



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

**SISTEMA SIMPLIFICADO PARA
ESTUDIOS DEL SUEÑO**

TESIS

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:
INGENIERO ELÉCTRICO Y ELECTRÓNICO

P R E S E N T A:

DANIEL HERNÁNDEZ RIVERA



DIRECTOR DE TESIS:

M.I. RICARDO DAMIÁN ZAMACONA

MÉXICO D.F., CIUDAD UNIVERSITARIA, 2012

Agradecimientos

A la Universidad Nacional Autónoma de México por darme la oportunidad de tener una formación personal y académica de excelencia en esta honorable institución.

A la Facultad de Ingeniería, por la excelente preparación académica que me brindó, así como a cada uno de los excelentes profesores que me impartieron clase.

A mi director de tesis M.I. Ricardo Damián Zamacona por ayudarme en cada reto que me encontré a lo largo de la realización de este trabajo y a los profesores del CCADET por brindarme el apoyo necesario para la conclusión de este proyecto.

Un especial agradecimiento...

A mis Padres por apoyarme incondicionalmente en aspectos que me permitieron llegar al lugar donde me encuentro...

A mi Hermana por estar ahí cuando necesité de su ayuda...

A mis Tíos porque en gran parte su ejemplo me ayudó a buscar mis metas...

A mis Abuelos por demostrarme su gran apoyo...

A mis Primos pues han estado conmigo a lo largo de mi vida...

A mi Novia y a mis grandes Amigos por estar a mi lado en todo momento...

Su apoyo fue indispensable para la conclusión de mis estudios y desarrollo de mi vida personal.

Índice

Introducción.....	1
-Problemática actual.....	2
-Objetivo.....	3
Capítulo 1. Estudio del sueño completo y simplificado.....	4
1.1 Estudio completo.....	5
1.2 Estudio simplificado.....	6
1.3 Panorama actual.....	6
1.4 Variante en el estudio del sueño.....	7
1.5 Alternativa de solución.....	9
1.6 Tipos de sistemas de adquisición de datos.....	9
1.7 Sistema propuesto.....	10
1.8 Memoria USB.....	11
1.9 Esquema general a bloques del sistema.....	13
Capítulo 2. Señales más importantes para el estudio simplificado del sueño.....	14
2.1 Introducción.....	15
2.2 Sensores.....	16
2.2.1 Sensores biomédicos.....	17
2.3 Frecuencia cardiaca.....	19
2.3.1 El sueño y el corazón.....	23
2.3.2 Sensado de la frecuencia cardiaca.....	23
2.3.3 Adquisición de la señal electrocardiográfica.....	26
2.3.3.1 Fuentes de ruido.....	26
2.3.3.1.1 Interferencias por acoplamiento capacitivo e inductivo.....	27

2.3.3.1.2 Efecto del contacto electrodo-electrolito-piel	31
2.3.3.1.3 Variación de la línea base	32
2.3.3.1.4 Otras fuentes de interferencia y ruido.....	33
2.4 Señal ECG típica	33
2.5 Frecuencia respiratoria nasal y bucal	35
2.5.1 La apnea del sueño.....	36
2.5.2 Sensado de la frecuencia respiratoria.....	37
2.5.3 Señal típica de frecuencia respiratoria.....	38
2.6 Expansión torácica.....	38
2.1.1 Sensado de la expansión torácica.....	39
2.6.2 Señal típica de expansión torácica.....	40
2.7 Ronquido.....	41
2.7.1 Sensado del ronquido	41
2.7.2 Señal típica de ronquido.....	42
2.8 Saturación de oxígeno en sangre	42
2.8.1 Sensado de la saturación de oxígeno	43
2.8.2 ChipOx.....	47
Capítulo 3. Acondicionamiento de señales.....	50
3.1 Introducción.....	51
3.2 Amplificador operacional.....	51
3.3 Amplificador de instrumentación	54
3.3.1 Circuito integrado amplificador de instrumentación AD621	55
3.4 Filtrado.....	56
3.4.1 Filtro pasa bajas.....	57
3.4.2 Filtro pasa altas.....	58
3.4.3 Filtro pasa banda de banda ancha.....	58
3.4.4 Filtros digitales	62
3.4.4.1 Filtros recursivos y no recursivos.....	62
3.4.4.1.1 Filtros tipo IIR.....	62
3.4.4.1.2 Filtros tipo FIR.....	63
3.5 Frente de entrada	64
3.5.1 Aislamiento	65

3.6 Características de las señales de interés	66
3.7 Diseño del circuito de acondicionamiento	68
3.7.1 Especificaciones del circuito de acondicionamiento.....	68
3.7.2 Amplificación de la señal de electrocardiografía	69
3.7.2.1 Amplificador operacional TLC27L4	71
3.7.2.2 Topología del circuito de protección con el A.I.	72
3.7.2.3 Circuito empleado para eliminar el offset.....	72
3.7.2.4 Implementación del Filtro pasa bajas	74
3.7.2.5 Amplificador en configuración sumador	76
3.7.3 Circuito de acondicionamiento completo de la señal de ECG.....	79
3.7.4 Circuito de acondicionamiento completo de la señal de expansión torácica	82
3.7.5 Circuito de acondicionamiento completo de la señal de frecuencia respiratoria bucal	83
3.7.6 Circuito de acondicionamiento completo de la señal de frecuencia respiratoria nasal.....	84
3.7.7 Circuito de acondicionamiento completo de la señal de ronquido.....	85
3.8 Acondicionamiento de la señal analógica del ChipOx.....	86
3.8.1. Sample/Hold	88
3.8.2. Circuito completo de acondicionamiento para las señales que provienen del ChipOx.....	89
Capítulo 4. Procesamiento y almacenamiento digital de las señales	91
4.1 Introducción	92
4.2 Conversión analógica digital.....	92
4.2.1 Tipos de convertidores analógicos digitales.....	93
4.2.1.1 ADC flash	93
4.2.1.2 ADC voltaje a frecuencia.....	94
4.2.1.3 ADC de comparación de rampa	94
4.2.1.4 ADC de doble rampa.....	94
4.2.1.5 ADC de aproximaciones sucesivas	94
4.2.2 Multiplexado.....	95
4.2.3 Digitalización de las señales en el sistema propuesto.....	97
4.2.4 Elección del microcontrolador para el sistema propuesto	97
4.2.5 Módulo ADC del PIC18F2550	98
4.2.5.1 Configuración del módulo A/D	102
4.3 Almacenamiento de las señales.....	105
4.3.1 Diferentes formas de almacenamiento de datos	106

4.3.1.1 Memorias EEPROM.....	107
4.3.1.2 Memoria SD.....	107
4.3.1.3 Memoria flash USB.....	108
4.4 Módulo VDIP1.....	110
4.4.1 Circuito integrado VNC1L.....	110
4.4.1.1 Tipos de firmware.....	111
4.4.1.1.1 Firmware VDAP.....	111
4.4.1.1.2 Otros tipos de firmware.....	112
4.4.2 Actualización del firmware.....	112
4.4.3 Funcionamiento del VNC1L.....	112
4.4.4 Conexión del módulo VDIP1.....	114
4.5 Interfaz para almacenamiento de señales en memoria USB.....	116
4.5.1 Selección del microcontrolador para el manejo del VNC1L.....	116
4.5.2 Comunicación: microcontrolador – VNC1L.....	117
4.5.3 Programación del microcontrolador para manipulación del VNC1L.....	118
4.5.3.1 Módulo de comunicación serial del microcontrolador elegido PIC18F2550.....	119
4.5.3.1.1 Función Printf() para aumentar la velocidad de envío.....	120
4.5.3.2 Programación del PIC18F2550 para comunicación con el VNC1L.....	121
4.5.3.3 Cálculo del tiempo de captura de datos.....	129
4.5.3.3.1 Funcionamiento del módulo TIMER1 del PIC18F2550.....	130
4.5.3.3.2 Programación realizada para el cálculo del tiempo de captura.....	130
4.6 Diagrama eléctrico de conexiones del PIC18F2550 y el módulo VDIP1.....	132
Capítulo 5. Visualización de las señales en PC.....	134
5.1 Introducción.....	135
5.2 Software de programación.....	135
5.2.1 Alternativas (VISUAL BASIC y LabVIEW).....	135
5.2.1.1 VISUAL BASIC.....	136
5.2.1.2 LabVIEW.....	136
5.3 Interfaz gráfica para visualización de las señales.....	137
5.3.1 Entorno SignalExpress.....	137
5.3.2 Diagrama de bloques de la programación en LabVIEW.....	139
5.3.2.1 Lectura de datos provenientes de la memoria USB.....	141
5.3.2.2 Despliegue gráfico de las señales almacenadas en la memoria USB.....	143

5.3.2.3 Impresión y almacenamiento de las gráficas desplegadas	146
Capítulo 6. Fuente de alimentación	149
6.1 Introducción	150
6.2 Requerimientos de la fuente de alimentación del sistema propuesto	151
6.3 Fuente de alimentación a base de baterías	152
6.3.1 Elección de batería	153
6.3.2 Reguladores de voltaje	154
6.3.2.1 Regulador de voltaje L4941	156
6.3.2.2 Regulador de voltaje LM1117	157
6.3.3 Circuito integrado MAX660	158
6.3.4 Circuito de protección contra inversión de polaridad.....	160
6.3.5 Circuito completo de la fuente de alimentación	161
Capítulo 7. Resultados y Conclusiones	163
7.1 Pruebas y resultados.....	164
7.1.1 Etapa de acondicionamiento analógico.....	164
7.1.2 Almacenamiento digital de las señales.....	168
7.1.3 Fuente de alimentación	169
7.1.4 Comportamiento total del sistema desarrollado.....	171
7.2 Manejo del software de visualización	173
7.3 Conclusiones.....	176
7.3.1 Mejoras probables.....	178
Referencias y Bibliografía	180
Apéndice A	185
Apéndice B	203
Apéndice C	206
Apéndice D	212

Introducción

Problemática actual

Los trastornos del sueño son un problema al cual no se le presta la atención necesaria, debido quizá a la poca información que se tiene de este. Se estima que actualmente en el país 30% de los habitantes sufre algún trastorno del sueño [1]. El problema va más allá de los síntomas que se muestran al momento de dormir, ya que además, estos son desencadenantes de otros problemas más graves, como pueden ser los accidentes automovilísticos o en el manejo de maquinaria pesada, provocados por quedarse dormidos en el transcurso del día. Muchos otros son causados por el constante cansancio en las personas, llegando a ser tan graves que pueden desencadenar un infarto, embolia o algunos otros problemas de tipo cardíaco.

