudio

Tanto las técnicas invasivas como no invasivas, requieren que el animal o persona a analizar necesiten estar conectada físicamente a una estación principal de monitoreo a través de conectores adheridos al cuerpo durante todo el proceso de adquisición. Esto restringe la movilidad del animal y reduce el tiempo de medición ya que se le suele colocar en una silla fija interfiriendo con su actividad normal diaria, socialización, contacto familiar y bienestar. Esto hace imposible la medición de actividad cerebral durante el sueño, por ejemplo. En otros casos se suele adherir al animal el elemento de medición a través de una mochila lo cual también interfiere con su comodidad. Esto puede producir alteraciones en su ritmo cardiaco, presión

sanguínea, temperatura corporal, entre otros, produciendo alteraciones en las mediciones realizadas [6].

1.1.4 Riesgo por intervención quirúrgica

Para el caso del Electrocorticograma (ECoG), se requiere realizar una intervención quirúrgica para la colocación de los electrodos en la superficie del córtex. Por lo general se coloca un conector adecuado para aplicaciones biomédicas que se conecta, en un extremo con los electrodos implantados, y en el otro extremo con la toma central de datos. El conector utilizado es colocado en la superficie del cuero cabelludo para poder tener un acceso rápido hacia él. Sin embargo, debe mantener contacto con los electrodos internos lo cual implica la posibilidad de desarrollar infecciones producto de los procedimientos hechos en su implantación [1]. Es así, que el sistema desarrollado evita el uso de conectores alámbricos a través de la transmisión inalámbrica de las señales medidas.

1.2 Hipótesis

El sistema implantado de medición, el cual cuenta con etapas definidas para la adquisición y transmisión inalámbrica de señales neuronales, logrará la visión de una amplia zona encefálica sin interferir con las actividades cotidianas del paciente. Esto ayudará al desarrollo de las investigaciones en neurociencias, como por ejemplo, el encontrar relaciones entre las acciones psicológicas y reacciones fisiológicas generadas ante estímulos externos con el objetivo de lograr un mejor entendimiento del funcionamiento del cerebro.

1.3 Objetivos de trabajo

1.3.1 Objetivo Principal

El objetivo principal de la presente tesis, es el diseño e implementación de una interfaz de comunicación inalámbrica de bajo consumo para un ECoG de implante, aplicado en mamíferos superiores. Su desarrollo implica la lectura de las señales cerebrales, a través de un arreglo de 6 electrodos, transmisión a través del protocolo

I2C hacia el módulo de radiofrecuencia interna al animal (maestro). Este módulo genera los paquetes de transmisión y los envía hacia el modulo RF externo al animal, el cual se encarga de transferir los datos a una computadora para graficarlos usando el software Matlab. Se procede con la selección del controlador adecuado para reducir el consumo de potencia, proporcionar robustez al sistema a través de un temporizador capaz de reiniciar el software ante fallas, conocido como *WatchDog timer* (WDT por sus siglas en ingles), desarrollo de un protocolo de sincronización entre el modulo interno y externo de radiofrecuencia, diseño de una tarjeta de radio digital a 2.4Ghz y por último, el desarrollo de pruebas y mediciones de los resultados obtenidos.

1.3.2 Objetivos Secundarios

Transmitir los datos adquiridos de los 6 electrodos implantados, por medio de una tarjeta de radio digital, que trabaja a 2.4 GHz hacia la estación principal y desarrollar el protocolo de sincronización con la misma.

- Desarrollar el protocolo de comunicación I2C para la lectura de los 6 canales (esclavos) por parte del controlador principal (maestro).
- Administrar el consumo de potencia del sistema, mediante el uso de los modos de baja potencia del controlador.
- Programación de un temporizador que sea capaz de reiniciar el sistema por software (WDT por sus siglas en inglés) para proveer robustez del sistema.
- Diseño de una tarjeta digital a 2.4Ghz de dimensiones reducidas para la comunicación con la estación principal.

CAPITULO 2

TECNOLOGÍA ACTUAL EN LA MEDICIÓN DE SEÑALES BIOLÓGICAS

2.1 Presentación del asunto de estudio

El sistema nervioso siempre ha sido motivo de estudio debido a su inherente relación con el comportamiento humano. El sistema nervioso central (SNC) que está conformado por el encéfalo, la medula espinal y terminaciones nerviosas, se encarga del procesamiento de toda la información percibida por el ser humano a través del entorno. El encéfalo es la fracción más prominente de este sistema y es aquí donde se encuentra localizado el cerebro, el órgano más importante para el almacenamiento y procesamiento de la información.

Dos de los métodos usados para el estudio de la actividad cerebral son: el electroencefalograma (EEG) y el electrocorticograma (ECoG). [7]. El estado del arte con respecto a estos 2 métodos, sus formas de implementación, diferentes proyectos encontrados en los cuales se haya realizado implantaciones médicas, y definiciones pertinentes para el entendimiento de los siguientes capítulos son presentados a continuación.

2.2 Importancia de la neurociencia

La neurociencia se encarga del estudio de las formas de organización de los sistemas nerviosos basándose en herramientas analíticas de la genética, biología, anatomía y fisiología de los sistemas, la biología conductual y psicología, para realizar estudios de la conducta [8]. El desafío principal para un estudiante de neurociencias es el conocimiento diverso derivado de estos distintos niveles de análisis en un conocimiento más o menos coherente de la estructura y función encefálica [8].

Las principales células cerebrales son las neuronas y las glías. Estas dos células son la base para la formación de todo circuito neural, que son a su vez, componentes primarios de los sistemas nerviosos que procesan tipos específicos de información.

Estos sistemas neurales tienen una ubicación específica en el encéfalo y cumplen por lo general 3 funciones:

- Los sistemas sensitivos, presentan la información acerca del estado del organismo y de su entorno [8].
- Los sistemas motores, organizan y generan acciones [8].
- Los sistemas asociativos, vinculan los aspectos sensitivos y motores del sistema nervioso y aportan las bases para las funciones de orden superior, como la percepción, la atención, la cognición, las emociones, el pensamiento racional y otras funciones encefálicas complejas [8].

2.3 Estructura del Cerebro Humano y Sinapsis

El cerebro es el órgano dedicado, entre otras acciones, al procesamiento y almacenamiento de la información recibida del estado tanto interno del organismo como del externo. Se encuentra localizado en el encéfalo y es el órgano constituyente principal del Sistema Nervioso Central. Tanto en la superficie como en el volumen que posee, se encuentran las células cerebrales ya mencionadas: neuronas y glías [8]. Su superficie no es de naturaleza lisa, por el contrario es rugosa debido a que presenta surcos los cuales cumplen la función de aumentar el área superficial total del cerebro y con esto la concentración de células cerebrales en el córtex [8].

Sin embargo, solo las neuronas son las células que realizan actividades de comunicación entre ellas mientras que las glías son las encargadas de ayudar a las primeras a poder realizar esta comunicación. Esta interacción es llamada sinapsis, fue propuesta por Sherrington y es actualmente la teoría más aceptada para la explicación de la comunicación entre neuronas [8].

Aunque existen muchos tipos de sinapsis en el interior del encéfalo, estas pueden dividirse en dos clases generales: sinapsis eléctricas y sinapsis químicas, las cuales difieren fundamentalmente en sus mecanismos de transmisión. La neurona que origina la corriente es llamada elemento presináptico y la neurona a la cual

fluye esta corriente es llamada postsináptica. En las sinapsis eléctricas, las uniones en brecha entre las membranas presinápticas y postsinápticas permiten que la corriente fluya pasivamente a través de canales intercelulares de una célula hacia otra. En las sinapsis químicas no hay continuidad intercelular; por tanto, no hay flujo directo de corriente desde la célula presináptica a la célula postsináptica. La característica clave de esta sinapsis es la presencia de pequeños orgánulos limitados por membranas llamadas vesículas sinápticas en el interior de la terminación presináptica. Estos orgánulos esféricos están llenos de uno o más neurotransmisores, las señales químicas secretadas desde la neurona presináptica, y son estos agentes químicos que actúan como mensajeros entre las neuronas comunicantes los que proporcionan su nombre a este tipo de sinapsis [8].

2.4 Generación de impulsos eléctricos

Desde el cuerpo celular de una neurona brotan hasta diez mil o más prolongaciones llamadas dendritas, cada una de las cuales puede recibir mensajes de muchas otras. Estas ramificaciones reciben información, pero además, cada célula nerviosa emite una prolongación, a veces considerablemente larga, llamada axón, que lleva los estímulos a otras células nerviosas o a los músculos [9].

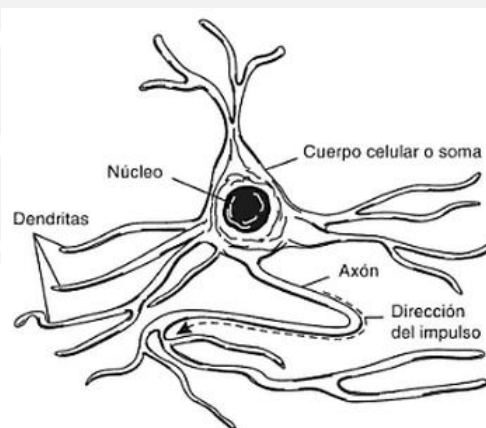


Figura 2.1 Estructura de una neurona [9]

Una característica importante y muy interesante es la sincronización de las neuronas para la medición de actividad eléctrica. Esto es, que las neuronas aporten características eléctricas semejantes cuando se produce un proceso sensorial motor o cognitivo para que la fidelidad de la señal medida sea la más adecuada y uniforme. [10].

2.5 Procedimientos para la medición de actividad neuronal

Para la medición de las señales cerebrales se cuenta con diferentes técnicas. A continuación se desarrollan dos de estas.

2.5.1 Electroencefalograma

Es un método no invasivo que consta en la ubicación de electrodos en la superficie del cuero cabelludo del paciente. Estos electrodos están adheridos a un gorro ya que para obtener una buena medición se requiere que se mantengan estáticos. Sin embargo, los electrodos también pueden variar su posición debido a las diferencias en tamaño y forma de la cabeza del paciente [7].

Debido a que las mediciones se realizan en la superficie del cuero cabelludo, el aislamiento de la piel, el cráneo y los demás tejidos, ocasionan que las señales medidas se encuentran en el orden de los microvoltios (μV), desde 5 hasta 300 μV [11]. El ancho de banda presente en estas mediciones se encuentra en el rango de 0 a 100 Hz debido a que el aislamiento producido por el cuero cabelludo ya que este actúa como un filtro pasabajos [12]. Debido a que tiene una resolución espacial en el orden de los 10 cm^2 , se disminuye la cantidad de electrodos que pueden ser colocados así como la precisión que se necesita para mediciones muy particulares concentradas en una zona.

2.5.2 Electroencefalograma

En esta técnica, la implantación de los electrodos quirúrgicos se realiza en la superficie del cerebro (córtex) mediante una craneotomía. Debido a que el sistema está colocado debajo de los huesos del cráneo, se evita la atenuación de las mediciones producto de las diferentes capas que se encuentran entre el cráneo y el cuero cabelludo. Estas mismas capas aíslan las mediciones de fuentes de ruido eléctrico como lo son las actividades musculares (EMG) y movimientos oculares (EOG) resultando en una disminución del efecto de estas fuentes de ruido [12].

Las señales medidas se encuentran en el orden de los milivoltios (mV) ya que son tomados directamente de la corteza cerebral. El ancho de banda en este método llega

desde 0 a 200 Hz [13]. Este ancho de banda es mayor que el que se tiene en el EEG ya que no está sujeto a las atenuaciones que este tiene. Tiene una resolución espacial de 5 mm^2 por lo cual permite una gran densidad de electrodos colocados en los orígenes de las señales medidas siendo así, más preciso [12].

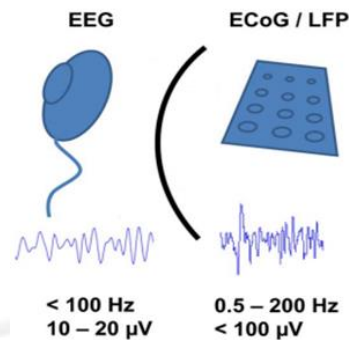


Figura 2.2 Diferencia entre mediciones realizadas por EEG y ECoG (imagen modificada) [13]

Las frecuencias más importantes utilizadas en los EEG y ECoG son [13]:

Cuadro 2.1 Rango de frecuencias en EEG y ECoG

Señal	Frecuencia
Alfa	8-12Hz
Beta	18-26Hz
Gamma Baja	18-26Hz
Gamma Alta	70-100Hz

Los cambios de potencia en las señales gamma alta durante actividades motoras, especialmente para frecuencias por encima de los 70Hz, juegan un importante rol en el mapeo del funcionamiento cortical y control de señales para aplicaciones en interfaces computadora cerebro (BCI por sus siglas en ingles). Muchos estudios de la actividad gamma alta han usado ECoG debido a su alta calidad espacial para la localización de señales [14]. Este rango de frecuencias es utilizado para experimentos en animales. Un ejemplo de esto es el estudio en conejos donde señales almacenadas eran filtradas previamente a una frecuencia de 100Hz [15].

2.6 Microcontroladores en aplicaciones médicas de implante

Los Microcontroladores proporcionan una correcta combinación de costo, facilidad en programación, desempeño y, lo más importante, consumo de potencia necesarios para el desarrollo de equipos médicos de implante. [16]. Sin embargo, el uso de microcontroladores no es la única alternativa para el desarrollo de equipos de medición de señales biológicas ya que se encuentran, por ejemplo, desarrollos basados en ASIC para la implementación completa de un EEG [17]. A continuación se pasara a presentar tres casos del uso de microcontroladores en aplicaciones médicas.

2.6.1 Diseño de una Interfaz de comunicación entre el cerebro y una computadora basado en el uso de un Electroencefalograma (EEG) [18]

Se trata de un sistema interfaz cerebro maquina (BCI), que fue implementado para la adquisición y procesamiento de señales basadas en la actividad de un electroencefalograma. Esta actividad es medida a partir de 2 electrodos de superficie y las señales fuente del sistema son las de ritmos μ y β . El principal objetivo de este sistema fue la adquisición, filtrado, análisis y clasificación de patrones de imágenes motoras en una de dos clases: a primera referida a imágenes producidas por el movimiento de la mano derecha, y la segunda, a la mano izquierda.

Con este objetivo, lo primero que se implemento fue un circuito electrónico que detectara, amplificara, filtrara y digitalizara las señales cerebrales. Luego, para el procedimiento de la extracción, se usaron 2 métodos: la transformada de Wavelet y la transformada de Fourier. Ya que los Microcontroladores son un ejemplo de los circuitos integrados más usados en lo que respecta a implantaciones médicas, debido a su bajo consumo, la etapa de digitalización fue implementada con el Microcontrolador MSP430 de la marca Texas Instruments.

2.6.2 Dispositivo portable para ECG basado en el MSP430 [19]

En este caso se trata de un sistema portable basado en el uso de microcontroladores, el cual puede monitorear las señales cardiacas y analizar si hay presencia de arritmia

o no [19]. En el mercado los electrocardiogramas son encontrados en los hospitales ya que es muy costoso como para que una persona o familia lo pueda adquirir. La medición de las señales se realiza por medio de la colocación de un electrodo alojado sobre la piel en la parte superior del pecho.

Se cuenta con 2 microcontroladores: uno para el sistema principal y otro para las subestación. El primero es el MSP430F149 y tiene un consumo de 1.2mW@ 3 Volt. Este microcontrolador fue escogido debido a su bajo consumo y a los 60KB y 2KB de memoria FLASH y RAM respectivamente. El segundo es el MSP430F4270 el cual no dispone de módulo I2C. Se utilizaron los 16 canales ADC que posee limitando indirectamente la cantidad de electrodos a usar [20]. Por ultimo los resultados obtenidos fueron satisfactorios cuando se compararon con la base de datos del MIT/ BIH.

2.6.3 Grabador inalámbrico de señales biomédicas basado en el uso de microcontroladores. [21]

Este otro caso es del diseño de un sistema multicanal para el almacenamiento de señales biomédicas de manera inalámbrica provenientes de un canal de Electrocardiograma y dos canales de Electromiograma con el objetivo de analizar pacientes con ansiedad.

Para la implementación de este sistema se usó un rPIC12F675F. Este microcontrolador cuenta con un módulo de radiofrecuencia incorporado (*built-in*) que usa el tipo de modulación analógica ASK/FSK y 4 canales, sin embargo, no cuenta con un módulo de I2C. A pesar de que las señales de transmisión y recepción del MCU están limitadas a 40 Kbits por segundo, esta es la adecuada para la mayoría de señales biomédicas las cuales son de baja frecuencia. Para requerimientos de un mayor ancho de banda, una arquitectura paralela o un circuito integrado de alto desempeño podría ser usado, [21] [22].

2.7 Antenas para comunicaciones inalámbricas

Las comunicaciones inalámbricas se realizan a través del uso de antenas. Debido al

tipo de aplicación que se va a desarrollar pasaremos a presentar una tipificación de las antenas fabricadas mediante el dibujo de pistas sobre un PCB.

2.7.1 *Microstrip*

Para este caso las líneas de transmisión tienen un ancho de pista fijo y se encuentran en la capa superior de la tarjeta la cual se encuentra inmediatamente seguida de un plano de tierra en la capa inferior. El ancho del pista, el espesor del dieléctrico y tipo de dieléctrico determinan las características de impedancia [23]. A continuación se muestra un corte transversal hecho a este tipo de antena:

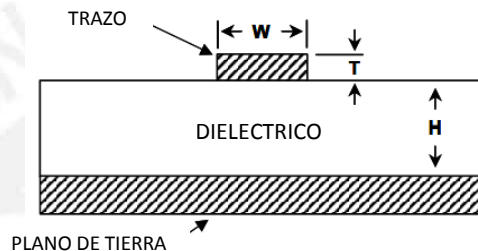


Figura 2.3 Corte transversal de una antena tipo *microstrip* (imagen modificada) [24]

En donde H representa el espesor de sustrato; T , la altura de la pista de cobre; W , el ancho de la pista de cobre y ϵ_r , el coeficiente dieléctrico del sustrato.

Para diseños prácticos usando el dieléctrico FR-4 y trabajando sobre la banda de frecuencias ISM (2.4Ghz, 915 y 868Mhz), un ratio de 2:1 entre el ancho de la pista respecto del espesor del dieléctrico produce una impedancia de aproximadamente $50Z_0$. Esta regla se puede usar para sobrellevar limitaciones en las dimensiones de PCB y puede ser verificado por software [21].

2.7.2 *Stripline*

Este diseño consta de una línea de transmisión delgada entre un plano de tierra y/o uno adicional de alimentación, los cuales están separados de la línea interior de transmisión por medio de sustrato constituido de material dieléctrico. Cuando la separación de la línea de transmisión es equitativa hacia los dos planos, se dice que es

una *stripline* simétrica. A continuación se presenta un corte transversal de este tipo de antena [24]:

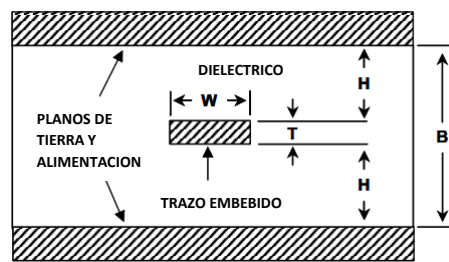


Figura 2.4 Corte transversal de una antena tipo *stripline* (imagen modificada) [24]

Para poder lograr una impedancia de $Z_0=50$ en un sustrato con un $\epsilon_r = 4$, se debe hacer B múltiplo de W en el rango de 2 a 2.2 veces [24].

Los caminos de las corrientes de retorno para las líneas de transmisión de altas frecuencias están colocados directamente encima y debajo del trazo de señal en los planos de tierra y/o alimentación. Esto logra que la señal de alta frecuencia este contenida enteramente dentro del PCB, minimizando emisiones y una protección natural ante señales de ruido externas [24]. Sin embargo, debido a las buenas prestaciones que posee, su proceso de fabricación es más complicado que el microstrip [25]. Los principales inconvenientes de esta técnica son: en caso de usar dos planos de tierra esto deben estar colocados la más cerca posible entre sí, la requisición de vías para la conexión entre los dos planos y el poco acceso que tienen los componentes de montaje hacia las líneas de transmisión colocados internamente entre las 2 capas [26].

2.8 Protocolos para comunicaciones digitales inalámbricas

La transmisión inalámbrica se realiza de una forma no guiada, por lo cual no necesita de un medio cableado. Esta transmisión usa la energía electromagnética en el rango de radio frecuencias y tiene alta inmunidad ya que puede a travesar grandes distancias y penetrar edificaciones.

Las regulaciones en el espectro radial se originaron en la Conferencia Internacional de Radio en el año 1947 que fue desarrollada en Atlantic City. Esta regulación

estableció algunas bandas de frecuencias para uso en aplicaciones que no estén relacionadas con las telecomunicaciones. Estas bandas fueron llamadas ISM y estaban dedicadas al uso industrial, científico y médico a través de licencias [27].

Cabe resaltar que estas bandas ISM no eran de uso civil ya que para poder operar en ellas se debían acceder a permisos para la obtención de la licencia. No es hasta 1985 en donde producto de la autorización de la FCC para el uso de la técnica de espectro disperso en aplicaciones civiles no gubernamentales, las bandas ISM ya no requieren licencia para ser usadas [27]. Las bandas ISM asignadas se muestran a continuación:

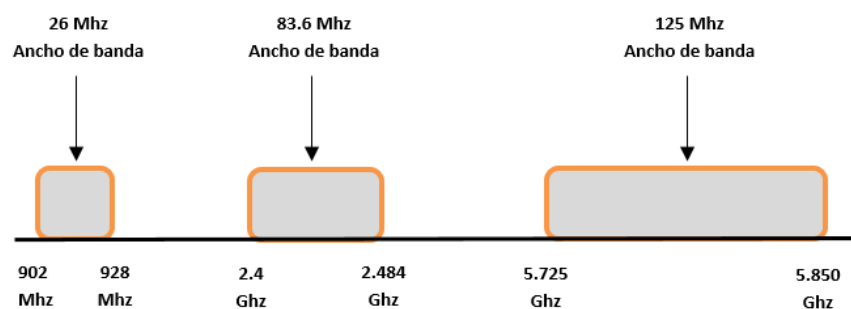


Figura 2.5 Bandas ISM de uso libre

Dentro de las bandas de uso sin licencia se encuentra la conocida banda de 2,4 Ghz. Esta es una de las frecuencias ISM utilizadas posteriormente por los grupos de trabajo 802 de la IEEE para el desarrollo de nuevos protocolos de comunicación inalámbrica en redes locales (WLAN).

2.8.1 Modelo TCP/IP

Para proporcionar una estructura en el diseño de los protocolos de red, los diseñadores organizaron las comunicaciones a través de capas:

- Capa de aplicación
- Capa de Transporte
- Capa de Red
- Capa de Enlace
- Capa Física

Las capas pertinentes para nuestro estudio son las capas de red, capa de enlace y capa física por lo que solo haremos referencia a estas.

La capa de red permite la fragmentación, enrutamiento y reporte de errores de los datagramas. Estas funciones son desarrolladas por los *routers* y permiten la comunicación entre un *host* y miembros de su propia red o una externa [28]. Para que los datagramas de la capa de red puedan ser transmitidos desde la fuente hasta el destino, este debe ser transmitido a través de diversos enlaces punto a punto entre *hosts* que se encuentren en el camino. La capa de enlace se encarga de realizar estas transmisiones a través de tramas dentro de las cuales se encuentran los datagramas. Mientras que el trabajo de la capa de enlace consta en la transmisión de tramas desde un nodo hacia otro adyacente, el trabajo de la capa física es la transmisión individual de los bits que están presentes en la trama [28]. El protocolo en la capa física dependerá del medio de transmisión que se esté usando.

El grupo de trabajo 802 de la IEEE ha desarrollado protocolos que establecen las características de las capas de enlace y física para las comunicaciones inalámbricas. A continuación se mostrara los más importantes.

2.8.2 IEEE 802.15.6

Las redes de área corporal (BAN por sus siglas en inglés) son redes inalámbricas usadas para la comunicación entre sensores operando en, dentro o en la proximidad del cuerpo humano con el objetivo de monitorear parámetros vitales del cuerpo y movimientos [29]. Un sensor típico en una BAN debe asegurar mediciones precisas de las señales corporales y transmitir las hacia una unidad de procesamiento local. Reconociendo el gran mercado y los rápidos avances tecnológicos en este sector, el Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE por sus siglas en inglés) está desarrollando el protocolo IEEE 802.15.6 optimizado para dispositivos de bajo consumo y velocidades entre 10Kbps y 10Mbps [29].

Asumiendo que una BAN usa el protocolo de acceso por múltiple división de tiempo (TDMA) para establecer comunicación entre los controladores y sensores, no existirán transmisiones simultáneas, por tanto, no existirá interferencia entre nodos

de una misma BAN. Sin embargo, cuando más de una BAN se encuentran cerca una de la otra, pueden ocurrir interferencias debido a que no existe coordinación entre redes separadas [30].

Un típico ejemplo de una BAN es un paciente el cual tiene nodos adjuntos a la superficie de su cuerpo, o implantados dentro de los músculos. Estos sensores transmiten señales medidas por Electrocardiogramas, Electroencefalogramas, Electromiogramas y Electrooculogramas, entre otros, hacia una estación base desde donde las señales pueden ser enviadas hacia hospitales o clínicas a través de redes inalámbricas de área local (WLAN), redes de celulares o redes de teléfonos públicos [29].

2.8.3 IEEE 802.11 a/b/g

El protocolo 802.11a/b/g es usado en redes inalámbricas de área local (WLAN), las cuales son comúnmente usadas hoy en día para suministrar conectividad inalámbrica en las casas, oficinas, y algunos establecimientos comerciales. A lo largo de su historia, este protocolo ha pasado por sucesivas adaptaciones a las cuales se le identifican con las letras a, b, g y n.

2.8.4 IEEE 802.15.4

El protocolo IEEE 802.15.4 establece los criterios para las comunicaciones inalámbricas en redes personales con bajas tasas de transmisión (LR-WLAN). Este estándar es recomendable para desarrollos de redes inalámbricas de sensores ya que estas son de baja complejidad, pequeñas, de bajo costo, energizadas mediante baterías y con bajas velocidades de transmisión [31].

Este estándar solo establece los protocolos en la capa de enlace y física. Por tanto, si se desea añadir características adicionales, es recomendable trabajar sobre la base de estas especificaciones. El grupo de desarrollo ZigBee Alliance desarrollo el protocolo de comunicación de alto nivel para comunicación inalámbrica a bajo consumo llamado ZigBee. Este protocolo, que está basado en el estándar IEEE 802.15.4, estableció parámetros de comunicación a nivel de la capa de red lo cual

aumenta el consumo debido a la adición de una capa adicional (*headers y footers*), pero mejora las prestaciones para una aplicación a este nivel como lo son redes complejas de sensores a través de los diferentes tipos de topologías que establece el protocolo.

Algunas de las características que presenta el protocolo IEEE 802.15.4 son [31]:

- Selección del canal a utilizar dentro de las bandas de: 868-868.6 Mhz (Europa), 902-928 Mhz (Norte América) o 2400-2483.5 Mhz (en todo el mundo).
- CCA (*Clear channel assisment*) para CSMA-CA.
- ED dentro de los canales.
- LQI para paquetes recibidos.
- Calculo de CRC.
- Velocidad de transmisión: 20,40 o 250 Kbps, entre otras características.

Este protocolo establece los niveles de capa física y MAC para la comunicación. A continuación mostramos la trama MAC del protocolo:

Unidad de datos de la capa física (PPDU)			
Secuencia de preámbulo	SFD	Longitud de trama	Payload de capa Física
5 octetos cabecera de sincronización (SHR)		1 octeto (PHR)	Max 127 octetos Unidad de datos de la capa MAC (MPDU)

Unidades de datos de la capa MAC (MPDU)				
FCF	Numero de secuencia	Campos de direccionamiento	Payload de capa MAC	FCS
Cabecera MAC (MHR)			Unidad de datos de servicio de la capa MAC	(MFR)

Figura 2.6 Trama de capa MAC y física del protocolo IEEE 802.15.4

La cabecera de sincronización (SHR) es la encargada de identificar las tramas que pertenecen al protocolo IEEE 802.15.4 a través de una secuencia de preámbulo y un delimitador de inicio de trama (SFD). La secuencia y el delimitador son únicos e identifican a las tramas del protocolo usado. Una vez hecha la identificación, se envía

la longitud de trama la cual contiene la cantidad de bytes que se enviarán a continuación. El campo de control de trama (FCF), indica características como: tipo de trama, petición de ACK, modo de direccionamiento de destino y fuente, versión de trama, entre otras características. El número de secuencia es utilizado en tramas del tipo ACK. Los campos de direccionamiento indican las direcciones y PAN ID, de la fuente y del destino. Es preciso explicar el contenido de la trama de este protocolo ya que servirá como referencia para su uso en la sección 3.3.2.

La siguiente tabla se muestra una comparación entre las especificaciones IEEE 802.15.4, IEEE 802.15.1 y 802.11, las cuales también hacen uso de la banda de 2.4Ghz.

Estándar	Bluetooth	ZigBee	WiFi
Especificación IEEE	802.15.1	802.15.4	802.11a/b/g
Banda de frecuencia	2.4Ghz	868/915 Mhz; 2.4Ghz	2.4Ghz; 5Ghz
Máxima Velocidad	1 Mbps	250Kbps	54 Mbps
Rango nominal	10m	10-100m	100m
Potencia TX nominal	0-10 dBm	(-25) - 0 dBm	15- 20 dBm
Número de canales	79	1/10 ; 16	14(2.4Ghz)
Ancho de banda de canal	1Mhz	0.3/0.6 Mhz ; 2Mhz	22 Mhz
Dispersión	FHSS	DSSS	DSSS,CCK,OFDM

Figura 2.7 Tabla comparativa de algunos protocolos inalámbricos (cuadro modificado) [32]

De esta tabla se puede resaltar que el 802.11 tiene un mayor consumo de potencia que 802.15.1 y 802.15.4 debido a su tipo de aplicación. Esto hace que esta opción no sea la más adecuada para el tipo de aplicación que se desea realizar en este trabajo, a pesar que tiene la mayor velocidad de transmisión.

El protocolo IEEE 802.15.4 tiene la menor potencia de transmisión y maneja velocidades más bajas que las otras 2 opciones. En las redes de sensores inalámbricos no es necesario alcanzar altas velocidades de transmisión por lo que es mejor usar este protocolo.

Como se puede ver cada protocolo tiene características particulares que lo hacen más recomendable para ciertas aplicaciones. Analizar cuáles son los requisitos de diseño y encontrar el protocolo adecuado para cada aplicación es una parte importante en la construcción de una red.

Por último se muestra un cuadro resumen que relaciona la complejidad, consumo de potencia y velocidad de algunos de los protocolos antes mencionados.

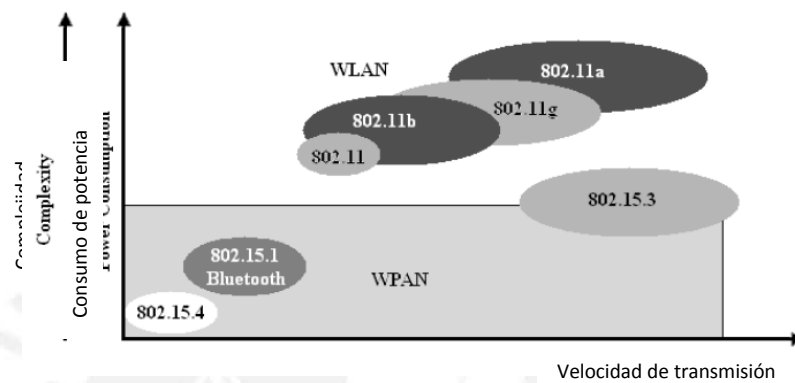


Figura 2.8 IEEE 802.15.4 dentro de los protocolos inalámbricos (imagen modificada) [33]

2.8.5 Coexistencia de protocolos a 2.4 Ghz

La banda ISM de 2.4Ghz es compartida por muchos protocolos tales como la IEEE 802.11b/g Wi-Fi, ZigBee, Bluetooth, Wireless USB, teléfonos inalámbricos, etc. Debido a la potencia de transmisión, el protocolo IEEE 802.15.4 es vulnerable a interferencias introducidas por estas tecnologías aunque esto no ocurre de forma contraria.

Para describir la coexistencia entre todas estas tecnologías, vamos a pasar a describirlas separadamente en términos de números de canales y ancho de banda para mostrar posteriormente criterios para permitir su operación simultánea.

El protocolo 802.15.4 hace uso de 16 canales en la banda de 2.4Ghz permitidas para su uso a nivel mundial. Cada banda tiene un ancho de 2 Mhz y una separación de 5Mhz [34].

El protocolo IEEE 802.11a/b/g hace uso de 14 canales en la banda de 2.4Ghz, donde cada canal tiene un ancho de banda de 22Mhz y al igual que el caso anterior, presenta una separación de canales de 5Mhz. La potencia de transmisión se encuentra alrededor de los 20dBm [34].

El protocolo 802.15.1, también conocido como bluetooth, es un estándar para transmisión de datos sobre distancias cortas usando la banda 2.4Ghz creado por Ericsson en 1994. A diferencia de los casos anteriores, este protocolo utiliza la tecnología llamada espectro disperso por saltos en frecuencia (FHSS). La data transmitida es dividida en paquetes y cada uno es transmitido por uno de los 79 canales siguiendo un patrón pseudoaleatorio. Cada canal tiene un ancho de 1Mhz [34].

Wireless USB, es un protocolo de comunicación creado por Wireless USB Promoter Group, el cual fue creado inicialmente como una opción inalámbrica para dispositivos de entrada en computadoras tales como ratones y teclados. Sin embargo, actualmente también es usado para redes de sensores pero requiere cargas recurrentes de baterías por la naturaleza de protocolo. Este protocolo utiliza DSSS en cada uno de los canales los cuales tienen un ancho de 1Mhz cada uno. Esto permite el uso de 79 canales, similar al Bluetooth, pero a diferencia de este Wireless USB permite cambiar el canal de transmisión (*frequency agility*), lo cual significa que es capaz de cambiar de canal de forma segura, en caso que este se encuentre muy saturado [34].