Existen clínicas especializadas para el tratamiento de estos trastornos, sin embargo, hay muy pocas disponibles en el país, debido en mayor medida al alto costo del equipamiento que requieren para operar. Los estudios para detectar los problemas del sueño utilizan principalmente un instrumento biomédico llamado polisomnógrafo que captura varias señales biológicas provenientes del paciente como son, el ECG, EEG, Oximetría de pulsos, Actividad muscular, entre otras, estas señales son de suma importancia. La captura de todas o solo algunas de las señales depende del estudio requerido por el especialista, las cuales se monitorean a lo largo del sueño del paciente para después analizarlas y poder dar un diagnóstico. Es por esto que se tiene que considerar que son estudios relativamente largos ya que se tiene que recolectar información en por lo menos ocho horas continuas.

Objetivo

Diseñar y construir un sistema portátil de bajo costo para la adquisición de señales biológicas usadas en estudios simplificados del sueño, de tal manera que los datos capturados se puedan almacenar en una memoria externa y el paciente pueda por sí solo conectarse al sistema sin la presencia de un médico, permitiendo así implementar estos estudios en una mayor cantidad de clínicas por su facilidad de uso.

Capítulo 1

Estudio del sueño Completo y Simplificado

1.1. Estudio completo

La polisomnografía (PSG) es una técnica para diagnosticar algunas alteraciones que se presentan cuando dormimos, ejemplo de estas son las disomnias y las parasomnias, dentro de estas alteraciones, podemos tener las apneas, los ronquidos, así también otras que son favorecidas por el sueño como la epilepsia [2]. Dentro de la polisomnografía se puede realizar un estudio que incluye el monitoreo de la actividad cerebral, el ritmo cardiaco, respiración, actividad muscular, movimiento ocular, saturación de oxígeno en sangre, posición corporal, entre otras, este estudio es considerado un *estudio completo del sueño* ya que toma en cuenta el comportamiento de una gran cantidad de señales tanto neurológicas, musculares, de movimiento corporal y cardiorrespiratorias.

La figura 1 muestra la pantalla de un instrumento comercial, en la cual podemos ver la forma en la que se presentan las diferentes señales antes mencionadas, la cantidad de estas puede variar dependiendo del arreglo de sensores colocados en la cabeza, con estas señales en conjunto es posible que el especialista tenga la información detallada sobre la calidad de nuestro sueño.

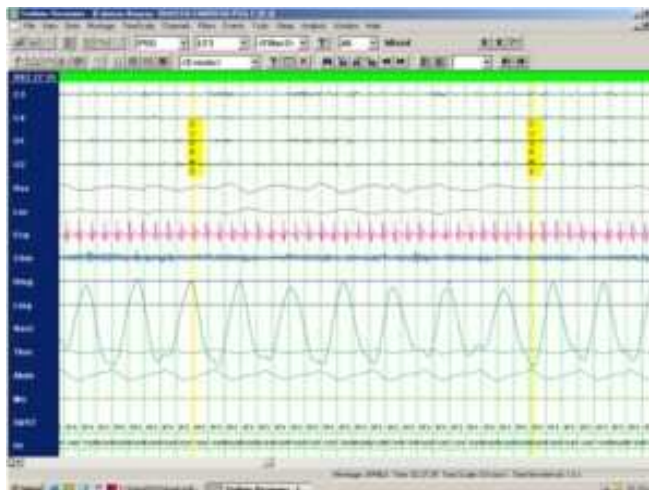


Figura 1. Ejemplo de interfaz gráfica de un instrumento de PSG.

1.2. Estudio simplificado

El *estudio del sueño simplificado*, es referido a una poligrafía respiratoria que no requiere del monitoreo de señales como el EEG y la actividad muscular, que son más complicadas de registrar debido entre otras cosas a la cantidad de sensores que se deben colocar y a la amplitud de las señales registradas para estos fines. El estudio simplificado capta todas las pausas respiratorias (apneas), cambio en la saturación de oxígeno y el momento exacto del sueño en el cual se han producido estos episodios, para estos fines se instalan sensores que detectan respiración, el ronquido (por vibración), frecuencia cardíaca, saturación de oxígeno, expansión torácica, y otras dependiendo de las necesidades del médico especialista.

1.3. Panorama actual

En la actualidad existen numerosos equipos de polisomnografía como el mostrado en la figura 2, en los cuales varía la cantidad de canales, calidad y funcionalidad, que son importantes para el especialista en PSG, otras características que también marcan diferencias entre estos equipos son el tamaño, peso y precio que de igual manera son tomadas en cuenta al momento de adquirirlos.

Los polisomnógrafos actuales cuentan con gran cantidad de canales, que pueden ir desde 18 hasta 44 o más. Estos equipos son muy costosos y por esta razón es difícil que las clínicas especializadas en trastornos del sueño los puedan adquirir. Una vez que se ha adquirido el equipo, no se puede pasar por alto el costo que tiene el mantenimiento del mismo, ya que este debe estar en óptimas condiciones para su correcto funcionamiento. Estos factores han provocado que sean pocas las unidades especializadas en nuestro país, siendo difícil que los estudios mencionados lleguen a todas las personas que los requieren.



Figura 2. Polisomnógrafo comercial

1.4. Variante en el estudio del sueño

Una de las dificultades en el estudio del sueño es que la persona que necesita un estudio de PSG requiere ir a la clínica del sueño y dormir ahí una noche o el tiempo que sea indicado por el médico especialista, en un cuarto acondicionado para ofrecer al paciente la comodidad necesaria para que tenga un sueño lo más parecido en su vida cotidiana, de esta manera se monitorean algunas señales biológicas mientras el personal vigila al paciente. La forma en que se realizan estos estudios hace necesario el uso de gran cantidad de espacio en la clínica especializada, personal capacitado que supervise a los pacientes por las noches, alto costo de acondicionamiento de la habitación aunado el hecho de que puede ser difícil para el paciente dormir cómodamente, por estas razones en los últimos años ha crecido la necesidad de equipos de PSG simplificados que puedan ser utilizados en el hogar del paciente. Estos equipos pueden ayudar a generar un diagnóstico previo para decidir si el paciente es candidato a un estudio más completo.

Actualmente hay en el mercado algunos equipos portátiles para el estudio simplificado del sueño como el mostrado en la figura 3, los cuales tienen la ventaja de poder ser manejados por el propio paciente en la comodidad de su hogar, monitoreando las señales más importantes consideradas por el médico especialista, que pueden ir de 6 hasta 8 señales. Estas señales son almacenadas en algún tipo de memoria, no obstante, estos equipos tienen la desventaja de ser

muy costosos, ya que además de ser equipos de importación, tanto los consumibles como piezas de remplazo se deben importar y el mantenimiento debe ser realizado por personal especialista del extranjero. La tabla 1 muestra las características generales de algunos equipos actuales:



Figura 3. Sistema portable para estudios del sueño del fabricante *grasstechnologies*.

Amplificador	4-canales, más oxímetro para SpO2 y frecuencia cardiaca.
Entradas del amplificador	Conectores: 2-pines, con código de colores para simplificar la conexión.
	Frecuencia de muestreo para cada canal: 200 Hz.
	Frecuencia respiratoria: Ancho de banda de 0.03 Hz a 15 Hz, con un rango de ± 4 mV diferencial.
	RIP: Ancho de banda de 0.03 Hz a 15 Hz con un rango de ± 4 mV diferencial.
	Ronquido: Ancho de banda de 0.03 a 100 Hz con un rango de ± 4 mV diferencial.
	Posición: Ancho de banda de DC a 15 Hz con un rango de ± 2 V.
	Oxímetro
	Rango de saturación de oxígeno: 50% a 100%
	Rango de la frecuencia cardiaca: 20 a 300 bpm
Tiempo de registro	12+ horas

Tabla 1. Características generales de un equipo portable del fabricante *grasstechnologies*.

1.5. Alternativa de solución

Un equipo portátil para estudios simplificados del sueño de construcción propia ayudará a resolver muchos problemas que son causados por la necesidad de llevar al paciente hasta la clínica del sueño, permitiendo que el estudio pueda llegar a mayor cantidad de personas ya que lo hace más cómodo y menos costoso.