La coexistencia entre el IEEE 802.11 y el IEEE 802.15.4 se muestra en el grafico siguiente [34]:

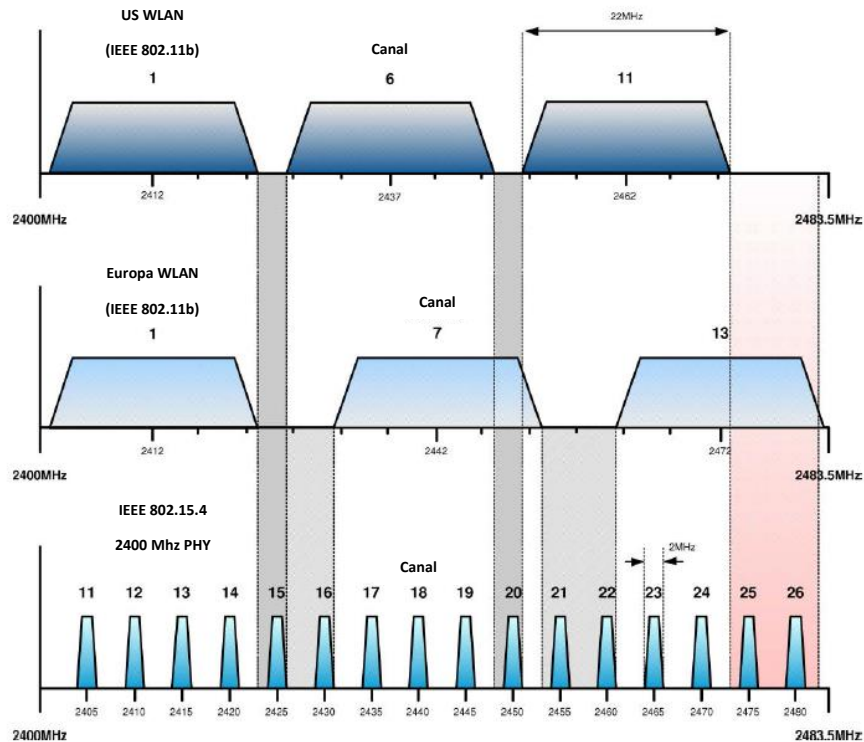


Figura 2.9 Coexistencia entre IEEE 802.15.4 y 802.11b a 2.4Ghz (imagen modificada) [34]

Las dos primeras graficas muestran las especificaciones con las que trabaja el protocolo IEEE 802.11b en US y Europa respectivamente. Para evitar interferencia entre canales propios del mismo IEEE 802.11, se les debe de tomar dejando un espacio de 5 canales entre ellos. Por ende, los canales tomados en América y Canadá son: 1, 6 y 11, como se muestra en la figura anterior. En este gráfico se puede observar que es posible una coexistencia entre estos protocolos cuando los canales usados por el protocolo IEEE 802.15.4 son el 15, 20, 25 y 26. Sin embargo, debido a que las configuraciones de nodos Wi-Fi muchas veces son hechas por personas que no tienen conocimiento técnico, superponen los canales que configuran haciendo que las pautas anteriormente mencionadas queden relegadas.

Las interferencias causadas por el IEEE 802.15.4 sobre el Wi-Fi son menores que las causadas por estas sobre las primeras debido a que el ancho de banda del IEEE 802.15.4 es de solo 2Mhz a comparación de los 22Mhz del protocolo Wi-Fi. Además del ancho de banda, las potencias de transmisión en productos IEEE 802.15.4 son comúnmente 0 dBm (1mW) lo que no es suficiente para interferir con los productos

Wi-Fi ya que esta potencia se encuentra muy por debajo de los 20dBm (100mW) del IEEE 802.11 [35].

Debido a que el protocolo Bluetooth utiliza la técnica de FHSS, presenta un ratio de saltos de 1600 veces por segundo lo cual hace que las interferencias con otros protocolos dentro de la banda en cuestión se presenten por tiempos de corta duración. Si un dispositivo Bluetooth transmite en la misma banda que uno que usa IEEE 802.15.4, este último esperará el tiempo de *back off* usado mientras que el bluetooth salta rápidamente hacia otra frecuencia, por ende Bluetooth usualmente no perturba transmisiones en esta banda [35].

Debido a que tanto el protocolo Wireless USB como el IEEE 802.15.4 poseen la habilidad de poder cambiar el canal de transmisión cuando el que se está usando se presenta muy congestionado, permite que pueda haber coexistencia con IEEE 802.15.4 [35].

Si bien todas estas son consideraciones para el diseño de una red inalámbrica, es recomendable realizar un análisis del espectro en todo el ancho de banda a 2.4Ghz para seleccionar la banda de uso más adecuada ya que existen aplicaciones que trabajan en un ancho de banda más grande que contiene al de 2.4Ghz.

CAPITULO 3

DESARROLLO DE LA ETAPA DIGITAL Y DE RADIOFRECUENCIA

3.1 Diagrama de Bloques de la solución propuesta

A continuación se explican los bloques principales de la solución que se propone en la presente tesis. La figura 3.1 muestra las interrelaciones entre los bloques del sistema y las etapas por la que atraviesa la señal medida hasta que es visualizada por una computadora.

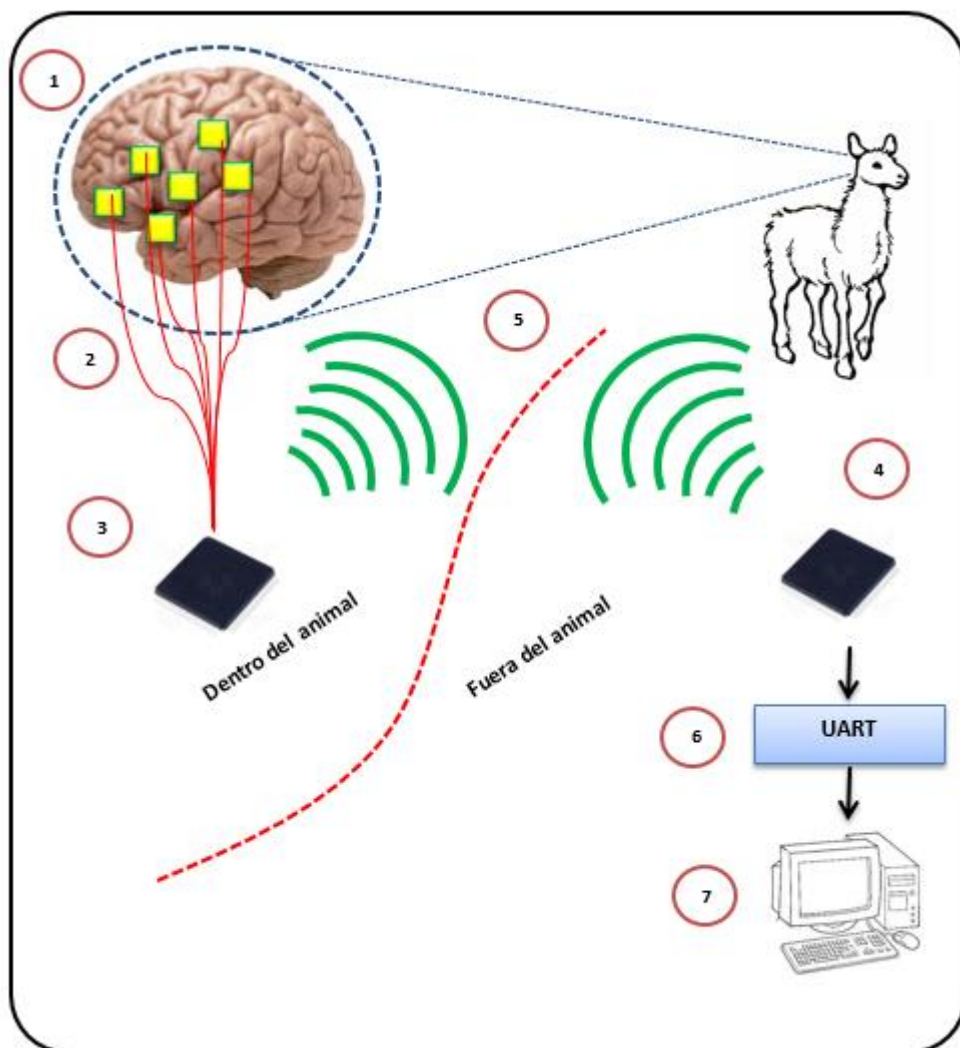


Figura 3.1 Diagrama de bloques de la solución

- 1.- Etapa de digitalización.
- 2.- Etapa de transmisión a través del protocolo I2C.
- 3.- Modulo RF interno.
- 4.- Modulo RF externo.
- 5.- Etapa de transmisión a través del protocolo de comunicación inalámbrica.
- 6.- Etapa de transmisión mediante UART (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter).
- 7.- Interfaz gráfica de usuario.

La presente tesis es parte de un proyecto el cual cuenta con tres etapas: una etapa de amplificación, una de digitalización y una de radiofrecuencia. Las dos primeras etapas no corresponden al objetivo de esta tesis, por lo que se asume que las digitalizaciones son transmitidas a través del protocolo I2C hacia la estación principal, siendo estos los parámetros de entrada del sistema desarrollado. Estas etapas son necesarias y no se encuentran desarrolladas, por lo que se procederá con su simulación a través del uso de potenciómetros. Como se explicó en el capítulo 2, las señales obtenidas a través del ECoG tienen un ancho de banda de 200Hz, pero las componentes más representativas se encuentran en el rango de los 100Hz [13]. Es por esto que se tomara como referencia que las señales son acondicionadas en las etapas anteriores a un voltaje en el rango de 0 a 3.3V y ancho de banda de 100 Hz. La primera etapa se encarga de la digitalización de estas señales mediante el uso de microcontroladores. Las señales ya digitalizadas por cada uno de los 6 MCU (esclavos), son enviadas a través del protocolo I2C hacia el módulo de RF interno del animal (maestro) el cual transmite inalámbricamente los datos hacia el módulo externo de RF. Por último, este módulo envía los datos hacia una computadora mediante el UART para su visualización en una interfaz gráfica.

Es pertinente seleccionar la frecuencia de muestro del sistema antes de explicar todos los bloques en las secciones posteriores. Debido a que las señales de entrada se encuentran en el rango de 0 a 100 Hz, hacemos uso del teorema de Nyquist para el cálculo de la frecuencia y periodo de muestreo:

$$Fs = 2 * Fmax \text{ de la señal} = 2 * 100Hz = 200Hz$$

$$Ts = \frac{1}{F \text{ de muestreo}}$$

$$Ts = \frac{1}{200 \text{ Hz}} = 5 \text{ ms}$$

Se tiene, entonces, un tiempo de 5ms para realizar el muestro de los 6 canales. Ya habiendo seleccionado el periodo de muestreo, se pasará a describir la etapa digital, la etapa de radiofrecuencia, la transmisión por UART hacia una computadora y visualización de las señales.

3.2 Etapa Digital

Esta etapa incluye el desarrollo de la digitalización y transmisión por I2C de las señales cerebrales adquiridas.

3.2.1 Etapa de Digitalización de señales cerebrales

La selección, configuración y lógica de programación de esta etapa son presentadas a continuación.

3.2.1.1 Selección del controlador y configuración del ADC

Esta etapa recibe la petición de digitalización a través del canal I2C por parte del maestro, realiza la conversión a 8 bits, y transmite el valor digitalizado de vuelta hacia el mismo. Solo se cuenta con 5ms para la lectura y digitalización de los 6 canales, por lo que estas tareas se deben realizar rápidamente. El poder disminuir el tiempo desde el momento en que las lecturas son solicitadas por el maestro hasta que son enviadas hacia él, permite aumentar la cantidad de canales que pueden ser leídos dentro de los 5 ms.

Debido a que el microcontrolador necesario para esta etapa solo necesita contar con módulos de I2C y ADC, la familia ATtiny de marca Atmel es la más adecuada para

su implementación. Sin embargo, debido a la facilidad de disponibilidad y dominio de programación, se realizará la programación en el microcontrolador Atmega8.

El protocolo I2C indica que la frecuencia de SCL está definida por el master y que para su configuración no interviene la F_{CPU} del esclavo directamente. Sin embargo, para evitar que éste último trabaje a un velocidad demasiado lenta a comparación del master, se debe escoger una frecuencia de funcionamiento del esclavo (Atmega8) por lo menos 16 veces mayor a SCL por recomendación del fabricante. Como se indicara posteriormente, la línea SCL funcionara a su frecuencia máxima de 400Khz, por lo que se decide configurar estos MCU a 8Mhz. Es importante recalcar esta frecuencia de operación ya que interviene directamente en la configuración del ADC del microcontrolador. De acuerdo a la hoja de datos del fabricante el ADC puede trabajar entre 50 Khz y 200 Khz, y además, si es requerida una resolución menor a 10 bits (se necesitan solo 8 bits), se puede escoger velocidades mayores a 200Khz. Se elige, entonces, una velocidad de 200Khz para el ADC usando el puerto ADC0 en cada uno de los microcontroladores. El tiempo promedio de conversión es de $13 t_{ADC}$ por lo que podemos obtener el tiempo de conversión aproximado de la siguiente forma:

$$Tiempo\ de\ conversion = \frac{1 * (13)}{200\ Khz} = 65\ us$$

El ADC está optimizado para digitalizar voltajes con una resistencia de 10k Ω o menor ya que el condensador de muestreo y mantenimiento (S/H) junto con la resistencia de la fuente actúan como un circuito RC. Aumentar el valor de R, incrementa el tiempo necesario para que el condensador se cargue provocando resultados equivocados en la digitalización.

3.2.1.2 Lógica de programación de la etapa de digitalización

El diagrama de flujo implementando en cada uno de los 6 esclavos es mostrado a continuación:

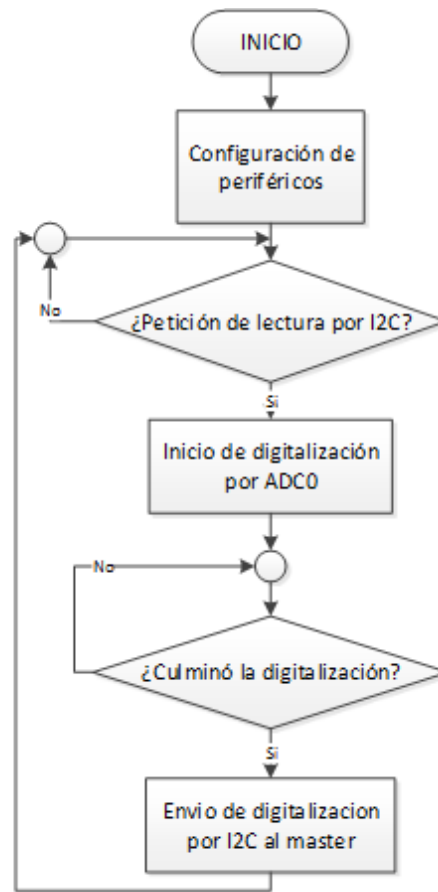


Figura 3.2 Diagrama de flujo de cada uno de los electrodos

3.2.2 Implementación del protocolo I2C

El funcionamiento del protocolo I2C se basa en el uso de 2 líneas de transmisión para realizar la intercomunicación entre 2 o más dispositivos terminales llamados esclavos, y uno o más dispositivos principales llamados maestros. Tanto el esclavo como el maestro pueden transmitir o recibir dependiendo del modo en el que se realiza la comunicación. Existen dos acciones principales que se pueden realizar en este protocolo:

Cuadro 3.1 Acciones del bus I2C

Acción	Función del Maestro	Función del Esclavo
Lectura de bytes	Receptor	Transmisor
Escritura de bytes	Transmisor	Receptor

Debido a que las peticiones de lectura son hechas por el maestro, y es el esclavo el que las transmite de vuelta, los microcontroladores Atmega8, que realizan la digitalización en la etapa anterior (Sección 3.2.1), cumplirán también la función de nodos esclavos, y el módulo de RF interno cumplirá también la función de maestro.

Como primera parte del protocolo de comunicación el maestro envía un START, seguidamente selecciona al esclavo del cual desea realizar una lectura o una escritura a través del envío de su dirección (ADR + W/R), la cual es única para cada esclavo. Para el desarrollo de la tesis solo se necesita realizar la lectura de los esclavos, por tanto, profundizaremos solo en esta actividad. El maestro envía la dirección del esclavo con el cual se quiere comunicar y luego espera recibir el bit de reconocimiento por parte del mismo. Si el esclavo se encuentra en el bus, envía un bit de ACK al maestro, después, envía la data (o los datos) que se solicitan y espera un bit de reconocimiento (ACK) por parte del maestro. Si el maestro envía el ACK, el esclavo entiende que la comunicación debe seguir; sin embargo, si envía un bit de no reconocimiento (NACK), el esclavo entenderá que el maestro va a terminar la comunicación. Por último, el maestro puede enviar un bit de STOP para terminar la comunicación y perder el control sobre el bus, o puede enviar un RESTART indicando que desea realizar una escritura sobre el esclavo anteriormente utilizado o iniciar el intercambio de datos con un nuevo esclavo, sin perder en control del bus.

Para el desarrollo de la tesis se usa el comando STOP ya que el bus solo presenta un maestro y este no tiene que competir con otros maestros por el control del bus.

El siguiente grafico muestra los comandos utilizados en el desarrollo del protocolo para el presente proyecto.

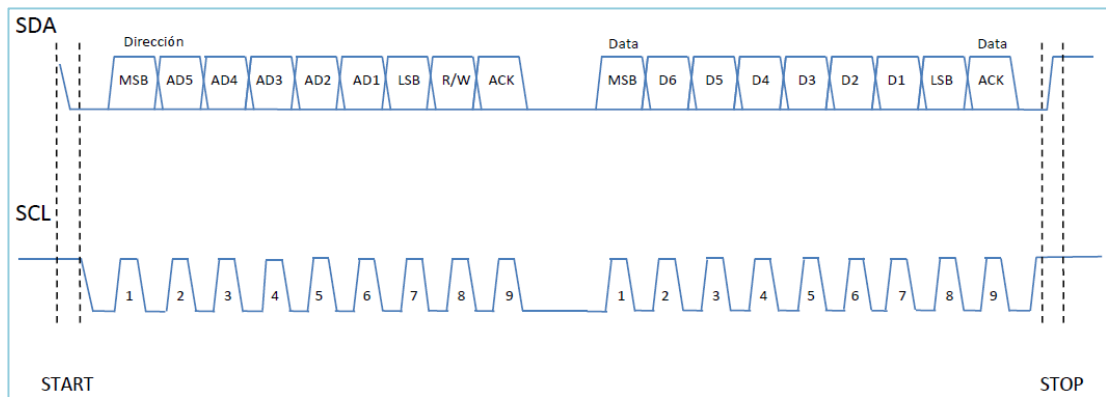


Figura 3.3 Tramas en líneas SDA y SCL del protocolo I2C

Como se puede observar la línea SCL determina el instante de tiempo en el cual es leída la línea SDA; por lo que, la velocidad de transmisión depende de F_{SCL} . En la gráfica también se puede observar que para la lectura de un byte de cualquier esclavo son necesarios 18 periodos de reloj del SCL. Como se van a usar 6 canales de medición, la duración de la lectura de los 6 canales, sumado a el tiempo de digitalización, debe ser menor que el periodo de muestro para evitar la pérdida de muestras.

Es así que se selecciona una frecuencia de 400Khz para SCL, la cual es la máxima frecuencia de operación del módulo I2C en el microcontrolador seleccionado como maestro. Un mayor detalle de los criterios de selección de este MCU será explicado en la sección 3.3.1.

Se calcula el periodo de SCL de la siguiente forma:

$$T_{scl} = \frac{1}{400Khz} = 2.5 \text{ us}$$

Se necesitan 18 T_{SCL} para la lectura de un canal:

$$T_{\text{canal}} = T_{scl} * 18 = 2.5us * 18 = 45us$$

$$T_{6 \text{ canales}} = 45us * 6 = 270 \text{ us}$$

$$T_{6 \text{ canales}} < 5ms$$

Debido a que el tiempo de lectura es menor al tiempo de muestro para los 6 canales, no se encontraran pérdidas de entre muestreos. La siguiente tabla muestra un resumen de la configuración de los MCU esclavos:

Cuadro 3.2 Cuadro resumen de la configuración de los esclavos I2C

Electrodo	Microcontrolador	F _{CPU}	Dirección de esclavo (I2C)
Electrodo 1	Atmega8	8Mhz	0x01
Electrodo 2	Atmega8	8Mhz	0x02
Electrodo 3	Atmega8	8Mhz	0x03
Electrodo 4	Atmega8	8Mhz	0x04
Electrodo 5	Atmega8	8Mhz	0x05
Electrodo 6	Atmega8	8Mhz	0x06

3.2.2.1 Estiramiento de periodo de Reloj (*Clock Stretching*)

Si bien los periodos de SCL son controlados por el master e iguales a 2.5us, y los esclavos tiene la capacidad de recibir bytes de datos por rápidos periodos de tiempo, a veces necesitan más tiempo para almacenar el byte recibido o para preparar otro byte a transmitir. Los esclavos pueden mantener el periodo en baja del SCL luego de la recepción de un byte y su respectivo ACK con el objetivo de forzar al maestro a ingresar en un estado de espera hasta que el esclavo esté listo para la siguiente transferencia. Esto se puede realizar debido a que el protocolo especifica que los pines SCL y SDA son de colector abierto o drenador abierto, generando una función AND entre todas las SCL y todas las SDA de los dispositivos presentes en el bus.

Debido a que la señal es mantenida en baja por el esclavo, la frecuencia de SCL disminuye haciendo que el periodo efectivo del SCL aumente. Tendremos en cuenta este aumento en el periodo del bus I2C para la etapa de pruebas.

3.3 Etapa de Radiofrecuencia

Esta etapa incluye la selección y configuración del protocolo de comunicación inalámbrica, módulo de radiofrecuencia interno y externo, y desarrollo del diagrama de flujo de los programas principales dentro de los cada uno de los módulos.

3.3.1 Selección del protocolo de comunicación inalámbrica

Para la elección del protocolo de comunicación inalámbrica se deben de tomar los siguientes criterios:

- Debido a que el modulo interno será implantado en el animal., la cantidad de potencia que este puede obtener internamente del animal es reducida, por lo que el protocolo escogido debe establecer consumos reducidos de potencia.
- El protocolo debe ser a nivel de la capa MAC para evitar excesivo consumo de capas superiores que no son necesarias.
- Las señales de ECoG tienen un ancho de banda de 200 Hz promedio por lo que se puede permitir flexibilidad en la velocidad de transmisión.

Dentro de los protocolos de comunicación inalámbricos más conocidos escogemos el IEEE 802.15.4 ya que este se caracteriza por desarrollar transmisiones a velocidades bajas en áreas personales, lo cual logra reducir el consumo de potencia. (Ver figura 2.6). Con el protocolo inalámbrico ya seleccionado, se procede con la elección del microcontrolador para el modulo RF interno y externo.

3.3.1 Selección del módulo RF interno y externo

Para la elección del microcontrolador a usar tanto en modulo RF externo como en el interno, se tomaron en cuenta los siguientes requerimientos:

Cuadro 3.3 Requerimientos para selección del módulo RF interno y externo

Requerimiento	Módulo Interno RF	Módulo Externo RF
Voltaje de Operación 3.3V	✓	✓
Periférico para IEEE 802.154	✓	✓
UART		✓
Temporizadores	✓	✓
Dimensiones reducidas	✓	✓
Periférico I2C	✓	
Periférico WatchDog	✓	✓
Modos de bajo consumo	✓	

Teniendo en cuenta estos requerimientos se procede con la elección entre las siguientes dos opciones:

Cuadro 3.4 Opciones para la selección del módulo interno y externo

Microcontrolador	CC2538	Atmega644RFR2
Fabricante	Texas Instrument	Atmel
Voltaje de operación (V)	2-3.6	1.8-3.6
Periférico de Radio con IEEE 802.15.4	✓	✓
Máxima potencia de transmisión (dBm)	7	3.5
Mínima potencia de recepción (dBm)	-97	-100
Link Budget (dB)	104	103.5
Consumo de corriente en RX (mA)	20 ₍₁₎	12.5
Consumo de corriente TX (mA)	24 ₍₂₎	14.5
Tiempo de transición entre el estado RX_ON y PLL_ON, y viceversa (us)	192	1
Tiempo de transición entre el estado TRX_OFF, y los estados de RX_ON y PLL_ON (us)	500	110
Consumo en modos de baja potencia (uA)	1.3 u ₍₃₎	1.5
Dimensiones (mm x mm)	8 x 8	7 x 7
Empaque	QFN56	QFN48

(1) En modo CPU Idle. El Atmega644RFR2 consume la cantidad indicada sin CPU Idle.

(2) CPU Idle y transmisión a 0 dBm. El Atmega644RFR2 consume 14.5mA @ 3.5dBm

(3) Consumo en modo de baja potencia con cristal de 32.768 Khz activo

Se puede observar que las diferencias más resaltantes entre los dos microcontroladores son:

- Las corrientes de RX y TX del periférico de radio en el Atmega644rfr2 son menores. Estos parámetros son importantes ya que tanto el protocolo de sincronización como la transmisión de datos, que serán desarrollados posteriormente, transitan entre estos dos estados.

- El tiempo de transición entre estados de RX y TX es mayor en el CC2538. La comunicación inalámbrica en este protocolo es de tipo *Half-Dúplex*, lo que implica transiciones recurrentes entre los estados RX y TX, por tanto es necesario una alta velocidad de transición ente ellos.
- El Atmega644rfrf2 tiene menores dimensiones.

Es así que se elige el MCU de la marca Atmel ya que, además, se tiene dominio en la programación de microcontroladores de este fabricante.

El periférico de radiofrecuencia con el que cuenta este microcontrolador, implementa el protocolo IEEE 802.15.4 a través de una máquina de estados la cual se presenta a continuación:

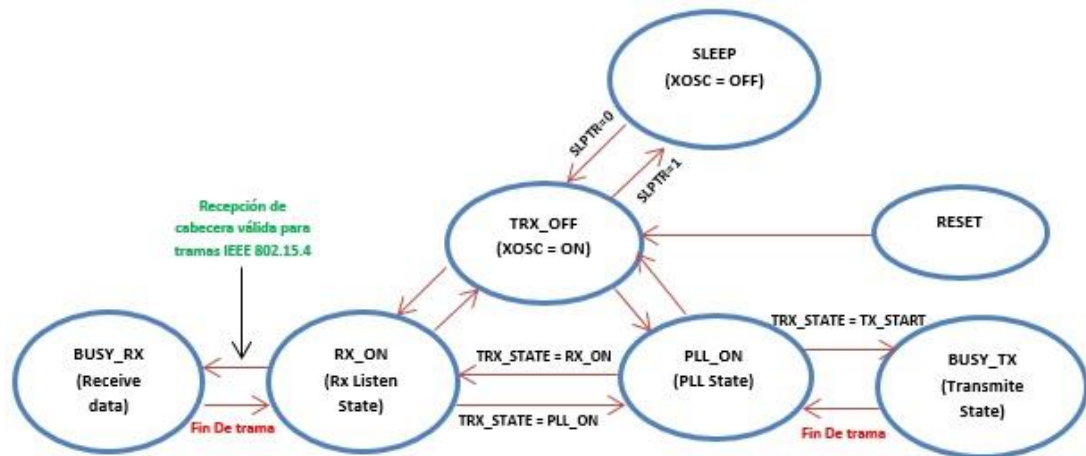


Figura 3.4 Máquina de estados del periférico de RF del módulo interno y externo

Los estados principales son:

RX_ON: En este estado el modulo RF está disponible para la recepción de data y utiliza interrupciones para indicar el proceso de recepción. Las interrupciones usadas son las que indican el inicio y fin de recepción. Si hay datos transmitidos hacia el MCU y este no se encuentra en RX_ON, no se detectará la recepción.

PLL_ON: En este estado se realiza el enganche de frecuencia del PLL a la frecuencia que corresponde el canal seleccionado. Se debe de ingresar a este estado como primera etapa para la transmisión.

TRX_OFF: Cuando el microcontrolador es encendido, una condición de *reset* se ha presentado o el modulo RF despierta después de un estado *SLEEP*, el modulo RF ingresa a este estado encendiendo el cristal conectado en los pines XOSC.

BUSY_RX: Cuando el modulo detecta una cabecera compatible con el protocolo IEEE 802.15.4, se procede con la recepción de la data enviada y su almacenamiento en el buffer propio del periférico RF. Después de terminar la recepción, se regresa automáticamente al estado RX_ON.

BUSY_TX: Después de ingresar al estado PLL_ON se deben cargar los datos a enviar en el buffer del módulo y luego iniciar la transmisión. Esta se puede empezar de dos maneras: a través del comando TX_START del registro TRX_STATE o por un flanco de subida en el bit SLPTR del registro TRXPR. Después de realizar la transmisión, se regresa automáticamente al estado PLL_ON.

SLEEP: Cuando el periférico RF se encuentra en el estado TRX_OFF, es posible enviarlo al estado *SLEEP* a través de un flanco de subida en el bit SLPTR. Al enviar al módulo a este estado, el cristal conectado en los pines XOSC es deshabilitado con lo que logra detener la recepción y transmisión inalámbrica a través del apagado de los circuitos de este periférico. Esto permite reducir el consumo total del MCU cuando el periférico no es usado. Para poder regresar al estado normal de funcionamiento, se debe enviar un flanco de bajada al bit SLPTR regresándose al estado TRX_OFF.

RESET: El ingreso a este estado es usado para reestablecer las condiciones iniciales tanto en la máquina de estados, como en los registros de este periférico.

Para la realización del protocolo de comunicación y sincronización entre los módulos RF, se hace uso de todos los estados presentados anteriormente, por lo que es importante conocer los métodos de transición y cuáles de estas son permitidas entre ellos.

3.3.2 Uso del protocolo IEEE 802.15.4

En la sección 2.8.4 se describieron las cabeceras del protocolo IEEE 802.15.4 por lo que ahora explicaremos como hacemos uso de este protocolo. Todos los campos anteriormente descritos, pertenecen a las cabeceras de las capas física y MAC por lo que solo sirven como apoyo para la comunicación. Es recién en la unidad de datos de servicio de la capa MAC, donde se encuentran los bytes que contienen la información útil que se quiere transmitir inalámbricamente.

Debido a esto, los bytes involucrados en el protocolo de sincronización y envío de las lecturas cerebrales digitalizadas, serán ubicadas en la unidad de datos de servicio de la capa MAC para su transmisión a una velocidad de 250Kpbs, a través del canal 11, con una potencia de transmisión de 3.5 dBm, con verificación de errores (CRC) y siguiendo el siguiente formato.

Cuadro 3.5 Formato de las tramas de enviadas por modulo interno y externo

Cabecera del protocolo implementado			Comando	Acción	Dirección de envío	Cantidad de bytes enviados
0x06	0x09	0x04	0x01	Petición de enlace	Modulo Externo -> Modulo Interno	4
0x06	0x09	0x04	0x02	ACK de enlace	Modulo Interno -> Modulo Externo	4
0x06	0x09	0x04	0x03	Data de canales	Modulo Interno -> Modulo Externo	10
0x06	0x09	0x04	0x04	ACK de data de canales	Modulo Externo -> Modulo Interno	4

Las tramas son enviadas a la dirección de *broadcast* por lo que se usaran cabeceras para identificar cuáles son las tramas involucradas en la comunicación. Por cada trama recibida, se verifica que los 3 primeros bytes enviados, la cabecera, correspondan a la secuencia 0x06, 0x09 y 0x04. Si los 3 primeros bytes no corresponden con la secuencia indicada, significa que la trama recibida no es enviada por el otro nodo en cuestión, por tanto se le descarta. Después de esta secuencia se envía el comando 1, 2, 3 o 4. La tramas con comandos 1,2 o 4 tienen un longitud de 4 bytes (3 bytes de cabera y 1 byte de comando), mientras que las tramas con comando igual a 3 son de 10 bytes (3 bytes de cabecera, 1 byte de comando y 6 bytes de

lectura de los canales). Por tanto, solo las tramas con comando 3 son las que transportan la lectura de los 6 canales.

3.3.3 Descripción del protocolo de sincronización

Es pertinente explicar el funcionamiento de los modos de bajo consumo y el temporizador *WatchDog* antes de presentar los diagramas de flujo y la posterior explicación de la sincronización.

3.3.3.1 Selección y configuración del modo de bajo consumo

El microcontrolador seleccionado cuenta con 5 modos de bajo consumo: Modo Idle, Modo ADCNRM (ADC modo de reducción de ruido), *Power-Down*, *Power-Save*, *Standby* y *Extended Standby*. El modo *Power-Save* detiene el cristal de 16Mhz interno de MCU, mientras continúan operando las interrupciones por I2C y *WatchDog*. El MCU puede ser despertado por un *reset* externo, *reset* por *WatchDog*, selección de dirección en la interface I2C, interrupción externa y, lo más importante, puede ser despertado por una comparación exitosa en el temporizador 2. El temporizador 2 puede usar el cristal interno de 16Mhz para el modo de operación síncrono, o puede hacer uso de un cristal externo de 35.768 Khz en el modo asíncrono. Si se opera en modo asíncrono, el temporizador es deshabilitado al entrar en *Power-Save*, pero si se opera en modo síncrono, el temporizador es capaz de seguir en funcionamiento aun cuando el MCU está en *Power-Save*. Esto permite que el temporizador 2 pueda funcionar como un reloj de tiempo real el cual es capaz de despertar al MCU después de un tiempo prefijado.

Adicionalmente a los modos de baja potencia mostrados anteriormente, existe uno que combina funcionalidades de la radio y estos modos. Este modo es llamado *Deep Sleep* y se logra entrar en él cuando la radio ingresa al estado *SLEEP* después que el MCU ha ingresado al modo *Power-Down* o *Power-Save*. El ingreso a este estado, produce un consumo de 250nA, según especificaciones del fabricante, el cual es el más bajo que se puede lograr dentro de los modos antes mencionados.

El MCU ingresara en el modo *Deep Sleep* por una duración de 16 segundos, tiempo que será controlado por temporizador 2 en modo asíncrono. La utilidad de esta

acción será explicada en el diagrama de flujo. Para el uso de este temporizador en modo asíncrono se deben tener en cuenta algunas consideraciones:

- Cuando se quiere ingresar a *Power-Save* después de haber configurado los registros TCNT2, OCR2A o TCCR2A, se debe esperar hasta que todos estos registros hayan sido cargados para el caso en el que temporizador 2 se use para despertar al MCU (es nuestro caso). De no ser así, este ingresara a *Power-Save* sin que los registros de configuración hayan sido actualizados, evitando que pueda ser despertado.
- SI se usa este temporizador para despertar al MCU del modo *Power-Save*, se deben tomar precauciones si se desea reingresar en este modo. Se debe esperar al menos un periodo de TOSC1 entre el momento que el MCU es despertado y el momento en el que reingresa al modo de baja potencia.

3.3.3.2 Configuración del temporizador WatchDog

A través de este temporizador se puede reiniciar al microcontrolador mediante software, lo cual proporciona un método alternativo al apagado por hardware usando el pin de *reset*. Al ser un temporizador se le configura un t_{OUT} , el cual indica el tiempo que transcurrirá hasta que el MCU es reiniciado; por tanto, si se quiere evitar este reinicio, se debe reiniciar el temporizador antes que alcance su cuenta. Una vez reiniciado el temporizador, se espera otra vez el transcurso del t_{OUT} y así sucesivamente.

Para su configuración se emplean 3 acciones principalmente: *reset* del temporizador, configuración del tiempo t_{OUT} y habilitación, y por último, la inhabilitación. Es en este último punto donde existen diferencias entre el modo de configuración de WDT en MCU modernos (es nuestro caso) y los más antiguos. Los nuevos MCU tienen incorporados periféricos WDT con mayores funcionalidades y presentan un procedimiento diferente para la inhabilitación del mismo. Se configura este temporizador a 1 segundo, tanto en el módulo interno como en el externo, junto con el procedimiento para la inhabilitación del WDT. La utilidad de esta acción será explicada en el diagrama de flujo.