Hablando de nuestro país esta alternativa parece ser adecuada, por lo que un sistema diseñado y construido aquí proporcionaría una disminución en los costos, así como una mayor practicidad en la adquisición y manejo del equipo. Un sistema de adquisición de datos digital, acondicionado para uso médico es la mejor opción para el diseño del equipo.

1.6. Tipos de sistemas de adquisición de datos

Dado que de los sistemas de adquisición de datos (AD) son esenciales en diversos ámbitos tales como: áreas industriales, de investigación, salud, seguridad, entre otros, es de gran importancia que cada sistema se adecúe a las necesidades que se requieran.

Los sistemas de AD pueden ser muy diferentes, dependiendo del tipo de señales involucradas, primordialmente atendiendo a su frecuencia, amplitud, fase, si es digital o analógica, de acuerdo a estas características se presentan necesidades diferentes en la adquisición, necesidades que definirán los elementos y funciones que tendrá el sistema de adquisición de datos. De manera general y con base en lo anterior se pueden utilizar dos tipos de sistemas de adquisición de datos, tanto analógicos como digitales siendo estos últimos los más utilizados en la actualidad. En la figura 4 (a) y (b) se muestran los bloques básicos que podrían tener un sistema analógico y digital respectivamente.

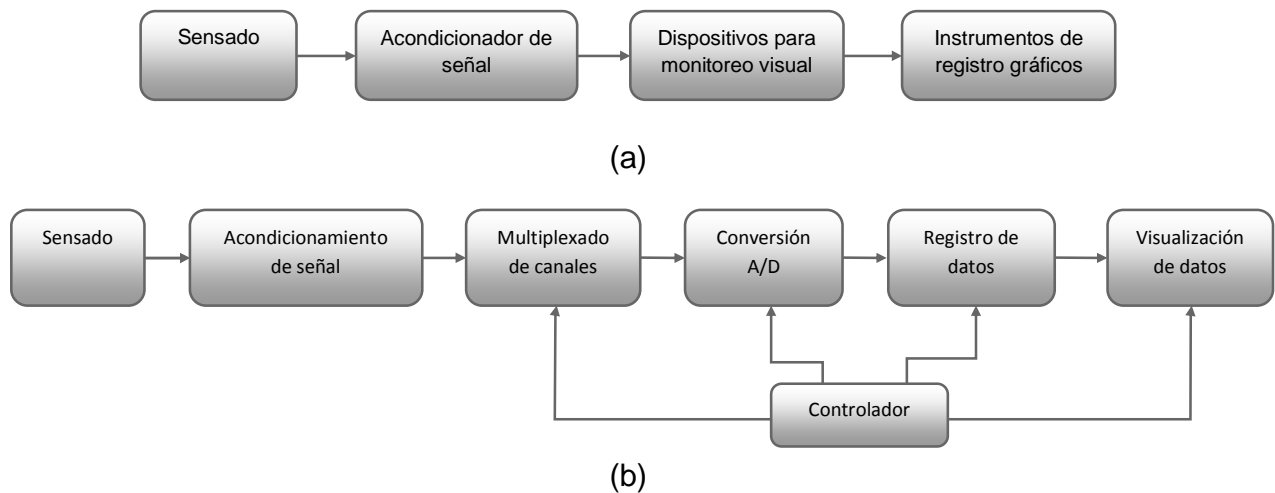


Figura 4. Diagrama a bloques de un sistema de adquisición de datos analógico (a) y digital (b).

En la actualidad, se les da mayor uso a los sistemas de adquisición de datos digitales por los beneficios que presentan en cuanto al manejo de ruido, ya que se puede regenerar la señal ante la pérdida de información, además se pueden emplear técnicas de detección y corrección de errores; por otro lado cualquier operación que se requiera realizar sobre la señal es práctico dadas las técnicas computacionales existentes, todo esto facilita el procesamiento de este tipo de señales [3]. Por otra parte, también hay aplicaciones donde se utilizan sistemas analógicos, principalmente en los que se requiere un ancho de banda grande y no requieren conversión A/D.

1.7. Sistema propuesto

Para tener una solución que se adapte a las necesidades de nuestro país se propone realizar un sistema para estudios simplificados del sueño, que resulte práctico, portátil, de bajo costo, y que además se le pueda dar mantenimiento por personal del mismo laboratorio que tenga un grado de conocimiento en electrónica y programación básico, éstas características permitirán una mayor facilidad de adquirirlo dado que el costo a lo largo de su vida útil será más accesible.

El sistema aquí propuesto cuenta con todas las etapas de un sistema de adquisición de datos digital, poniendo especial énfasis en el bloque de almacenamiento de datos, ya que éste se realizará mediante el uso de una memoria flash USB, esto permitirá coleccionar información en el mismo lugar donde se tiene el sistema de adquisición de datos. La adquisición se puede realizar por tiempo prolongado sin hacer uso de una PC como se muestra en la figura 5, posteriormente haciendo uso de una interfaz, se visualizan los datos en una computadora.

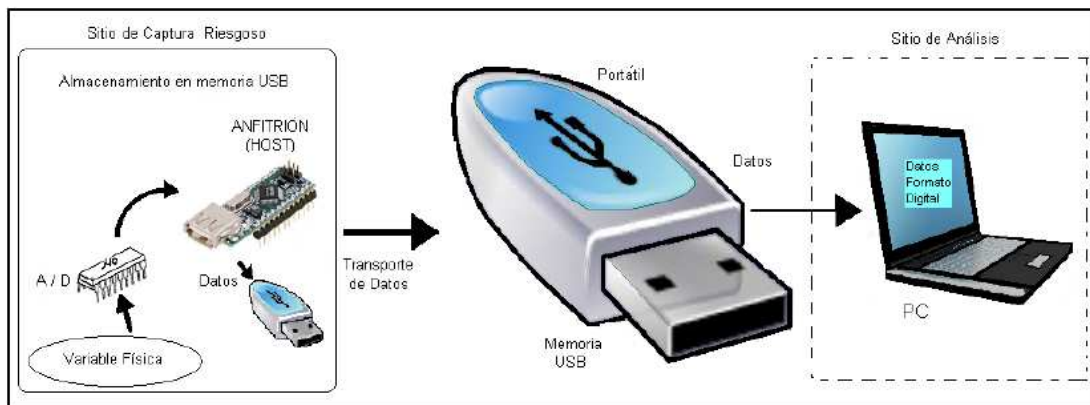


Figura 5. Esquema propuesto.

1.8. Memoria USB

La memoria flash USB actualmente es muy práctica, de amplia distribución y bajo costo, además de completa compatibilidad en equipos de cómputo actuales. El inconveniente que se tiene con este tipo de sistemas es que no cualquier dispositivo puede escribir en una memoria USB, para esto, se necesita tener un dispositivo anfitrión como lo es una PC, ya que solo este dispositivo maestro (PC) tiene el control en una comunicación USB con dispositivos USB's esclavos. Existe en el mercado un circuito integrado del fabricante FTDI mostrado en la figura 6 que nos permite darle a un dispositivo microcontrolador o dispositivo lógico programable propiedades de anfitrión del tipo antes mencionado y de esta manera escribir datos en una memoria flash USB sin el uso de una PC.

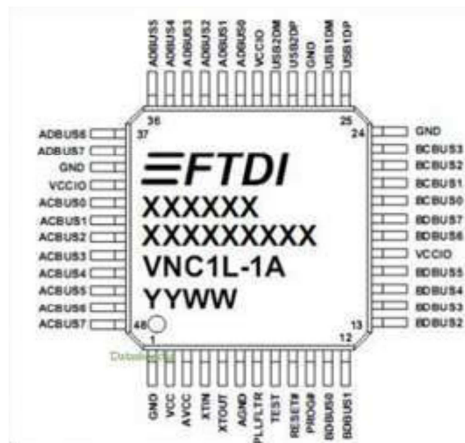


Figura 6. Circuito Integrado VNC1L de la FTDI.

Teniendo en cuenta esto, un sistema de adquisición que almacena sus datos en una memoria flash USB sin el uso de una PC nos proporciona practicidad en el manejo de datos, pudiendo de esta manera hacer un equipo portátil, ya que no se necesita una computadora en el momento que se registran los datos. De manera general, a los equipos que almacenan datos que provienen de una gran variedad de sensores y que además se pueden dejar trabajando por grandes periodos de tiempo mientras van registrando los datos se les conoce como DATALOGGER [4], la única diferencia con el equipo aquí propuesto es que estos no almacenan la información en una memoria flash USB, por lo tanto, en este diseño se ofrece una alternativa de almacenamiento, logrando que el sistema sea práctico, y de bajo costo, utilizando lo último en tecnología.

El sistema está diseñado para adquirir las siguientes señales que fueron elegidas de acuerdo a la sugerencia de un médico especialista:

- ECG y frecuencia cardiaca.
- Saturación de oxígeno en sangre.
- Frecuencia respiratoria, nasal y bucal.
- Expansión torácica.
- Ronquido.

1.9. Esquema general a bloques del sistema

El esquema de la figura 7 muestra de manera más específica las etapas del sistema de adquisición de datos propuesto.