3.3.3.3 Diagrama de flujo del módulo de radio frecuencia externo e interno

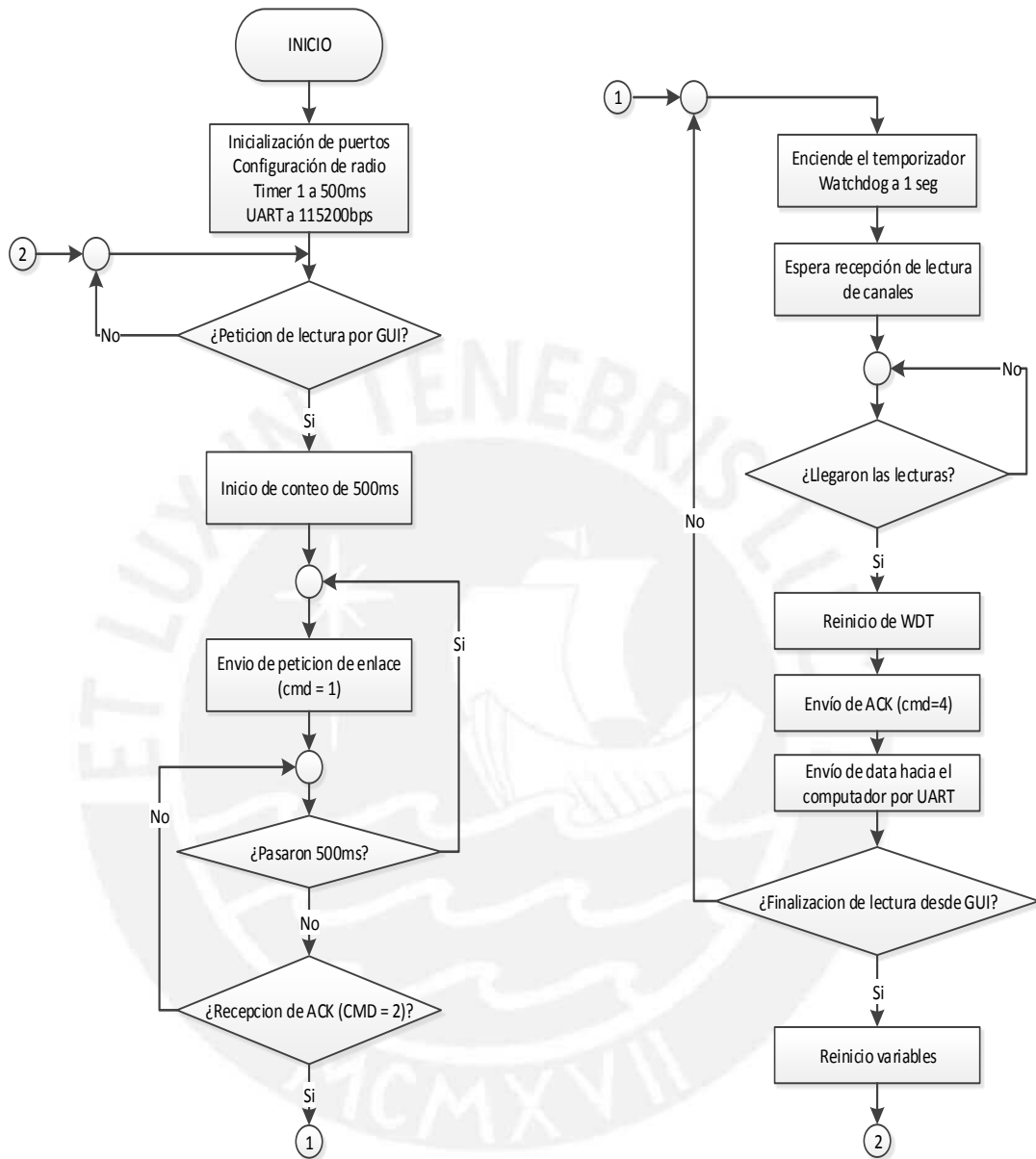


Figura 3.5 Diagrama de módulo de radiofrecuencia externo

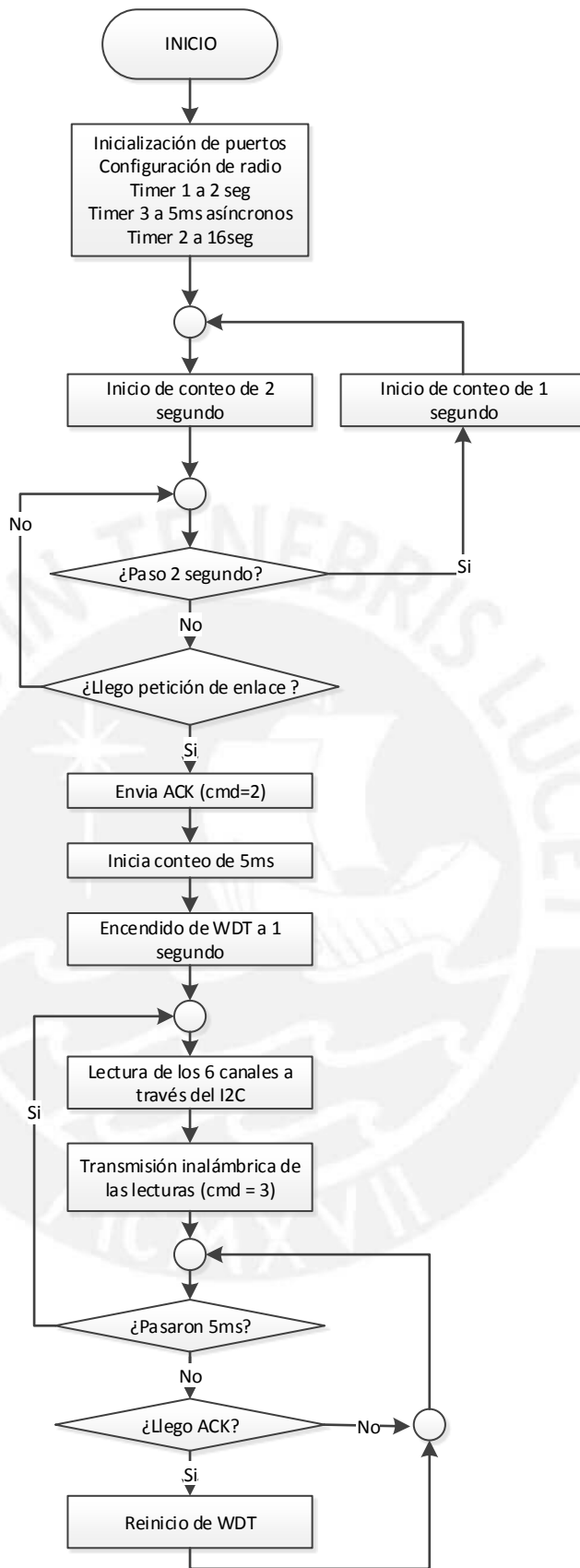


Figura 3.6 Diagrama de módulo de radiofrecuencia interno

Como se puede observar en el diagrama de flujo del módulo RF externo e interno, este último se encuentra encendido, aproximadamente, solo el 12.5% del tiempo total ($T_{ON} = 2$ seg y $T_{OFF} = 16$ seg) mientras espera ser sincronizado. Este tiempo de 2 segundos fue escogido ya que por recomendación del fabricante, el usuario debe esperar al menos un segundo antes de volver a usar el Temporizador 2 en modo asíncrono después de haber sido despertado. Inicialmente se consideró mantener al MCU despierto por 1 segundo ya que esto reduce el consumo; sin embargo, trabajar con valores máximos permisibles no es una buena práctica de ingeniería por lo que se decidió usar 2 segundos.

El modulo en tierra o externo, envía tramas de enlace cada 500ms buscando sincronizarse con el modulo implantado. Solo cuando se logra el enlace, se procede con la digitalización de las señales cerebrales y transmisión hacia el modulo en tierra. Si algún paquete que es enviado como parte de las tramas de control se pierde en el camino, el sistema es capaz de sobrellevar este problema a través del uso del temporizador WatchDog.

Un papel importante cumple la velocidad de transmisión dentro del esquema de comunicación desarrollado. Cuando las lecturas de los electrodos son transmitidos del módulo interno al externo, la radio toma control del programa para la transmisión en un nodo y la recepción en otro. Debido a que cada 5ms se realiza la lectura de los electrodos por medio de interrupciones en el temporizador, el tiempo que demora la transmisión de las lecturas debe ser menor que este tiempo, ya que si esto no sucede, se estarán intercalando entre la transmisión de lectura, y la digitalización de la siguiente. Esto puede llevar a errores en la comunicación en para periodos largos de transmisión.

Al utilizar una velocidad de 250Kbps el tiempo de transmisión se calcula de la siguiente manera:

$$\text{Tiempo de transmision (us)} = 192 + 9 * (m + 32)$$

Donde “m” es la cantidad de bytes transmitidos en la unidad de datos de servicio de

la capa MAC. Para este cálculo “m” toma el valor de 10, la cual es la máxima cantidad de bytes que serán transmitidos en esta unidad. Esto hace un tiempo de transmisión de 570us el cual es menor a los 5ms de muestreo evitando así el problema en cuestión.

3.4 Transmisión hacia computadora por UART

La comunicación por UART es de tipo serial y *Full-Dúplex*, a diferencia de la comunicación inalámbrica que es *Half-Dúplex*. Una vez que las digitalización son enviadas hacia el modulo externo de RF, este las retransmite hacia una computadora por medio del UART. La velocidad de llegada de datos es:

$$Velocidad = \frac{10 * 8}{5ms} = 16000 \text{ bps}$$

En la ecuación anterior se toma 10 bytes ya que 4 son de cabecera y 6 pertenecen a los canales medidos. Se tiene, entonces, una velocidad de llegada hacia el módulo de 16000bps por lo que la transmisión por UART deber ser mayor que esta velocidad. Se configura al UART con 115200bps, 2 bits de *stop*, sin paridad y 8 bits.

3.5 Visualización de lecturas por medio de Interfaz gráfica

Para la visualización de las lecturas digitalizadas, se hace uso de Matlab a través de una interfaz gráfica de usuario. Dentro de la GUI se establecen 6 zonas (grilla) en las que se dibujaran cada uno de los canales recibidos. El eje Y de cada zona se encuentra dividido cada 0.5 Voltios llegando hasta 3.5V ya que el máximo valor será de 3.3V, y el eje X se autoajusta con el pasar del tiempo. Se cuenta con un botón de inicio de lectura y otro para la finalización.

Mediante el botón LEER SEÑALES, se crea un objeto serial al cual se le configura con los mismos parámetros que el UART del módulo externo RF. Luego, el objeto serial es abierto y envía el comando ‘1’ al módulo externo RF iniciando la transmisión de tramas de enlace cada 500ms por parte este (ver diagrama de flujo). Una vez que se establece el enlace, el modulo interno realiza la digitalización de las

lecturas y las envía hacia el módulo externo de RF. Este módulo retransmite las digitalizaciones hacia el puerto serial de la computadora. Para la recepción de datos por Matlab, se hace uso de *callbacks* y eventos, ya que el uso de bucles que esperan la llegada de datos no es recomendable en este tipo de programación. El uso de *callbacks* y eventos es análogo al uso de interrupciones en microcontroladores, mientras que el uso de bucles es análogo a la técnica de *polling*. Finalmente, se utiliza el botón DETENER LECTURA para el envío del comando '2', cerrar el puerto serial y dibujar las señales recibidas. La figura 3.7 muestra la apariencia de la interfaz gráfica.

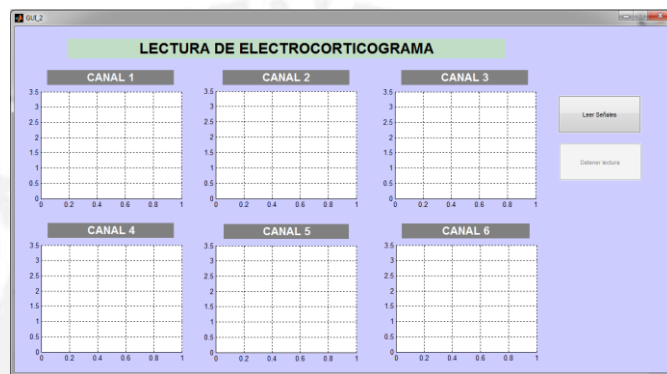


Figura 3.7 Interfaz gráfica en Matlab

3.6 Diseño de la tarjeta de radio digital a 2.4Ghz

Los fabricantes de microcontroladores recomiendan diseñar las tarjetas RF lo más cercanas a las recomendaciones o modelos que ellos proponen [37]. Por tanto, se diseñó el circuito siguiendo las recomendaciones dadas por la marca Atmel en dos de sus notas de aplicación. De la nota de aplicación Atmel AT02785 [37] se obtiene el diseño de la antena, los componentes usados y sus respectivos valores. Si bien el diseño está indicado para ser usado con el microcontrolador Atmega128RFA1, también se menciona que existe compatibilidad con el microcontrolador Atmega64RFR2 el cual es una versión previa al Atmega644RFR2 que es usado en la tesis.

La segunda nota de aplicación, Atmel AT02595 [38], establece una lista de consideraciones que se deben de tomar en cuenta para el diseño de esquemáticos en

aplicaciones de radiofrecuencia. Este documento es utilizado para verificar los valores propuestos por la nota de aplicación anterior. El documento menciona que los criterios son válidos para diversos microcontroladores. Entre ellos encontramos al Atmega644RFR2 por lo que es válido usar sus recomendaciones.

El diseño del circuito esquemático se muestra a continuación:



Se puede observar que se hace uso del FT232 para la comunicación por el puerto USB con la computadora. No se encontraron librerías para el microcontrolador ni para el cristal de 32.768 Khz por lo que se crearon estos componentes en el software Eagle 6.4.0.

Para este diseño se tomaron en cuenta las siguientes consideraciones [36]:

- Los condensadores de *bypass* deben estar colocados lo más cercano posible a los pines de alimentación.
- No debe existir plano de tierra debajo de la antena.
- Los cristales deben estar dispuestos lo más cerca posible a los respectivos pines. Pistas largas deben ser evitadas.
- Si se tiene una salida diferencial, asegurarse de que las pistas en la sección diferencial son simétricas como en el diseño de referencia.

Por último, la tarjeta que Atmel propone utiliza el dieléctrico FR-4 y tiene un espesor de tarjeta 0.0625 pulgadas. Estas características concuerdan con los criterios de fabricación nacionales. [35]

El diseño de la tarjeta impresa se muestra a continuación:

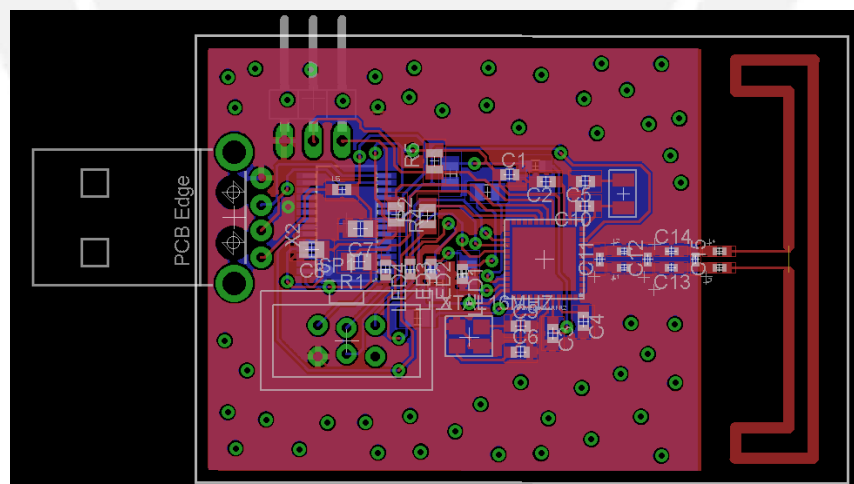


Figura 3.9 Diseño de circuito impreso

CAPITULO 4

PRUEBAS Y RESULTADOS

4.1 Consideraciones para la etapa de pruebas

Para el desarrollo de las siguientes pruebas se hizo uso de los puertos USB de una computadora, por medio de una tarjeta de conversión USB-UART a 3.3V, para la comunicación serial con los microcontroladores. Por tanto, cada vez que se haga referencia a los puertos seriales de la computadora, se debe tomar en cuenta estas especificaciones.

Para pruebas desarrolladas en las secciones 3.3, 3.4 y 3.5 se configura los puertos seriales a una velocidad de 9600bps, 2bit de parada, 8 bits y sin paridad, mientras que los módulos RF hace uso del canal 11 y se encuentra inicialmente en el estado RX_ON. Si en alguna de las secciones se tiene una configuración diferente, se la mencionara explícitamente.

4.2 Pruebas en la etapa de digitalización

Para estas pruebas se hace uso de potenciómetros de 10k Ω debido a las consideraciones explicadas en el capítulo 3. Las digitalizaciones son solicitadas cada 5 ms por el puerto serial de una computadora donde se tiene un programa en Matlab el cual recibe la data y realiza una gráfica de la señal digitalizada.

Para la programación en Matlab se aprovecha su capacidad para interpretar a los puertos seriales como objetos y así poder establecer llamadas a funciones (*callbacks*) y eventos relacionados al objeto serial creado. A continuación se presenta una imagen que muestra la digitalización de un canal al girar el potenciómetro por un espacio de 16 segundos:

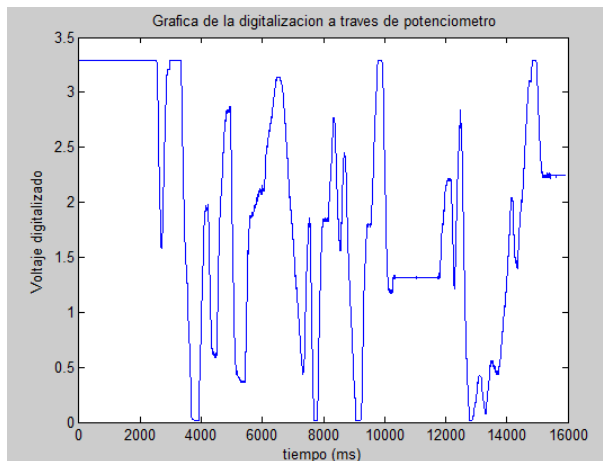


Figura 4.1 Señal digitalizada de un canal usando a través de un potenciómetro

Con esta prueba logramos comprobar que la digitalización y la interfaz de Matlab funcionan correctamente.