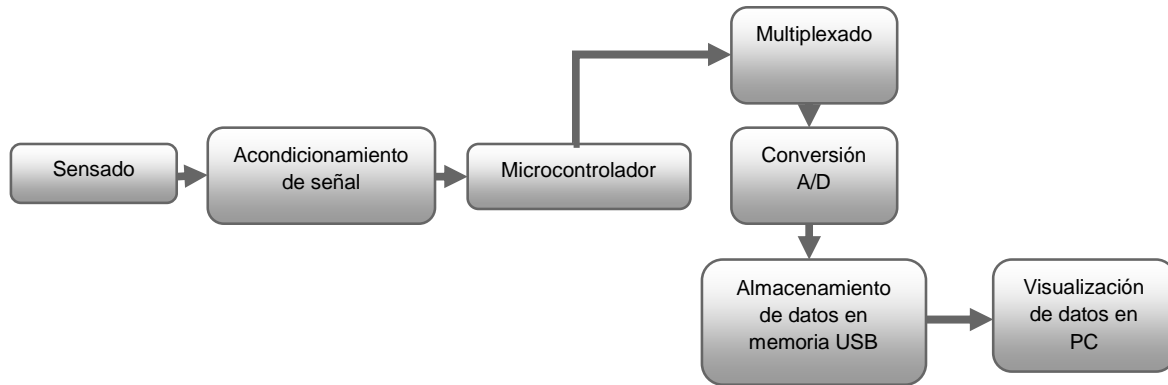


Figura 7. Diagrama general del sistema.

Las señales de interés son proporcionadas por sensores especiales colocados en el paciente, cada de una de estas señales debe pasar por la etapa de acondicionamiento para proporcionarles así las características necesarias para la etapa de conversión analógica digital así como para eliminar el ruido e interferencias presentes en estas. Finalmente por medio del microcontrolador y el módulo VDIP1 se crea una interfaz para el almacenamiento de las señales en la memoria USB, los resultados podrán visualizarse de manera gráfica en la pantalla de una PC con el software pertinente.

Capítulo 2

**Señales más importantes
para el estudio simplificado
del sueño**

2.1. Introducción

La polisomnografía es el “estándar de oro” para estudios de trastornos del sueño, ya que hace un monitoreo completo de señales biológicas que permiten conocer los problemas que se tienen al momento de dormir. Durante los últimos años se han probado numerosos equipos con menor cantidad de sensores que permiten realizar estudios simples los cuales facilitan el diagnóstico de problemas generalmente respiratorios que suceden cuando dormimos como lo es el síndrome de apnea-hipopnea del sueño. Éstos equipos sacrifican las variables neurofuncionales de la polisomnografía y conservan los sensores orientados al registro cardiorrespiratorio.

Los métodos simplificados para el estudio del sueño se han ido popularizando debido a la alta cantidad de personas con trastornos del sueño, además de las pocas clínicas especializadas, la complejidad y el alto costo de implementación de estudios completos de polisomnografía.

Las señales bioeléctricas generadas por el cuerpo nos proporcionan información sobre el funcionamiento de los sistemas biológicos del paciente permitiendo así detectar problemas físicos y posteriormente aportar posibles soluciones por parte de los especialistas.

Los estudios simplificados del sueño monitorean señales principalmente de tipo cardiorrespiratorias. Estas señales tienen componentes de frecuencia comprendidas entre 0.2 y 3.5 Hz como se puede ver en la tabla comparativa 2. Es por esta razón que el sistema presentado en este trabajo está diseñado para amplificar señales de baja frecuencia. La detección de estas señales a su vez, se realiza por medio de sensores especiales, los cuales se conectan directamente al paciente.

Señal	Amplitud(típica)	Frecuencia
ECG	0.5 mV p-p - 4 mV p-p	0.5 Hz a 3.5Hz [5]
Flujo aéreo bucal	400 μ V p-p	0.2 Hz a 0.4 Hz [6]
Flujo aéreo nasal	400 μ V p-p	0.2 Hz a 0.4 Hz [6]
Expansión torácica	600 μ V p-p	0.2 Hz a 0.4 Hz [6]
Ronquido	5 mV p-p	20 Hz a 20 kHz

Tabla 2. Tipos de señales, voltajes típicos e intervalos de frecuencia típicos.

2.2. Sensores

En la literatura, el término transductor se refiere a un dispositivo que convierte una magnitud física a otra de distinto tipo. Por otro lado, un sensor es un transductor que convierte una magnitud física a una salida eléctrica que es de gran utilidad en sistemas de instrumentación electrónicos [5], la figura 8 muestra algunos tipos de sensores.



Figura 8. Sensores comúnmente utilizados.

Una de las clasificaciones de los sensores de acuerdo a la polarización requerida para que operen, puede ubicarlos como los pasivos o polarizados y los autogeneradores o no polarizados. Los primeros necesitan excitación externa para su funcionamiento, produciendo cambios en algún parámetro eléctrico como resistencia y capacitancia, de esta manera puede ser medido un voltaje o una corriente proporcional. Por el contrario, los sensores autogeneradores no necesitan excitación externa, por sí solos generan un voltaje o una corriente de acuerdo a los cambios de la variable física medida. Existe además otra

clasificación comúnmente dada que va de acuerdo al tipo de variable a ser medida [7]:

- Cantidades mecánicas: como fuerza, posición, desplazamiento.
- Cantidades térmicas: como temperatura, flujo de aire.
- Flujos y campos magnéticos y eléctricos.
- Intensidad de radiación: nuclear, electromagnética.
- Cantidades químicas: concentración de humedad, componentes de gas.
- Cantidades biológicas: concentración de enzimas, anticuerpos.

Cada una de estas medidas puede ir enfocada a distintos campos de aplicación, por lo que también pueden ser clasificados como: sensores industriales, biomédicos, entre otros.

Otra clasificación que hay va de acuerdo al principio de transducción, de esta manera podemos tener transductores cuyo principio de transducción puede ser: capacitivo, inductivo, resistivo, piezoeléctrico, ionizante, así como otros.

Es por lo anterior que el sensor a utilizar debe ser elegido de acuerdo a características como: tipo de señal, precisión, condiciones ambientales, compatibilidad con el sistema, entre otros; una buena elección se reflejará en el buen funcionamiento del sistema.

2.2.1. Sensores biomédicos

Los sensores biomédicos convierten una variable fisiológica en una magnitud eléctrica y son utilizados en gran cantidad de aplicaciones, tanto en medicina como en investigaciones biológicas, permitiendo medir una gran cantidad de variables. Los sensores biomédicos interactúan con los sistemas vivos de tal manera que minimizan la energía extraída de estos. Una característica siempre deseable de estos sensores es que sean lo menos invasivos posibles para, de esta manera, alterar lo menos posible el sistema que se va a monitorear.

Las variables fisiológicas a ser medidas pueden utilizar sensores que se aplican en otros campos, solo que son acondicionados adecuadamente para aplicaciones

en medicina, es así como, aprovechando el efecto termoeléctrico (Efecto Seebeck) de algunos materiales se pueden construir sensores que monitorean la frecuencia respiratoria de un paciente al detectar un cambio de temperatura durante la inhalación y la exhalación, esto mediante un termopar de tamaño reducido que se coloca en las vías aéreas del paciente.

Por otra parte, en el campo del sensado biomédico es de gran importancia la medida de biopotenciales, para esto se utilizan electrodos ya sean invasivos o no invasivos, que permiten acoplar los potenciales iónicos generados en el cuerpo humano a un instrumento electrónico. El manejo de las señales eléctricas generadas por este tipo de sensores debe ser tratada con especial cuidado, debido principalmente al ruido y las interferencias que afectan en gran medida al tipo de señales que se detectan con estos sensores, ya que son señales que tienen magnitudes muy pequeñas que van de los μV a los mV . La figura 9 muestra dos tipos de electrodos, los superficiales entre los que podemos tener las conocidas conchas de oro y los invasivos que como se muestra pueden ser de aguja.

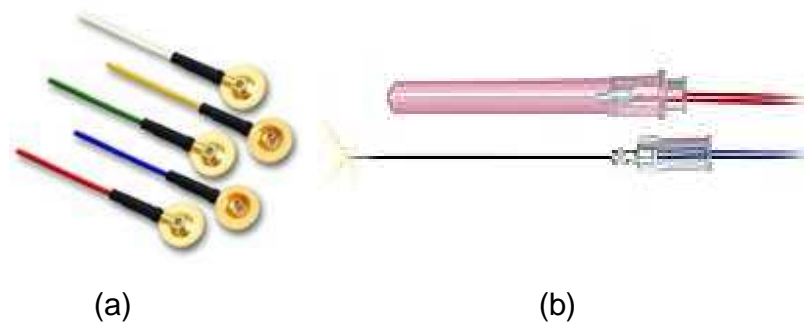


Figura 9. Electrodos superficiales (a) e invasivos (b).

2.3. Frecuencia cardiaca

La electrocardiografía (ECG) es quizá el estudio más conocido por la población y es el más importante para detectar problemas en el funcionamiento del corazón. La duración de los pulsos cardiacos, en conjunto con las formas de onda y algunas otras características que se presentan al momento de analizar el electrocardiograma, proporcionan al médico la información necesaria para realizar un diagnóstico o como herramienta para otros estudios, ya que este además es utilizado en conjunto con otros análisis en padecimientos más complejos.

El electrocardiograma es el registro gráfico, en función del tiempo, de las variaciones de potencial eléctrico generadas por el conjunto de células cardiacas y recogidas en la superficie corporal [8]. Estas variaciones producen las formas de onda comúnmente conocidas que varían de acuerdo al pulso cardiaco.