4.3 Pruebas en la etapa del protocolo I2C

Como primera etapa de estas pruebas, se procede con la lectura de cada uno de los canales (esclavos) por parte del Atmega644rfr2 (maestro). El valor leído es el equivalente de la dirección del esclavo en código ASCII. A continuación se muestra la señal SCL y SDA obtenidas mediante el uso de un osciloscopio para la lectura del esclavo 0x01:

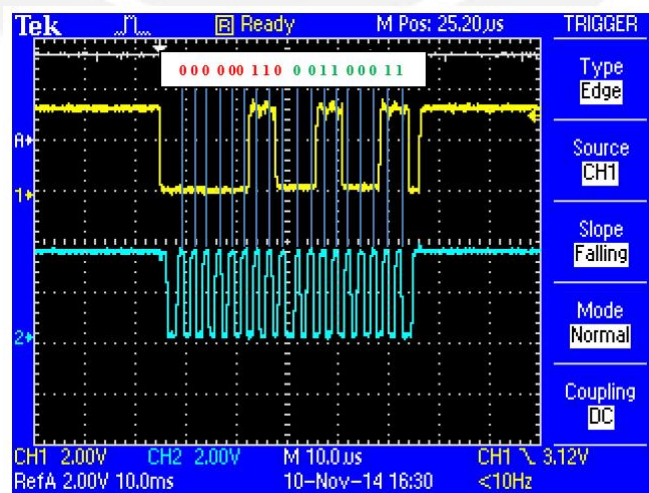


Figura 4.2 Lectura del carácter '1' (ASCII 49) del esclavo 0x01

Se configura el disparador (*Trigger*) para la detección de flancos de bajada y modo normal en el canal 1. Se observa el comando de START, la dirección de envío, 0x01, el bit en “1” lógico para la lectura, y bit de ACK. Luego, se visualiza que la data leída del esclavo es el número 49 lo cual corresponde con el código ASCII de la dirección del esclavo. El bit de ACK se encuentra inicialmente a 3.3V, pero luego cae a 0 voltios, y por último, se envía el comando de STOP.

La lectura se realiza de manera exitosa en el canal 0x01 la cual se replicó en el resto de canales también de manera exitosa.

En la segunda etapa de estas pruebas se realiza la lectura de los 6 canales y se mide el tiempo real que toma esta lectura. A continuación se muestra las señales SDA y SCL obtenidas mediante un osciloscopio para la lectura de los 6 canales:

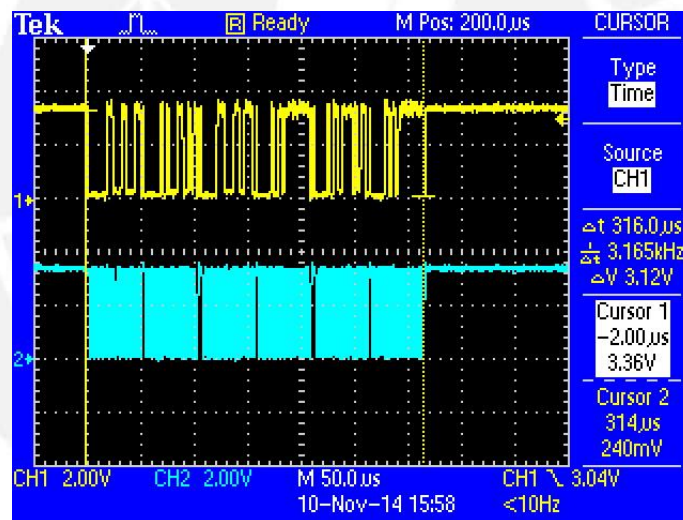


Figura 4.3 Tiempo para la lectura de 6 canales

La frecuencia de SCL configurada en el capítulo 3 fue de 400 Khz, por tanto se espera que la lectura de los 6 canales tenga una duración de 270us. Sin embargo, como se puede observar en la figura 4.4, el tiempo real de lectura es de 316us. Este aumento de 46us es producto del *clock stretching* presentado en el capítulo 3 y es una variación significativa ya que el tiempo de lectura de un canal es de 45us. Este aumento en el tiempo real de lectura disminuye la cantidad de canales que pueden ser leídos dentro de los 5 ms. En caso se requiera aumentar la cantidad de canales a

transmitir, se debe tomar en cuenta tanto este aumento de tiempo en la lectura como también el tiempo de digitalización; pero, para efectos del desarrollo de esta tesis, los 5ms de muestreo son mucho mayores a estos valores por lo que este tiempo de muestreo es suficiente.

Como tercera etapa en estas pruebas se realiza la lectura de los 6 canales a una frecuencia de 200 Hz ($T_s= 5ms$). A continuación se muestra las señales SDA y SCL obtenidas mediante el uso de un osciloscopio para la lectura de los 6 canales a 5ms:

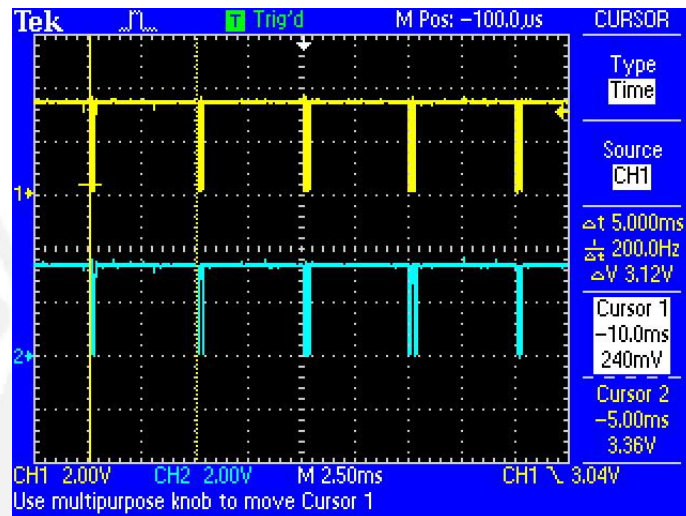


Figura 4.4 Lectura de los 6 canales cada 5ms

Se hace uso de las opciones cursor para medir el periodo de muestreo con lo que se logra observar que, efectivamente, el periodo de lectura es de 5 ms. Con las 3 etapas desarrolladas, logramos tener un correcto funcionamiento del módulo I2C logrando transmitir los datos digitalizados hacia el maestro cada 5 ms.

4.4 Pruebas de transmisión y recepción por Radiofrecuencia

Para las pruebas en esta etapa se desarrolla una comunicación RF entre dos nodos. Los datos recibidos inalámbricamente por cada nodo son transmitidos de manera serial hacia 2 puertos diferentes de una misma computadora, uno para cada nodo. A continuación se muestra el diagrama de flujo implementado en cada de los 2 nodos:

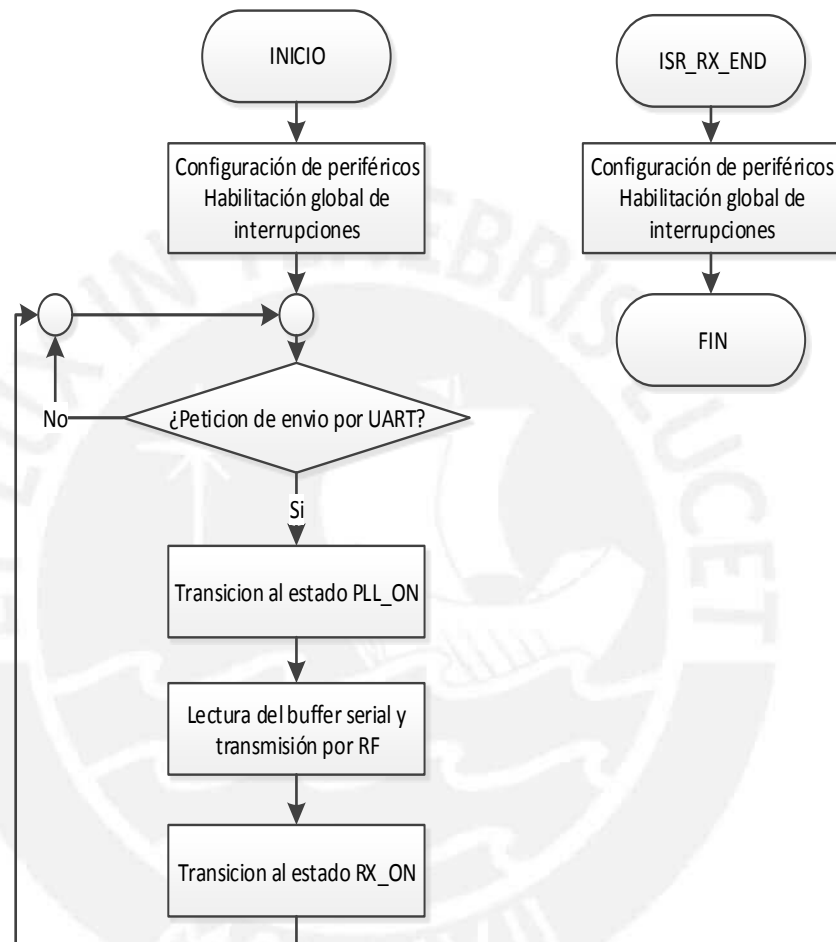


Figura 4.5 Diagrama de flujo para los dos nodos

Como se puede observar, el estado del módulo RF por defecto es RX_ON ya que siempre tiene que estar habilitado para la recepción de datos hacia él. Solo cuando el nodo desea transmitir es que se deja este estado y se pasa a PLL_ON. Sin embargo, una vez terminado el envío, se debe regresar al estado RX_ON para poder recibir datos. Si no hay un reintegro al estado RX_ON, el modulo no detectara el envío, a pesar que este dirigido hacia él. Es importante recalcar que para las comunicaciones inalámbricas, las transiciones entre estados de recepción y transmisión son

recurrentes debido a que solo se puede transmitir o recibir, pero no los dos al mismo tiempo.

Las transmisiones y recepciones se desarrollaron de una manera correcta en esta etapa logrando comprobar la comunicación exitosa entre los dos nodos.

4.5 Pruebas de modo *Deep Sleep*

En esta etapa se configuran dos módulos RF a los que llamaremos nodos A y B. El nodo A transmite el comando '1' (numero 1) cada 1 segundo hacia dos destinos: mediante UART hacia una computadora, e inalámbricamente hacia el nodo B. Cuando la computadora envía el comando '0' al nodo A usando el puerto serial, este nodo ingresa el modo *Deep Sleep* por 3 segundos. A continuación se muestra el diagrama de flujo para esta prueba:

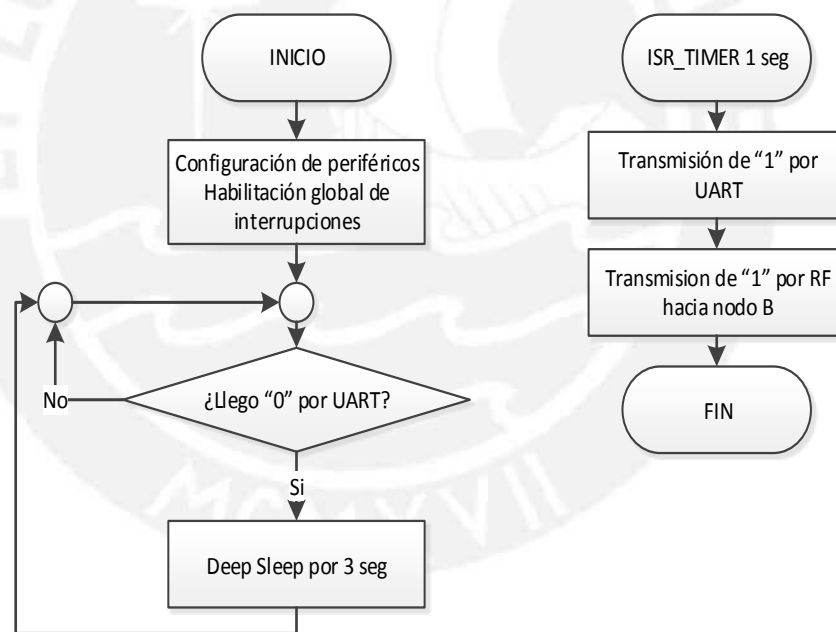


Figura 4.6 Diagrama de flujo de nodo A

Se observó que cuando el comando '0' fue enviado por UART al nodo A, éste ingreso al modo *Deep Sleep* ya que detuvo las transmisiones del comando '1' hacia los destinos ya mencionados. Pasados los 3 segundos, las transmisiones del comando '1' se reiniciaron a la espera de un nuevo ingreso al modo *Deep Sleep*. Se trabajó con el UART y el periférico RF ya que el modo *Deep Sleep* es una combinación de dos

modos: *Power-Save*, quien detiene el UART, y el modo *SLEEP* del módulo RF quien detiene la circuitería de este periférico, anulando la transmisión y recepción inalámbrica.

Con esto se comprueba el correcto funcionamiento del modo *Deep Sleep* del Atmega644fr2.

4.6 Pruebas del temporizador WatchDog

En esta etapa se utilizan dos módulos de RF a los que llamaremos nodos A y B. El nodo A enciende un led por 1 segundo y luego espera la recepción del carácter '1' de manera inalámbrica por parte del nodo B. Esta transmisión se debe dar como máximo dentro de los 3 primeros segundos después del encendido del led mencionado anteriormente para evitar que el nodo A se reinicie. A continuación se muestra el diagrama de flujo para el nodo A:

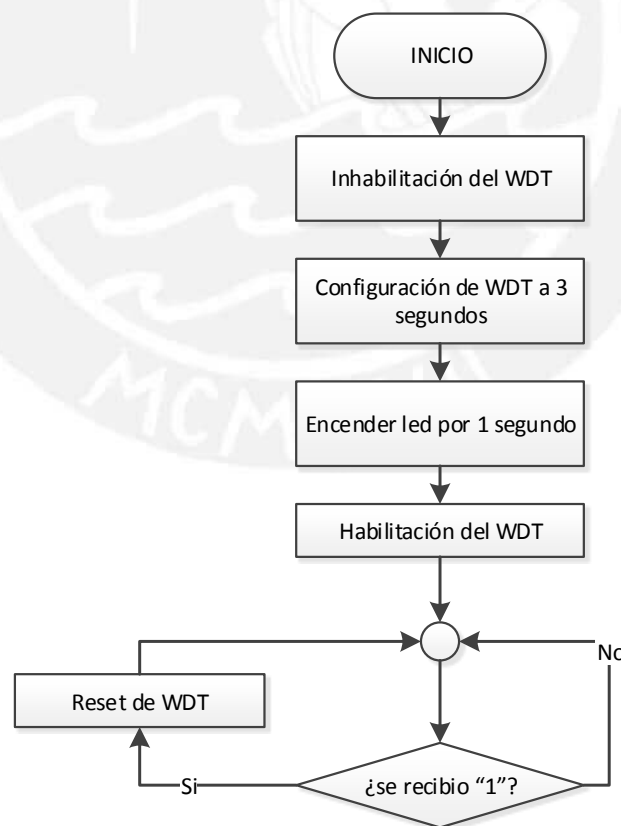


Figura 4.7 Diagrama de flujo de nodo A

Se observó que cuando la transmisión del comando demora más de 3 segundos, el nodo A es reiniciado por el WDT. Este reinicio se comprueba a través del encendido del led por 1 segundo.

Se comprueba entonces el correcto funcionamiento del WDT para evitar que el nodo A ingrese a un bucle infinito el cual fue simulado con la espera del comando '1' por RF.

4.7 Prueba del sistema final con interfaz gráfica en Matlab

Ya habiendo verificado el correcto funcionamiento de cada uno de los bloques del sistema, se procede con las pruebas del sistema completo. Debido a que el protocolo incluye la verificación de repetidas condiciones a lo largo del algoritmo de funcionamiento, se hace uso de leds como indicadores para la verificación del cumplimiento, o no, de estas condiciones.

Como parte del protocolo de sincronización, se verifica el transcurso de 2 segundos en el módulo interno de RF a través del encendido de un led de color verde por el bit 2 del puerto E, y para la entrada al modo *Deep Sleep* por 16 segundos, se enciende un led de color rojo en el bit 3 del mismo puerto y se apaga el led verde anterior. Esta transición se manifiesta apenas el modulo interno es energizado y aún no ha sido enlazado por modulo externo. Luego, se verifica el envío de tramas de enlace cada 500ms hacia el modulo interno por medio del encendido de un led en el bit 2 del puerto E del módulo externo. Mientras el enlace no se haya producido, la transición de los leds en el módulo interno y el encendido del led en el nodo externo permanecerán. Debido a que las tramas de enlace se pueden perderse durante la transmisión, se usan leds adicionales para monitorear su funcionamiento. Solo cuando el enlace es establecido y los bytes de lectura son enviados, se enciende un led en el bit 4 del puerto E en el módulo interno. Cuando las digitalizaciones son recibidas por el módulo externo, este enciende un led en el bit 4 del puerto E. Por último, el modulo externo envía la trama de reconocimiento (ACK) y enciende un led por el bit 5 del puerto E y cuando el modulo interno recibe esta trama, enciende un led en el bit 5 del mismo puerto E. Durante las pruebas se visualizaron estos últimos leds permanentemente encendidos ya que su frecuencia de funcionamiento es

de 100Hz (5ms) la cual es mayor a 30Hz, la máxima frecuencia para la visualización de intermitencia de luz.

La digitalización y envío de las lecturas solo se mantiene si el modulo externo responde con un ACK a cada una de estas transmisión. Por lo que el envío de data puede terminar por dos motivos: el canal se encuentra muy saturado o los módulos están muy separados por lo que las tramas de ACK no llegan al destino, o el modulo externo decide que ya no quiere seguir recibiendo lecturas del módulo interno y deja de transmitir tramas de ACK.

Se hacen las pruebas para estos dos casos:

- Para el primer caso, se alejan los módulos hasta que se observa que se comienzan a perder transmisiones de ACK ya que el led de ACK está parpadeando (frecuencia menor a 100Hz, e incluso menor a 30Hz). Los módulos son alejados considerablemente hasta que se logra observar más claramente el parpadeo de los leds lo cual significa que están ocurriendo más pérdidas. Se continúa con el alejamiento hasta que finalmente los leds se apagan. Esto significa que se ha superado el tiempo máximo de tolerancia entre transmisiones perdidas y el enlace se pierde. A pesar que la conexión se perdió, se debe poder enlazar el modulo interno para futuras lecturas, por lo que este debe ingresar al estado de encendido por 2 segundos y apagado por 16 segundos esperando un próximo enlace. Se verifica este estado con el encendido de los leds respectivos.
- Para el segundo caso, se pulsa el botón DETENER LECTURA en la interfaz gráfica con lo cual se detiene el envío de ACK por parte del módulo externo. El módulo interno detecta esta acción encendiendo los leds propios de la espera de enlace.

Una forma alternativa de perder la conexión se da cuando se desconecta repentinamente el modulo externo del puerto USB de la computadora durante la transmisión de las lecturas. Se comprueba que para este caso el modulo interno también regresa al estado de espera para su sincronización.

Cuando no se presentan ninguno de los casos presentados anteriormente, las lecturas son transmitidas correctamente. Como parte final de las etapas, se gira los potenciómetros de los 6 canales en orden ascendente (de la dirección 0x01 hasta la 0x06) logrando que el voltaje, que inicialmente está en nivel cero, suba por un intervalo de tiempo, y luego regrese de vuelta hacia cero. Para poder visualizar las señales digitalizadas se presiona el botón DETENER LECTURA y se comprueba que las señales han pasado por todas las etapas mencionadas anteriormente. A continuación se muestra una imagen con las digitalizaciones indicadas:

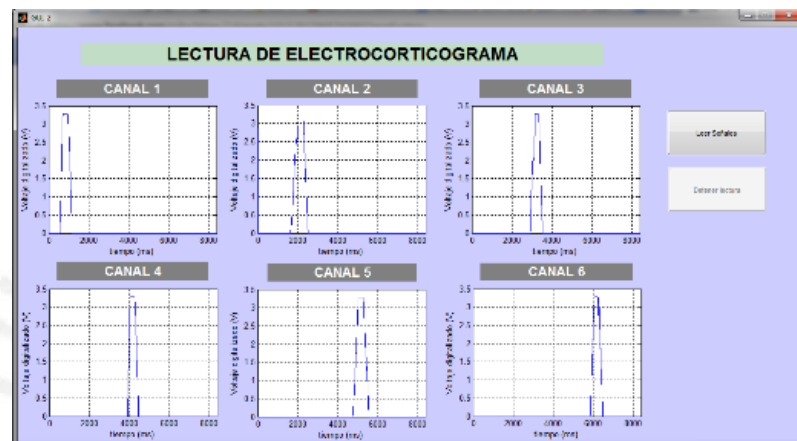


Figura 4.8 Resultado del accionamiento de los 6 potenciómetros

4.8 Pruebas de consumo de potencia

Para esta prueba se procederá a calcular la corriente consumida tanto por el dispositivo interno como el externo, en cada una de los estados en los que permanecen. Para esta prueba se hizo uso de tarjetas de desarrollo obtenidas del fabricante Sparkfun, las cuales utilizan un regulador para obtener los 3.3 V que necesita el MCU. Debido a que no se tiene acceso a la línea de 3.3V directamente, la medición se realizara en la línea de entrada al regulador (5V) y solo se tendrán en cuenta las proporciones entre los consumos obtenidos. Los módulos fueron separados inicialmente 1m de distancia para realizar las mediciones; sin embargo, los resultados observados no variaron a medida que la distancia fue aumentada.

Los consumos obtenidos fueron los siguientes:

	Corriente (mA)	Tiempo	Estado
MODULO INTERNO	7	16	INACTIVO
	29	2	ESPERA
	28	Variable	ACTIVO

Figura 4.9 Consumo de corriente en el módulo interno

	Corriente (mA)	Tiempo	Estado
MODULO EXTERNO	30	Variable	ESPERA
	29	Variable	ACTIVO

Figura 4.10 Consumo de corriente en el módulo externo

Como se puede observar en la figura 4.9, el consumo del módulo interno en el estado inactivo es el menor dentro de esta tabla debido a que se hicieron uso de los modos de bajo consumo del MCU (*Deep Sleep*). El modulo permanece en este estado por 16 segundos. Después, mientras éste espera peticiones de enlace del módulo externo, tiene un consumo de 29 mA el cual es mayor al estado anterior, ya que el MCU no se encuentra en modos de bajo consumo y el periférico de radiofrecuencia se encuentra activo en el estado RX_ON. Una vez que empezó la transmisión de las digitalizaciones, el modulo consume 28mA.

Como se puede observar en la figura 4.10, el consumo en el estado activo es de 29 mA para el modulo externo. Sin embargo, debido a que éste se encuentra conectado a la estación central (una PC) a través de un puerto USB, será energizado constantemente por este puerto, por lo que no es requisito reducir el consumo de potencia en este módulo.

Debido a que las mediciones (digitalizaciones) se realizarán únicamente cuando el usuario así lo requiera, el tiempo de permanencia en el estado ACTIVO será menor

que en los estados INACTIVO y ESPERA. A continuación, analizaremos el consumo de potencia en los estados ACTIVO y ESPERA, ya que son los estados que ocurren con mayor frecuencia.

Para los siguientes cálculos consideramos que el voltaje a la entrada del regulador es de 5V. A continuación se muestra cálculo para el estado INACTIVO:

$$\text{Potencia} = 7\text{mA} * 5\text{V} = 35\text{mW}$$

Por último, realizamos el cálculo para el estado ESPERA:

$$\text{Potencia} = 29\text{mA} * 5\text{V} = 145\text{mW}$$

Como se puede observar, se logró disminuir el consumo para el estado de inactividad del módulo interno, permitiendo así que la mayor parte de la energía sea utilizada para la transmisión de las digitalizaciones.

4.9 Prueba de alcance y porcentaje de error

Para la realización de estas pruebas se debe de tener en cuenta algunas consideraciones. Debido a que el ancho de banda del sistema es de 100Hz, la frecuencia de muestreo mínima es de 200Hz, lo cual implica que en un segundo, se han realizado 200 digitalizaciones por canal. Por tanto, se generaron graficas de señales sinusoidales de 5Hz, 10Hz, 20Hz, 30Hz, 40Hz y 50Hz, una para cada canal respectivamente, considerando 200 valores para cada una en un intervalo de 1 seg. Estos valores fueron generados en Matlab y almacenados en cada esclavo conectado al módulo interno, así como también en la interfaz gráfica. Se realiza esto con el objetivo de comparar los valores recibidos desde el modulo interno, con los almacenados en la interfaz, y así poder determinar el error.

En la literatura se encontraron aplicaciones que trabajan con el error en señales de EEG; sin embargo, no se indica cómo es que se calcula este error. Existen además, análisis de error para EEG basados en aplicaciones para BCI (*Brain Computer*

Interface). Como ejemplo de este último caso, se puede solicitar a una persona realizar movimientos precisos, los cuales envían comandos específicos al sistema BCI para su reconocimiento. Después de una serie de repeticiones, el correcto reconocimiento, o no, de estos comandos es cuantificado mediante porcentajes de error sobre la cantidad total de mediciones [39]. El error calculado en este último caso, no guarda relación con la aplicación de que se expone en este documento; por tanto, se cree conveniente establecer un propio método de para el cálculo de error para las siguientes pruebas, el cual será explicado en el siguiente párrafo.

Vamos a considerar una señal base de comparación para el cálculo del error. Esta señal base está conformada por las 200 digitalizaciones (200Hz) que se realizaron en 1 seg, para cada canal. La señal base es enviada 1000 veces hacia el modulo externo, el cual las renvía hacia la PC (interfaz) a medida que va recibiendo las tramas. Al final de la transmisión se tienen 1000 valores almacenados por cada uno de los 200 puntos de cada canal. Después, se calcula el valor promedio recibido de cada uno de los 200 puntos y se compara con los valores esperados de cada uno de ellos para calcular el error. Por último, se promedian los errores obtenidos por cada uno de los 200 puntos de cana canal, obteniendo un error promedio de la señal recibida por canal. A continuación se muestran las gráficas obtenidas a una distancia de 12 metros de distancia entre los dos módulos.

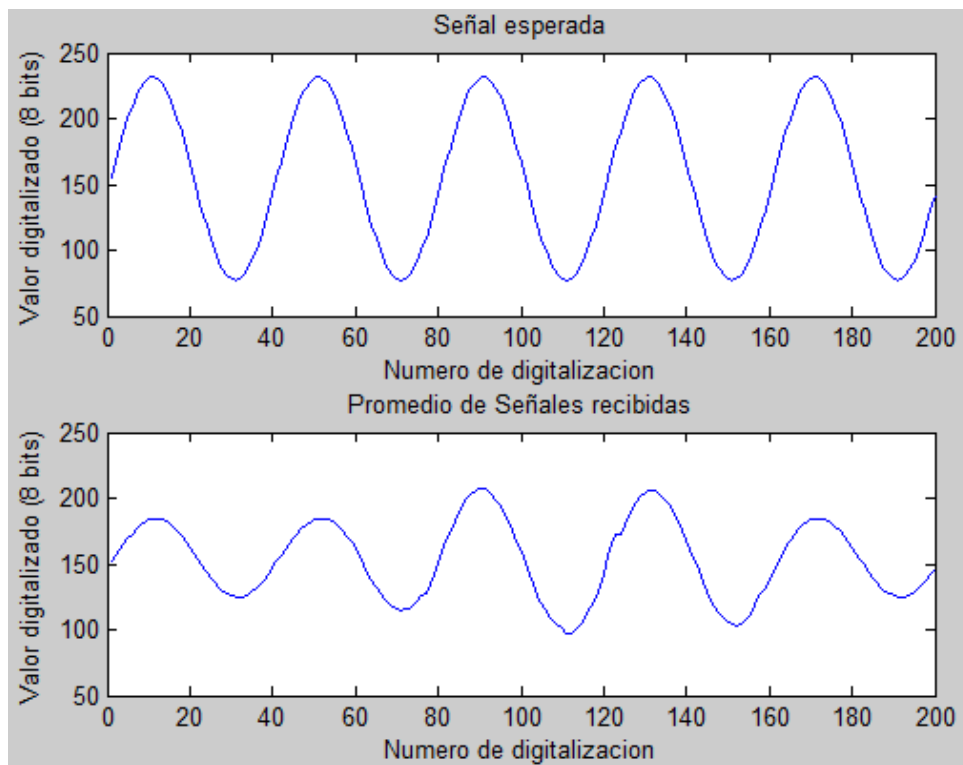


Figura 4.11 Canal 1 a 5Hz

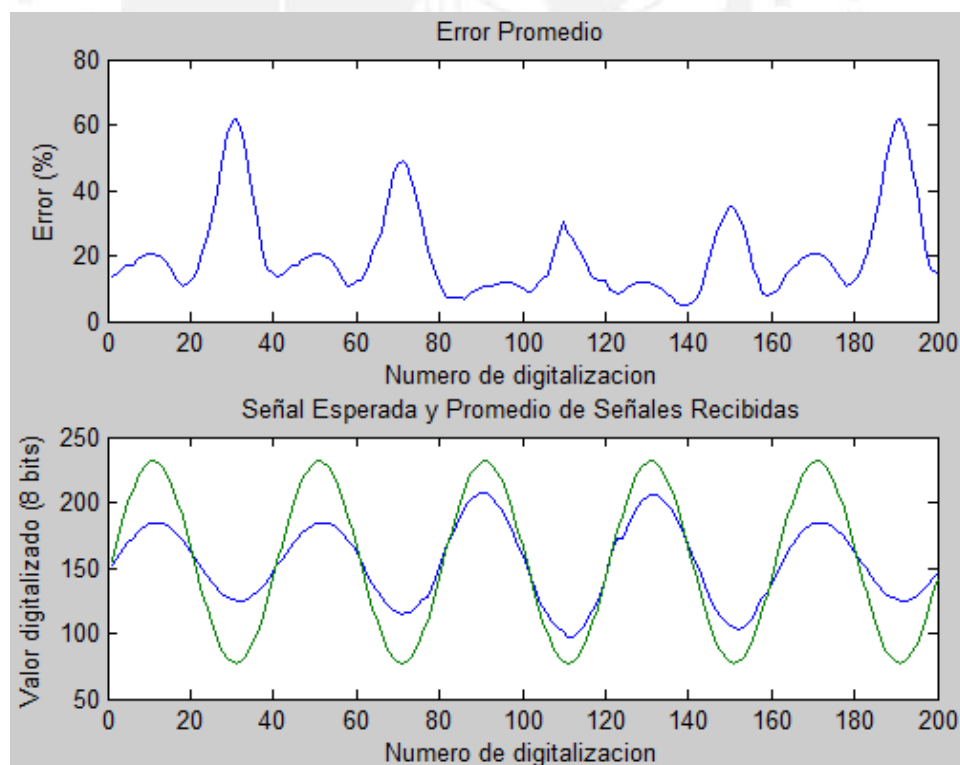


Figura 4.12 Canal 1 a 5Hz (Error = 20.69%)

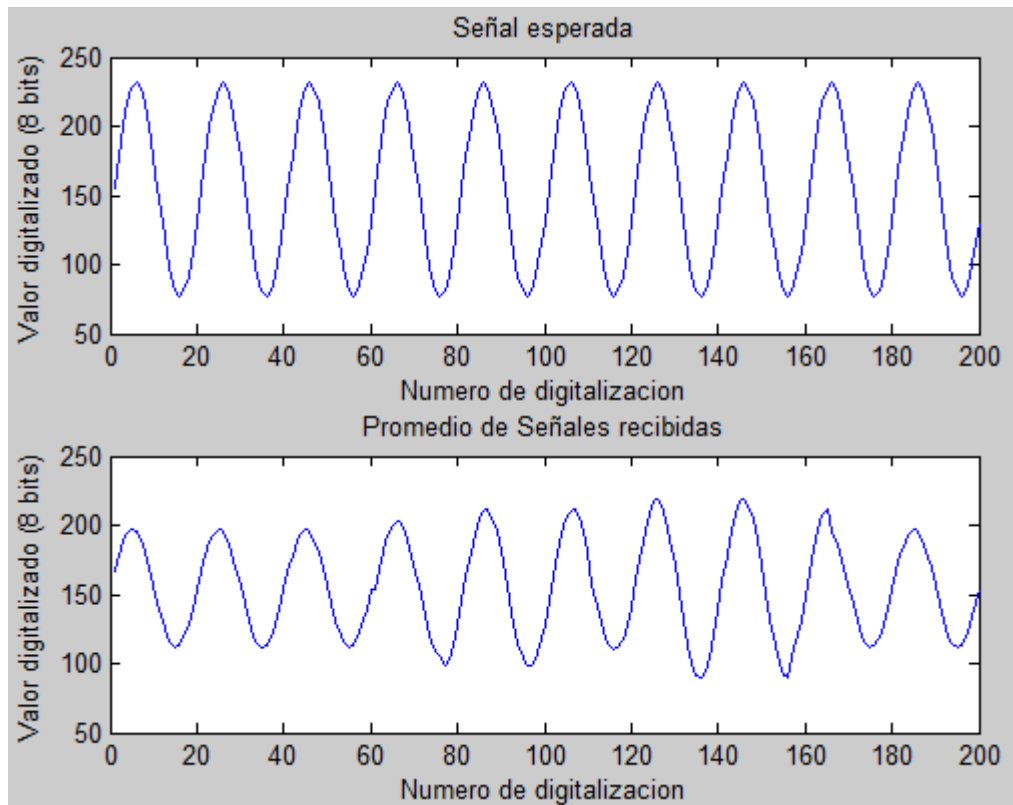


Figura 4.13 Canal 2 a 10Hz

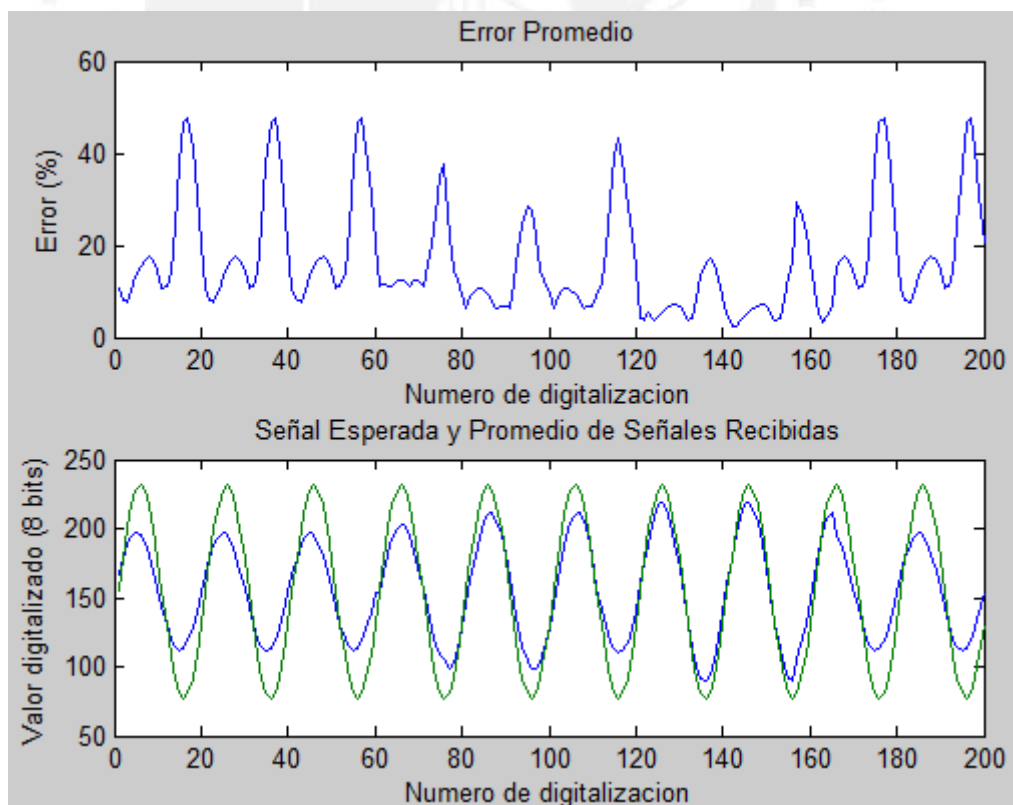


Figura 4.14 Canal 2 a 10Hz (Error=16.68%)

Como se puede observar, se lograron generar las gráficas de error las cuales tienen relación directa con la diferencia entre la señal esperada y el promedio de las señales recibidas (Figura 4.12 y 4.14).

Por último, se realizaron pruebas para calcular el porcentaje de error por canal a medida que aumentamos la distancia. Sin embargo, como se puede distinguir en las gráficas anteriores, se hace difícil visualizar errores a medida que aumentamos la frecuencia debido al tipo de gráfica.