Para poder representar la actividad eléctrica del corazón comúnmente es utilizado un modelo equivalente, este consiste en un dipolo eléctrico situado a la mitad del tórax [5]; aunque en la realidad la actividad eléctrica es mucho más compleja, este modelo permite una mayor practicidad en el análisis de los biopotenciales generados.

La actividad eléctrica del corazón se podrá medir en puntos situados en la superficie del tórax como los mostrados en la figura 10, donde se formará un dipolo eléctrico que nos entregará una diferencia de potencial; la magnitud de este disminuirá conforme los puntos estén más lejanos.

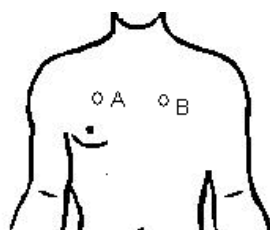


Figura 10. Puntos que forman un dipolo eléctrico que permite captar la actividad cardiaca.

En ECG se maneja el término derivación para designar la disposición de las conexiones de cada par de electrodos, recibe su nombre debido a que captan los potenciales generados por la excitación miocárdica de manera indirecta o derivada. Es así como una derivación nos muestra la magnitud de una sola diferencia de potencial de puntos situados en la superficie del tórax, la figura 11 nos muestra la actividad de una típica derivación electrocardiográfica donde podemos observar las principales formas de onda originadas y transmitidas por medio de fibras cardiacas.

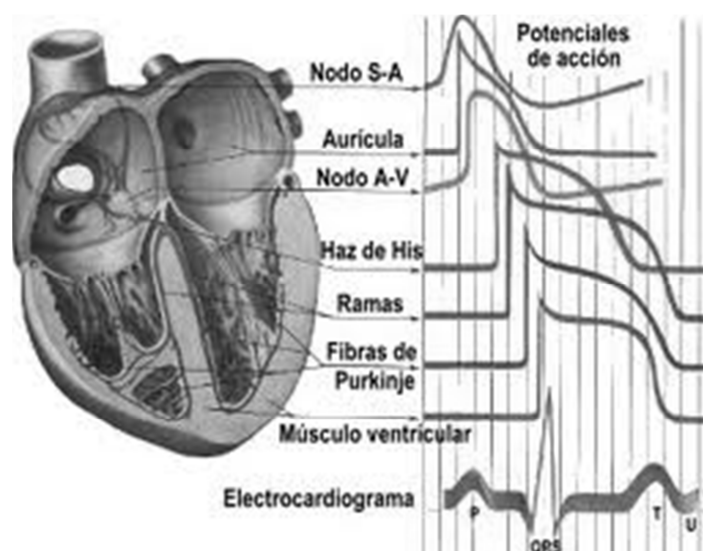


Figura 11. Actividad eléctrica de algunas regiones del corazón.

Todas las células cardíacas tienen la propiedad de generar dipolos eléctricos cuando reciben la señal de activación (despolarización) y cuando, tras su contracción, regresan al estado de reposo (repolarización). Estos dipolos eléctricos son los que se registran en el instrumento electrocardiográfico [9].

La señal usual de ECG de un individuo sano está dividido en una onda P, el complejo QRS, la onda T y la onda U; estos segmentos los podemos ver en la figura 12.

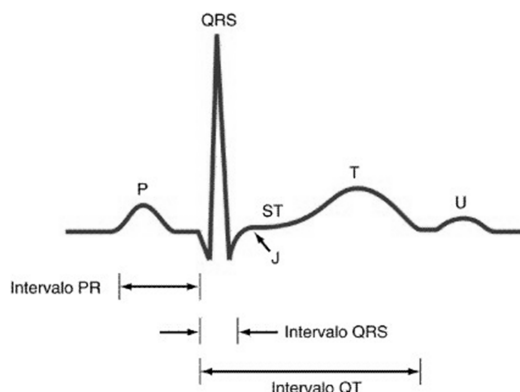


Figura 12. Segmentos e intervalos de una onda cardíaca.

Las porciones que muestran deflexiones se llaman segmentos y la distancia entre estas ondas es denominada intervalo, podemos dividir estos segmentos e intervalos en los siguientes [9]:

- Onda P: Corresponde a la llegada de activación de las aurículas, que tiene una duración no mayor a 100 ms y su amplitud no excede los 2.5 mV.
- Intervalo PR: Es el período de inactividad eléctrica que corresponde al retraso que sufre el estímulo en el nodo auriculoventrícula, tiene una duración entre los 120 y 200 ms.
- Complejo QRS: Representa la llegada de activación de ambos ventrículos, y tiene una duración entre 80 y 100 ms.
- Segmento ST: Comprende desde el final del complejo QRS hasta el inicio del segmento T.
- Onda T: Corresponde a la repolarización ventricular.
- Intervalo QT: Comprende desde el inicio del complejo QRS hasta el final de la onda T y representa la despolarización y la repolarización ventricular y tiene una duración entre 320 y 400 ms.

Los pulsos captados en el electrocardiógrafo nos darán entre otras cosas información acerca de la frecuencia cardiaca, definiendo esta como la cantidad de veces que el corazón realiza un ciclo completo del llenado y vaciado de sus cámaras en determinado tiempo, por convención, esta es medida en cantidad de pulsos por minuto o BPM por sus siglas en inglés (Beat Per Minute). La cantidad de pulsaciones depende de muchos factores, por lo que es de gran utilidad en una extensa variedad de estudios. Determinados comportamientos del corazón son un reflejo de alguna anormalidad en el funcionamiento biológico del individuo estudiado. En particular, en este trabajo tendremos especial énfasis en el valor de la frecuencia cardiaca por lo que el sensado de la señal será más simple, dado que no se pretende un estudio detallado de la forma de onda.

La frecuencia cardiaca de una persona en reposo depende de sus hábitos, esto involucra la cantidad de sueño que acostumbra diariamente, el estrés al que está sometido, la cantidad de ejercicio que realiza; otros factores que influyen en la frecuencia cardiaca pueden ser la salud. Con base en lo anterior los rangos normales de la frecuencia en reposo se muestran en las tablas 3 y 4 [10]. La frecuencia cardiaca normal se encuentra alrededor de 70 BPM, pero tiene variaciones durante el día, es más lenta cuando dormimos y es más rápida cuando realizamos algún esfuerzo físico, por emociones, fiebre o algún otro estímulo.

Edad	Mala	Normal	Buena	Muy buena
20-29	86 o más	70-84	62-68	60 o menos
30-39	86 o más	72-84	64-70	62 o menos
40-49	90 o más	74-88	66-72	64 o menos
50-59	90 o más	74-88	68-74	66 o menos
60 o más	94 o más	76-90	70-76	68 o menos

Tabla 3. Valores de la frecuencia cardiaca en reposo para hombres.

Edad	Mala	Normal	Buena	Muy buena
20-29	96 o más	78-94	72-76	70 o menos
30-39	98 o más	80-96	72-78	70 o menos
40-49	100 o más	80-98	74-78	72 o menos
50-59	104 o más	84-102	76-82	74 o menos
60 o más	108 o más	88-106	78-88	78 o menos

Tabla 4. Valores de la frecuencia cardiaca en reposo para mujeres.

2.3.1. El sueño y el corazón

Durante el lapso de tiempo en que una persona duerme la frecuencia cardiaca varía dependiendo de la etapa del sueño en que se encuentre, esta frecuencia puede llegar a alterarse por factores de salud, es por esto que tanto los trastornos del sueño pueden desencadenar enfermedades cardiacas, así como por el contrario las enfermedades cardiacas pueden desencadenar problemas al momento de dormir. En resumen, un descanso óptimo nos proporcionará una buena salud para el corazón, por lo tanto, la información de cómo está durmiendo una persona es esencial para el médico especialista en trastornos del sueño.

2.3.2. Sensado de la frecuencia cardiaca

Al ser mencionada la etapa de sensado de la señal cardiaca debemos considerar que la señal electrocardiográfica solo será de apoyo visual, por lo que nuestro objetivo no es mostrar todos los segmentos de la onda; por esta razón solo nos interesaremos en visualizar los pulsos que se pueden ver en el complejo QRS de la señal, con la finalidad de mostrar gráficamente si el corazón se acelera o se relaja durante el sueño.

Con el objetivo de poder sensar la actividad del corazón y obtener una señal que nos permita procesarla en un circuito posterior de acondicionamiento, se utilizó un tipo de electrodos especiales, cuya función es convertir la corriente iónica que circula a través de la piel en una corriente eléctrica. Con este fin fueron utilizados

electrodos superficiales de tipo concha de oro permanente para estudios de larga duración como los mostrados en la figura 13.



Figura 13. Electroodos tipo concha para estudio de ECG.

Los electrodos mencionados cuentan con una cavidad y un orificio por donde es introducido un gel conductor que permitirá disminuir la impedancia electrodo-piel, estos productos, como el mostrado en la figura 14, cumplen con los requerimientos médicos necesarios y funcionan como un electrolito que mejora el contacto electrodo-piel.



Figura 14. Gel conductor de fabricante *grasstechnologies*.

Para la captura de la señal cardiaca se utilizó una sola derivación, la cual nos permitió visualizar los pulsos cardiacos de manera adecuada. Para tal fin se seleccionaron dos puntos situados en el pecho, sobre estos puntos se colocaron los electrodos, adicionalmente un electrodo más es colocado por lo general en el pie derecho o en la cadera para utilizarlo como electrodo de referencia. Esta configuración es mostrada en la figura 15.

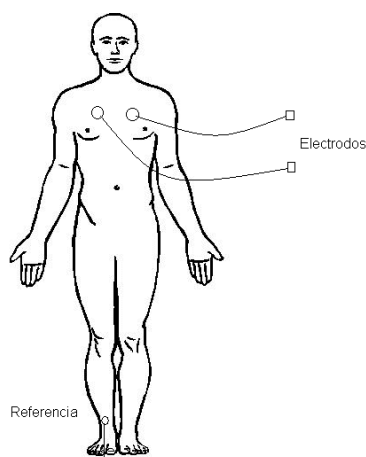


Figura 15. Conexión bipolar básica para electrocardiografía.

La amplitud usual de la señal como se mostró en la tabla 5 se encuentra entre 0.5 mV y 4 mV. Estos valores pueden variar, dependiendo de la persona, factores internos y externos; es por esto que no se puede tener una amplitud bien conocida, más bien se tiene un intervalo típico de variación de la señal. Debido a la amplitud tan pequeña que tiene esta señal es susceptible a interferencias y afectaciones de ruido; el problema principal es la señal de 60 Hz que por lo general proviene de las líneas de alimentación, la cual se suma a la señal proveniente de los electrodos. Otros efectos que se suman son por interferencias electromagnéticas. Se deben tomar estas consideraciones en el circuito de acondicionamiento ya que son de gran importancia para una buena visualización de la señal.

Como ya se mencionó anteriormente, la señal electrocardiográfica tiene fines visuales y solo es capturada con la intención de servir como referencia, en conjunto con el valor de frecuencia cardiaca. Para obtener el valor de la frecuencia cardiaca comúnmente se cuentan los pulsos correspondientes al complejo QRS en función del tiempo, estos datos pueden ser obtenidos por el propio médico de acuerdo a la percepción que tenga de la duración de las ondas en el papel de impresión cuando el electrocardiógrafo es analógico, o de manera electrónica con un contador de eventos cuando la señal es digitalizada. En nuestro caso, este valor es proporcionado por el circuito integrado ChipOx que se utilizó con el

propósito de obtener la saturación de oxígeno en sangre SpO_2 y que además nos da un voltaje de corriente directa proporcional al valor de la frecuencia cardiaca. De esta manera son aprovechadas las señales que entrega este circuito sin necesidad de un procesamiento extra, como podría ser la detección y cuenta de los picos de la señal cardiaca para poder extraer la frecuencia. El funcionamiento de este circuito integrado será explicado en el apartado correspondiente a la señal de saturación de oxígeno.

2.3.3. Adquisición de la señal electrocardiográfica

Debido a que la señal de electrocardiografía es una señal bioeléctrica, su amplitud no va más allá de algunos milivolts, por lo que es vulnerable a ruido e interferencias provenientes del ambiente, del mismo paciente (movimiento) y del aparato de medición, por estas razones debemos poner especial cuidado en el tratamiento de estas señales indeseables para poder obtener datos confiables que representen correctamente el funcionamiento del corazón.

A pesar de que la señal de ECG solo es utilizada como apoyo visual, fue necesario asegurar siempre una señal limpia en la que se pueda ver claramente la forma de onda característica, poniendo especial cuidado en el complejo QRS dado que esta parte de la señal es muy representativa al observar la frecuencia cardiaca.

2.3.3.1. Fuentes de ruido

Entre las interferencias que pueden existir al momento de captar la señal cardiaca se tienen: los acoplamientos capacitivos e inductivos con las redes eléctricas, por la interfaz electrodo-electrolito-piel, otros potenciales bioeléctricos, cargas electrostáticas, rizado de la fuente de alimentación y el ruido propio generado por los componentes electrónicos [5].

Podemos mencionar que la señal de 60 Hz proveniente de la línea de alimentación que podemos apreciar en la figura 16 es la que más afecta a la señal de ECG, esta es introducida al sistema principalmente por los acoplamientos capacitivos e

inductivos de la red eléctrica con el paciente y de esta con los componentes del instrumento de medición. Por otro lado, no podemos dejar de lado el efecto que tienen sobre la señal de interés otros potenciales bioeléctricos propios del paciente, como pueden ser los generados por el esfuerzo muscular o la respiración.

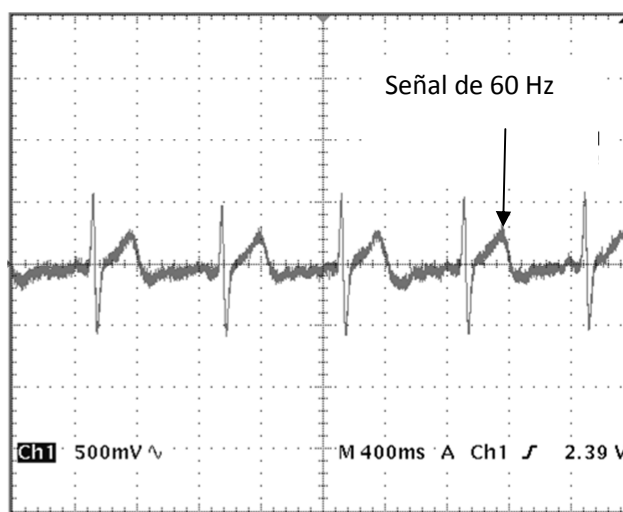


Figura 16. Efecto de la interferencia de la red eléctrica de 60 Hz montada sobre la señal de interés.

2.3.3.1.1. Interferencias por acoplamiento capacitivo e inductivo

Como ya se mencionó, las interferencias que se suman a la señal ECG, pueden ocurrir debido al acoplamiento que existe entre los campos eléctricos producidos por las líneas de suministro eléctrico de 60 Hz y el sistema que incluye al cuerpo del propio paciente. Considerando que el cuerpo humano es un conductor podemos ver al aire como un dieléctrico que separa las líneas de suministro eléctrico de este, y de estas líneas de suministro con los cables que llevan la señal de los electrodos, como se puede apreciar en la figura 17.

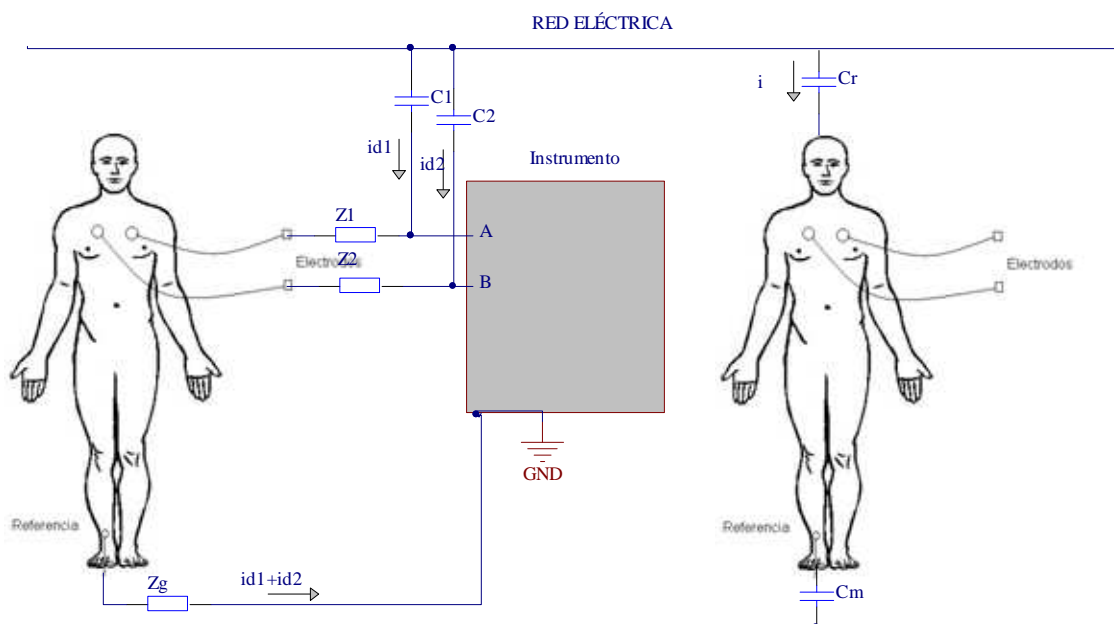


Figura 17. Acoplamiento capacitivo indeseable entre la red eléctrica y el sistema.

En la figura 17 podemos observar que se forma una capacitancia entre la red eléctrica y los conductores que van de los electrodos a la entrada del sistema, de esta manera puede circular una corriente eléctrica que sigue un camino a través de las impedancias electrodo-piel y se dirige al paciente ya que la entrada del instrumento por lo general cuenta con alta impedancia, de esta manera aparece un voltaje en modo diferencial que inevitablemente será amplificado, comportándose de la siguiente manera:

$$v_1 - v_2 = i_{d1}Z_1 - i_{d2}Z_2$$

De acuerdo a la bibliografía consultada [5] se mencionan las siguientes consideraciones para la reducción de interferencia en cables cercanos uno del otro: $i_{d1} \cong i_{d2}$ por lo tanto podemos apreciar en la siguiente ecuación que si las impedancias del contacto electrodo-piel fueran casi iguales, este voltaje sería mínimo.

$$v_1 - v_2 = i_d (Z_1 - Z_2)$$

Otra forma de minimizar este potencial sería reduciendo las impedancias electrodo-piel, esto se logra con el uso de gel conductor y con electrodos contruidos con materiales especiales que ayudan a mejorar el contacto. Un valor calculado de la corriente i_d para 9 metros de cable es aproximadamente de 6nA [5] y la diferencia de impedancia de electrodos puede ser de máximo 20 k Ω , por lo tanto:

$$v_{md} = 6nA(20k\Omega) = 120 \mu V$$

Para el acoplamiento capacitivo indeseable de la red eléctrica y el cuerpo humano podemos observar en la misma figura 17 una capacitancia C_r , que hace circular una corriente que atraviesa el cuerpo humano y se dirige hacia tierra por medio de la capacitancia C_m , esta corriente provoca que el cuerpo se encuentre a un voltaje v_{mc} con respecto a tierra, el cual podemos calcular como un divisor de voltaje formado por las capacitancias C_r y C_m , considerando que el cuerpo humano tiene una impedancia despreciable.