Es por esto que se graficaron los errores promedio por cada canal a medida que se aumenta la distancia. La gráfica obtenida fue la siguiente:

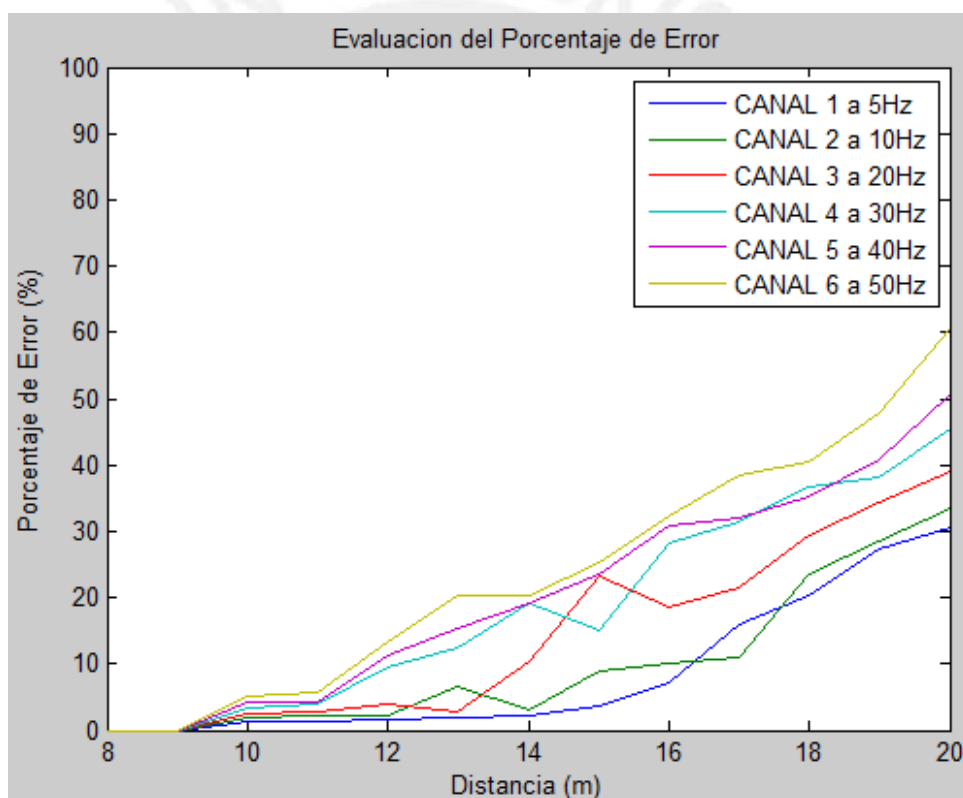


Figura 4.15 Gráfica Porcentaje de Error vs Distancia

Como se puede visualizar, los porcentajes de error varían de acuerdo al canal utilizado, ya que cada uno de ellos mide una señal de diferente frecuencia. Se observa también que la gráfica tiende a tener más error a medida que la frecuencia aumenta, para una misma distancia. Esto es debido a que a medida que aumenta la frecuencia, la diferencia entre dos digitalizaciones seguidas es mayor, por lo que de

perderse un envío en la transmisión, el error es mayor. Sin embargo, si la cantidad de envíos perdidos durante la transmisión aumenta, las frecuencias superiores podrían evidenciar errores menores que las frecuencias menores. Esto se puede observar en algunos puntos de la gráfica anterior, como por ejemplo, para el caso de una separación de 15 metros (canal 3 y canal 4).

Se logró que el usuario pueda determinar distancias máximas de separación entre el sujeto de medición y la central de medición, dependiendo del error máximo permisible por canal que se requiera para cada aplicación en particular que quiera realizar.



Conclusiones

Las lecturas cerebrales digitalizadas fueron simuladas y transmitidas a una velocidad de 250Kbps desde el módulo interno hacia el modulo externo de radiofrecuencia. Por tanto, se logró el objetivo de desarrollar un sistema capaz de realizar mediciones de manera inalámbrica.

Se logró disminuir el consumo de potencia mediante la selección del microcontrolador, el uso de los modos de bajo consumo que este dispositivo permite y el diseño del protocolo de sincronización, permitiendo que el uso de la energía sea prioritariamente para la transmisión de las señales digitalizadas.

El protocolo de sincronización utiliza una cabecera para todas tramas enviadas, por tanto se garantiza que la comunicación inalámbrica se desarrolla entre los nodos pertinentes. A través del uso del temporizador *WatchDog* se logra evitar que el modulo interno ingrese a bucles infinitos y que el sistema tenga la capacidad de sobrellevar perdidas de paquetes.

La tarjeta de radio digital fue diseñada en base a las notas de aplicación que proporcionan las empresas fabricantes de microcontroladores lográndose un área de 21.1 cm^2 con lo cual se cumplió con el propósito de tener dimensiones reducidas.

Para el protocolo I2C, el tiempo esperado para la lectura de los seis canales fue de 270us, sin embargo, el valor real fue de 316us. A pesar de que el tiempo aumentó, este continua siendo menor a los 5ms de muestreo de los 6 canales, permitiendo que se logre la correcta transmisión las digitalizaciones, mediante el uso del protocolo I2C.

Recomendaciones

La forma de envío de las señales cerebrales digitalizadas se puede dar a través de la formación de paquetes de transmisión que incluyan más de una digitalización por canal. Ante el aumento de los datos enviados, se debe incrementar la velocidad de transmisión a fin de superar los inconvenientes ya mencionados.

Para el algoritmo de sincronización y de envío, se puede considerar el uso de una técnica que permita la selección dinámica de canales a través de un asistente de limpieza de canal (CCA por sus siglas en inglés) con el fin de disminuir colisiones, acelerar el tiempo de sincronización, y poder realizar mediciones por periodos más largos de tiempo.

El sistema diseñado puede aumentar la cantidad de canales de medición tomando en cuenta los cambios pertinentes que deben de aplicar a la velocidad de reloj del protocolo I2C, la velocidad de digitalización y los resultados obtenidos en las pruebas.

Bibliografía

- [1] MOHSEN Elliot; SCHIEBER Marc; CAUWENBERGHS Bert
2011 “Wireless Micro-ECoG Recording in Primates during Reach-to-Grasp Movements”. Consulta: 5 de Mayo de 2013.
Disponible en línea.
< <http://ieeexplore.ieee.org.ezproxybib.pucp.edu.pe:2048/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6107771> >
- [2] PARK Yun; I Theoden; YANG Xiaofeng; PARHI Keshab
2012 “Seizure Detection On/Off System using Rats’ ECoG”.
Consulta: 10 de Junio de 2013.
Disponible en línea.
< <http://ieeexplore.ieee.org.ezproxybib.pucp.edu.pe:2048/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6347013> >
- [3] ASBURY Carolyn
“Brain Imaging Technologies and Their Applications in Neuroscience”, The DANA Foundation. Consulta: 17 de Julio de 2013.
Disponible en línea.
< <https://www.dana.org/uploadedFiles/Pdfs/brainimagingtechnologies.pdf> >
- [4] CHIEN C.; HSU H.; JANG J.; RAU C.; JAW F
“Microcontroller-based wireless recorder for biomedical signals”
Consulta: 7 de Abril de 2013.
Disponible en línea
< <http://ieeexplore.ieee.org.ezproxybib.pucp.edu.pe:2048/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1615644> >
- [5] MING Hong; YAJUN Zhang; HU Xiaoping

“Portable ECG Measurement Device based on MSP430 MCU”

Consulta: 20 de Julio de 2014.

Disponible en línea

< <http://ieeexplore.ieee.org.ezproxybib.pucp.edu.pe:2048/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4549258&tag=1> >

- [6] CROFTS H.S.; WILSON S.; MUGGLETON N.G.; NUTT D.J.; SCOOT E.A.M.; PEARCE P.C.

2001 “Investigation of the sleep electrocorticogram of the common marmose (Callithrix jacchus) using radiotelemetry”, Clinical neurophysiology, Elsevier

Consulta: 25 de Agosto de 2014.

Disponible en línea

<[http://icn.ncu.edu.tw/upload/paper/20130207020121Neil_2001_Investigation%20of%20the%20sleep%20electrocorticogram%20of%20the%20common%20marmoset%20\(Callithrix%20jacchus\)%20using%20radiotelemetry.pdf](http://icn.ncu.edu.tw/upload/paper/20130207020121Neil_2001_Investigation%20of%20the%20sleep%20electrocorticogram%20of%20the%20common%20marmoset%20(Callithrix%20jacchus)%20using%20radiotelemetry.pdf)>

- [7] BEREÁ, Rafael

“Instrumentación Médica, Electroencefalografía”, Material de enseñanza,

Universidad de

Alcalá, Departamento de Ingeniería Electrónica.

Consulta: 6 de Julio de 2014.

Disponible en línea

<<http://www.bioingenieria.edu.ar/academica/catedras/bioingenieria2/archivos/apuntes/tema%205%20-%20electroencefalografia.pdf>>

- [8] PURVES, Dale; AUGUSTINE George; FITZPATRICK David; HALL William; LAMANTIA Anthony; MCNAMARA James; WILLIAMS Mark

2007 “Neurociencia”, Editorial Médica Panamericana, Tercera edición

- [9] ZULETA Ernesto

2004 “El sistema nervioso, desde la neurona hasta el cerebro humano”, Editorial Universidad de Antioquia, Primera edición

- [10] SILVA PEREYRA, Juan

2011 “Métodos en neurociencias cognoscitivas”, El manual moderno, primera edición

[11] GUERRERO MARTINEZ J.

2011 “Bioseñales” Material de enseñanza. Universidad de Valencia.

Departamento de Ingeniería Biomédica.

Consulta: 19 de Setiembre de 2014.

Disponible en línea

<http://ocw.uv.es/ingenieria-y-arquitectura/1-5/ib_material/IB_T2_OCW.pdf>

[12] GRAIMANN Bernhard; ALLISON Brendan; PFURTSCHELLER Gert

2010 “BRAIN-COMPUTER INTERFACES”, Editorial Springer, primera edición

[13] ZHANG Fan; MISHRA Apurva; RICHARDSON Adrew; OTIS Brian

2011 “A Low-Power ECoG/EEG Processing IC With Integrated Multiband Energy Extractor”.

Consulta: 20 de Octubre de 2014.

Disponible en línea

< <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6012496> >

[14] DARVAS F.; SCHERER R.; OJEMANN J.; RAO R.; MILLER K.; SORENSEN B.

2011 “High gamma mapping using EEG”, PubMed Central®

Consulta: 26 de Noviembre de 2014.

Disponible en línea

< <http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC2764819/> >

[15] KOZMA Robert; DAVIS Jeffery; FREEMAN Walter

2012 “Synchronized Minima in ECoG Power at Frequencies Between Beta-Gamma Oscillations Disclose Cortical Singularities in Cognition” AMERICAN

SCIENTIFIC PUBLISHERS

Consulta: 23 de Setiembre de 2014.

Disponible en línea

< <http://escholarship.org/uc/item/9ht4t9d6#page-2> >

[16] SRIDHARA, Srinivasa

2011 “Ultra-Low Power Microcontrollers for Portable, Wearable, and Implantable Medical Electronics”

Consulta: 12 de Agosto de 2013.

Disponible en línea

< <http://ieeexplore.ieee.org.ezproxybib.pucp.edu.pe:2048/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5722252> >

[17] YAZICIOGLU Refet; MERKEN Patrick; PUERS Robert; VAN HOOFF Chris

“A 200uW Eight-Channel EEG Acquisition ASIC for Ambulatory EEG System”

Consulta: 9 de Abril de 2014.

Disponible en línea

< <http://ieeexplore.ieee.org.ezproxybib.pucp.edu.pe:2048/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4684648> >

[18] MEHMED OZKAN, Ozan Gunaydin

Design of a brain computer interface system based on Electroencephalogram (EEG)

Consulta: 10 de Julio de 2014.

Disponible en línea

<<http://ieeexplore.ieee.org.ezproxybib.pucp.edu.pe:2048/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6151426> >

[19] MING Hong; YAJUN Zhang; XIAOPING Hu

2008 “Portable ECG Measurement Device based MSP430 MCU”

Consulta: 15 de Octubre de 2014.

Disponible en línea

<<http://ieeexplore.ieee.org.ezproxybib.pucp.edu.pe:2048/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4549258> >

- [20] MSP430f42x0 Datasheet
Consulta: 21 de Abril de 2014.
Documento en línea
< <http://www.ti.com/lit/ds/slas455d/slas455d.pdf> >
- [21] CHIEN, H. HSU, J. JANG, C.RAU, F.JAW
2005 “Microcontroller-based wireless recorder for biomedical signals”
Consulta: 10 de Octubre de 2014.
Disponible en línea
< <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1615644> >
- [22] rfPIC12F675F Datasheet
Consulta: 15 de Diciembre de 2013.
Disponible en línea
< <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/70091B.pdf> >
- [23] General Layout Guidelines for RF and Mixed-Signal PCBs
Application note 5100
Consulta: 2 de Febrero de 2014.
Disponible en línea
< <http://pdfserv.maximintegrated.com/en/an/AN5100.pdf> >
- [24] Microstrip and Stripline Design
Application note MT-094
Consulta: 10 de Noviembre de 2014.
Disponible en línea
< <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-094.pdf> >
- [25] RF Layout with Microstrip

Application note AT02865

Consulta: 24 de Abril de 2014.

Disponible en línea

< http://www.atmel.com/Images/Atmel-42131-RF-Layout-with-Microstrip_Application-Note_AT02865.pdf >

[26] COONROD John; RAUTIO Brian

2012 “Comparing Microstrip and CPW Performance”, Microwave Journal

Consulta: 7 de Diciembre de 2013.

Disponible en línea

< <http://www.rogerscorp.com/documents/2311/acm/articles/Comparing-Microstrip-and-CPW-Performance.pdf> >

[27] SUCIU Doru

2007 “Considerations regarding ISM frequency bands”, Interdisciplinarity in Engineering Scientific International Conference, TG. Mureş – România

Consulta: 24 de Enero de 2014.

Disponible en línea

<http://www.upm.ro/InterIng2007/Papers/Section4/28SUCIU_DORU_MURES_PAPER2.pdf >

[28] KUROSE James; ROSS Keith

2013 COMPUTER NETWORKING, Pearson, sexta edicion

[29] HUANG Li; HARPE Pieter, ZHOU Cui, RAMPU Simonetta, VIDOJKOVIC Maja, DOLMANS Guido, DE GROOT Harmke; IMAMURA Koji

2010 “Performance Evaluation of an Ultra-Low Power Receiver for Body Area Networks (BAN)”

Consulta: 17 de Agosto de 2014.

Disponible en línea

< <http://ieeexplore.ieee.org.ezproxybib.pucp.edu.pe:2048/stamp/stamp.jsp?tp=&number=5670505> >

- [30] SAYRAFIAN-POUR Kamran, HAGEDORN John, BARBI Martina, TERRILL Judith, ALASTI Mehdi
2013 “A Simulation Platform to Study Inter-BAN Interference”
Consulta: 20 de Octubre de 2014.
Disponible en línea
< <http://ieeexplore.ieee.org.ezproxybib.pucp.edu.pe:2048/stamp/stamp.jsp?tp=&number=6719268> >
- [31] TING Kok, EE Gee, NG Chee, NOORDIN Nor; ALI Borhanuddin
2011 “The Performance Evaluation of IEEE 802.11 against IEEE 802.15.4 with Low Transmission Power”
Consulta: 10 de Febrero de 2014.
Disponible en línea
<<http://ieeexplore.ieee.org.ezproxybib.pucp.edu.pe:2048/stamp/stamp.jsp?tp=&number=6152927> >
- [32] LEE Jin-Shyan, SU Yu-Wei; SHEN Chung-Chou
2007 “A Comparative Study of Wireless Protocols: Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi”
Consulta: 23 de Marzo de 2014.
Disponible en línea
< http://eee.guc.edu.eg/Announcements/Comparaitive_Wireless_Standards.pdf >
- [33] GUTIÉRREZ Jose; CALLAWAY Edgar; BARRETT Raymond
2004 “Low-Rate Wireless Personal Area Networks, Enabling Wireless Sensors with IEEE 802.15.4”, IEEE Standards Association
- [34] Co-existence of IEEE 802.15.4 at 2.4 GHz

Application note JN-AN-1079

Consulta: 20 de Julio de 2013.

Disponible en línea

< http://www.nxp.com/documents/application_note/JN-AN-1079.pdf >

- [35] Coexistence between ZigBee and Other 2.4GHz Products

Application note AT02845

Consulta: 16 de Mayo de 2014.

Disponible en línea

< http://www.atmel.com/Images/Atmel-42190-Coexistence-between-ZigBee-and-Other-24GHz-Products_AP-Note_AT02845.pdf >

- [36] Layout Review Techniques for Low Power RF Designs

Application note AN098

Consulta: 20 de Agosto de 2013.

Disponible en línea

< <http://www.ti.com/lit/an/swra367a/swra367a.pdf> >

- [37] Low-Cost RF Module with Dipole Antenna

Application note AT02785

Consulta: 26 de Mayo de 2014.

Disponible en línea

< http://www.atmel.com/Images/Atmel-42133-Low-Cost-RF-Module-with-Dipole-Antenna_Application-Note_AT02785.pdf >

- [38] RF Design Schematic Checklist

Application note AT02595

Consulta: 10 de Diciembre de 2013.

Disponible en línea

< http://www.atmel.com/Images/Atmel-42157-WIRELESS-AT02595-RF-Design-Schematic-Checklist_Application-Note.pdf >

- [39] CAHAVARRIAGA Ricardo, BIASIUCCI Andrea, FORSTER Killiam, ROGGEN Daniel, TROSTER Gerhard, MILLAN Jose

2010 “Adaptation of Hybrid Human-Computer Interaction Systems Using EEG Error-Related Potentials”

Consulta: 9 de Noviembre de 2014.

Disponible en línea

<<http://ieeexplore.ieee.org.ezproxybib.pucp.edu.pe:2048/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5627376&tag=1>>