Valores aceptables para las capacitancias antes mencionadas es el siguiente [11]:

$$C_r = 2 pF \quad C_m = 520 pF$$

Por lo tanto el voltaje en modo común v_{mc} se calcula de la siguiente manera:

$$v_{mc_{pp}} = 2\sqrt{2} \cdot V_{red} \left(\frac{C_r}{C_r + C_m} \right)$$
$$v_{mc_{pp}} = 2\sqrt{2} \cdot 120 \left(\frac{2}{2 + 520} \right) = 1.3 V$$

Este voltaje en modo común podría variar, dependiendo del ambiente en el que se encuentre el sistema. El voltaje en modo común calculado anteriormente es el de mayor efecto negativo para el sistema por la magnitud que tiene, aunque no es el único ya que existen también voltajes en modo común debidos a las corrientes parásitas que circulan por el cuerpo humano y que se drenan por el tercer electrodo hacia tierra, pero estas son de menor magnitud.

Considerando los valores calculados anteriormente de voltajes en modo común y en modo diferencial inducidos por la señal de interferencia, las amplitudes de voltaje que se presentan finalmente a la entrada del amplificador pueden llegar a provocar muchos problemas, es por esto que se deben tomar las medidas pertinentes para reducirlas. Aparte de las medidas anteriormente mencionadas, también podemos optar por usar otras técnicas como puede ser el apantallamiento de los cables y su correspondiente puesta a tierra de este. Otra medida es el utilizar circuitos de amplificación de alto rechazo al modo común, los que también permiten reducir el voltaje en modo común.

Cada medida tomada, dependerá de las necesidades del sistema, para nuestro caso y debido a que se requiere de un diseño simple y de bajo costo, fue suficiente con minimizar las impedancias electrodo-piel, además, se emplearon amplificadores con alta impedancia de entrada y alto CMRR, por otra parte, también se emplearon filtros dentro del sistema para eliminar las señales indeseables.

Otro problema que se tiene con la señal de suministro eléctrico, es que debido a su naturaleza se producen campos magnéticos, que al variar inducen corrientes en los bucles formados por los cables usados para conectar al paciente, como se puede ver en la figura 18. Este voltaje inducido será proporcional al área que se forme por el bucle [5], así que podemos darnos cuenta que una medida que podemos tomar para disminuir estas corrientes inducidas es reducir el área formada, entrelazando los cables que se utilizan para los electrodos, de esta manera la corriente inducida se neutraliza y será mínima.

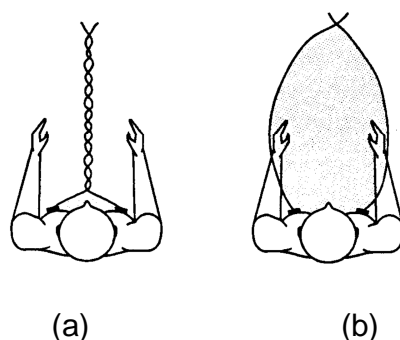


Figura 18. Forma correcta de colocación de los electrodos (a), efecto de inducción electromagnética por mal colocación de electrodos (b).

2.3.3.1.2. Efecto del contacto electrodo-electrolito-piel

La unión electrodo-electrolito-piel puede modelarse como se muestra en la figura 19, existen otros modelos más complejos que consideran impedancias de tipo resistivo y capacitivo de acuerdo a la capa de la piel pero para este estudio es suficiente con este modelo dado que los otros efectos se pueden despreciar. Es de suma importancia considerar el buen contacto electrodo-piel, ya que un mal acoplamiento repercute en variaciones de potencial, provocando señales indeseables que se amplifican en modo diferencial.

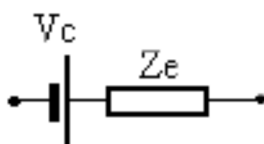


Figura 19. Potencial del contacto electrodo-piel.

Cuando entra en contacto el electrolito con la piel se realiza un balance de cargas que se desestabiliza cuando hay movimiento de uno respecto del otro, de la misma forma ocurre entre el contacto electrolito-electrodo, por lo que hay que tener especial cuidado de que estos permanezcan fijos, para esto, comúnmente se utiliza un pegamento especial que permite que los electrodos estén totalmente fijos.

Debido a que la señal de electrocardiografía está en modo diferencial, no tendríamos problema si los potenciales de contacto en los electrodos fueran iguales, pero esto es imposible en la práctica, por lo que se procura minimizar la impedancia del contacto de los electrodos con la piel, y utilizar electrodos especiales con polarizaciones mínimas; aun así siempre existirá un potencial de corriente directa que se amplificará con la señal, debido a esto la ganancia del primer amplificador debe estar limitada.

2.3.3.1.3. Variación de la línea base

Un grave problema que se tiene durante la captura del ECG es la variación de la línea base, un ejemplo de este efecto se puede apreciar en la figura 20.



Figura 20. Variación de la línea base en un electrocardiograma.

Las variaciones de la línea base se pueden producir por varios factores, como lo son: el movimiento del contacto electrodo-piel que genera diferencias de potencial, por efectos de la respiración y movimientos corporales que provocan que los músculos generen biopotenciales que interfieren en la señal ECG, entre otros. Estas señales que se logran introducir al sistema tienen rangos de frecuencia de entre 0 y 0.5 Hz, tomando estas consideraciones se pueden tomar medidas para disminuir estas señales, ya que pueden provocar saturación de los amplificadores posteriores, además se dificulta la apreciación de la señal. Estas medidas entre otras, pueden ser:

- Fijar los electrodos.
- Que el paciente se mantenga relajado.
- Filtros analógicos o digitales.

- Circuito restaurador de línea base.

2.3.3.1.4. Otras fuentes de interferencia y ruido

Como se ha venido mencionando en apartados anteriores las fuentes de ruido y de interferencias afectan en gran medida la adquisición de señales biomédicas, es por esto que continuando con este tema podemos mencionar que existen otros tipos de fuentes de interferencia, unas de estas son causadas por el efecto de las cargas electrostáticas generadas por el cuerpo, las cuales siguen su camino hacia la tierra del circuito a través de los electrodos, otras más son causadas por cargas triboeléctricas (carga eléctrica generada por la fricción de dos cuerpos [12]) generadas en los contactos electrodo-piel.

Además de las interferencias antes mencionadas, el ruido eléctrico es otra parte importante que se debe tomar en consideración, sobre este aspecto se puede mencionar como elemento más importante el ruido generado por el rizado de la fuente de alimentación y el producido por los componentes electrónicos.

Las afectaciones de las interferencias y ruido mencionadas anteriormente pueden ser reducidas adicionalmente, en gran medida, con filtros que limiten el ancho de banda de interés, esta es la mejor opción debido a la practicidad y bajo costo, además de que el ruido generado por la fuente y los componentes electrónicos es inevitable.

2.4. Señal ECG típica

Dependiendo del estudio requerido se pueden tener diversas configuraciones en la colocación de los electrodos, a estas diferentes posiciones las llamamos derivaciones, las cuales nos entregarán distintas señales como las que podemos ver en la figura 21 que, aunque sean muy parecidas, tienen diferentes propósitos dependiendo el estudio de ECG.

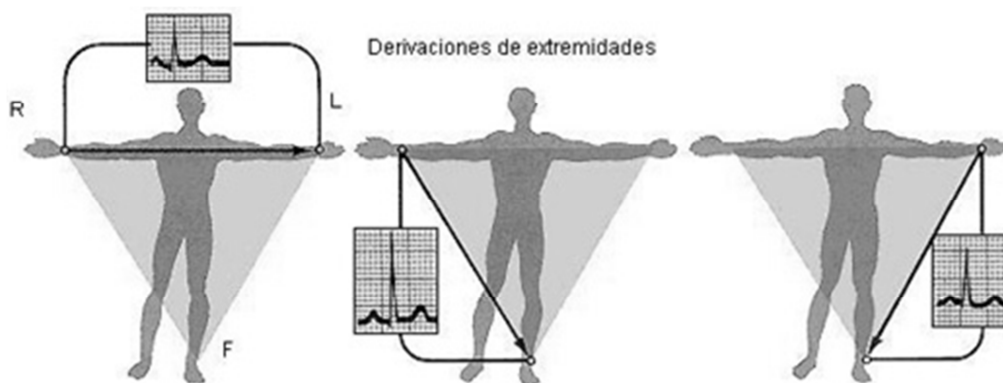


Figura 21. Diferentes ondas dependiendo de la derivación.

Existen 12 diferentes derivaciones divididas en [9]:

- Derivaciones de extremidades (bipolares): Detectan la diferencia de potencial de dos puntos situados en las extremidades respecto a una referencia.
- Derivaciones de extremidades aumentadas (unipolares): Registran la diferencia de potencial de un solo punto frente a una referencia.
- Derivaciones precordiales: Se registran uno de seis puntos situados en el pecho respecto a una terminal central.

Cada una de las derivaciones antes mencionadas es importante para estudios complejos de electrocardiografía, donde se analizan distintas formas de onda características. Tomando en cuenta los requerimientos para la señal necesaria en estudios de sueño, solo utilizamos una derivación bipolar, que nos proporcionó una forma de onda, la cual es una señal habitual y es mostrada en la figura 22. En esta señal solamente nos interesa detectar la frecuencia por lo que los pulsos altos son los más prácticos para detectar este parámetro.

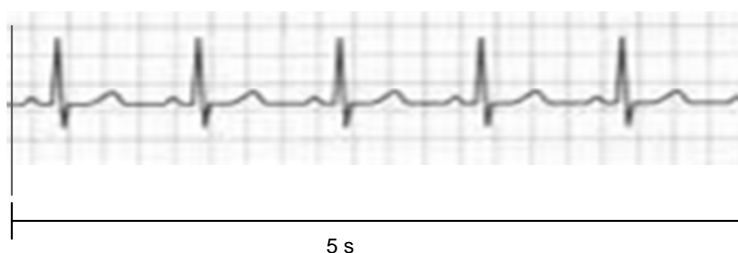


Figura 22. Forma de onda habitual en un registro electrocardiográfico.

Cabe mencionar que la forma de onda puede cambiar si se presentan arritmias cardiacas, pero como se ha mencionado antes, solo nos interesaremos en tener una buena visualización de los pulsos cardiacos para poder observar un cambio en la frecuencia cardiaca, es por esto que la señal de interés que se debe adquirir debe acercarse a la forma de onda mostrada anteriormente.

2.5. Frecuencia respiratoria nasal y bucal

La respiración es el proceso por el cual un ser vivo ingresa aire a los pulmones, el cual contiene oxígeno y lo devuelve al ambiente rico en dióxido de carbono. La primer parte es llamada inspiración y la segunda espiración; en este proceso participan múltiples órganos de los cuales los más importantes son:

- Vías respiratorias: Es por donde entra y sale el aire del exterior a los pulmones y está compuesta por las fosas nasales, la faringe, la laringe, la tráquea, los bronquios y bronquiolos.
- Pulmones: Es donde llega el aire y a través de los lóbulos llamados alveolos se difunde oxígeno a la sangre.
- Músculos intercostales y diafragma: Que se encargan de expandir y contraer la cavidad torácica, para de esta manera inspirar y espirar el aire de los pulmones.

La respiración es de gran importancia para los seres vivos debido a que suministra el oxígeno necesario a todas las células para su buen funcionamiento, eliminando el dióxido de carbono generado por acción del metabolismo.

La mala respiración puede tener múltiples consecuencias, siendo tan graves como la muerte por asfixia, o muerte cerebral, es por esto la importancia que tiene su registro en diversos estudios médicos.

Como ya se mencionó, el aire que entra y sale de los pulmones a causa de la respiración es de suma importancia para estudios del sueño, ya que de esta manera se puede saber si han ocurrido eventos que alteran la respiración y por

tanto la buena oxigenación del paciente, que a su vez se reflejará en un descanso parcial o nulo durante la etapa de sueño.

Debido a diferentes factores de salud, la respiración se puede realizar por la nariz o por la boca, por lo que es importante sentir la frecuencia respiratoria en cualquiera de las dos vías. Es por esto que en este trabajo se monitorean estas dos variables empleando un sensor para cada una de las dos.

2.5.1. La apnea del sueño

Uno de los padecimientos más comunes y de mayor gravedad es la apnea del sueño, que podemos definir como:

“La cesación de la respiración (o bien, cuando se ha pausado la respiración durante el sueño por 10 segundos o más) [13]”

La apnea es causada por la obstrucción parcial o completa de las vías respiratorias, como ejemplo podemos ver la figura 23. Se pueden presentar de uno hasta cien episodios de este padecimiento durante una hora; este es un grave problema ya que en el momento que ocurre una apnea la saturación de oxígeno en sangre disminuye, provocando como respuesta que el cerebro interrumpa el sueño para restablecer la respiración, y en consecuencia que no se tenga un descanso óptimo debido a que no se llega a conciliar el sueño profundo.



Figura 23. Obstrucción de las vías respiratorias.

2.5.2. Sensado de la frecuencia respiratoria

La frecuencia respiratoria medida en ciclos de inhalación y exhalación por minuto tiene los siguientes valores normales para personas en reposo:

- Niños: 25 a 30 respiraciones por minuto.
- Adultos: 15 a 20 respiraciones por minuto.

El sensado de la frecuencia respiratoria en equipos comerciales para estudios de sueño se realiza comúnmente con sensores tipo termopar o tipo termistor; en este tipo de estudios lo que se quiere saber es si el paciente está respirando o lo deja de hacer, es por esto que los sensores empleados no miden el volumen de aire que entra o sale de los pulmones sino más bien la temperatura, entregando un voltaje proporcional a esta.

El aire tiene una temperatura determinada antes de entrar a los pulmones, al estar adentro y al salir, volviéndose más caliente después de haber estado adentro, debido a la temperatura corporal; siendo que hay un cambio de temperatura causado por la entrada y salida de aire de los pulmones, se pueden detectar las inspiraciones y espiraciones.



Figura 24. Sensor para frecuencia respiratoria bucal y nasal.

El sensor utilizado es de tipo termopar como el mostrado en la figura 24, que sensa frecuencia respiratoria bucal y nasal. El sensor tiene las siguientes características dadas por el fabricante [6]:

- Sensibilidad: 2 – 30 $\mu\text{V}/\text{mm}$
- Amplitud de señal típica: 400 μV pico a pico
- Impedancia de salida: 7 Ω

Estos valores nos permiten diseñar un circuito de acondicionamiento adecuado para una adquisición de la señal.

2.5.3. Señal típica de frecuencia respiratoria

El sensado de la entrada y salida de aire en los pulmones forma una onda de frecuencias bajas cercanas a los 0.5 Hz como la mostrada en la figura 25, donde se ve claramente el momento donde se realiza una inspiración y espiración de aire respecto al tiempo, además, también es clara la profundidad de la respiración y el tiempo que toma hacerla, aunque tiene cierta periodicidad pueden existir momentos que difieran debido por ejemplo, a una obstrucción de las vías respiratorias como puede ser el ronquido. La forma de onda cambia de persona a persona dependiendo por ejemplo de su capacidad pulmonar, esto provocará que la señal sea más grande o más pequeña; otro factor importante es la edad, la cual ocasionará un cambio en la frecuencia de la señal. Finalmente esta información es útil para el médico especialista, ya que proporciona información de la calidad de la respiración, además de indicar una posible apnea.

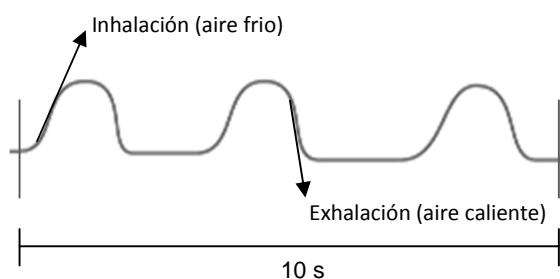


Figura 25. Forma de onda característica la frecuencia respiratoria.

2.6. Expansión torácica

La cavidad torácica se expande y contrae debido a los músculos intercostales, así como al diafragma, este movimiento va sincronizado con la inspiración y espiración del aire en los pulmones. De esta manera cuando el tórax se contrae, el aire que se encuentra en los pulmones y que tiene altos niveles de dióxido de

carbono es expulsado, la siguiente etapa consistirá en la expansión del tórax en la cual los pulmones son llenados con aire rico en oxígeno, completándose el ciclo.

Ya que la expansión y contracción de la cavidad torácica inducen el flujo de aire a los pulmones, ambos deben tener el mismo comportamiento, por lo tanto la misma frecuencia, sin embargo no siempre hay actividad en ambos. Una de las principales causas por las que hay diferente comportamiento es que se tenga una obstrucción en las vías respiratorias que no deje entrar ni salir aire de los pulmones, de esta manera puede haber esfuerzo torácico pero sin haber flujo de aire.

Las apneas son las principales causas por las que se pueden presentar diferentes comportamientos entre el esfuerzo torácico y la frecuencia respiratoria, por esta razón es importante sensor tanto la expansión del tórax como la frecuencia respiratoria, con la finalidad de analizar el comportamiento de ambos y así diagnosticar un posible trastorno del sueño.

2.6.1. Sensado de la expansión torácica.

Para el sensado de la expansión torácica es utilizado un sensor de esfuerzo respiratorio que aprovecha en algunos modelos el efecto piezoeléctrico para poder medir la expansión del tórax, otros modelos utilizan una galga extensiométrica; en ambos casos una banda elástica con el sensor incluido en ella es puesta a la altura del pecho, así cuando la cavidad torácica se expande o se contrae provoca una deformación en el sensor entregándonos un voltaje proporcional a la expansión del tórax.



Figura 26. Sensor comercial de esfuerzo respiratorio.

En este trabajo se utilizó un sensor comercial mostrado en la figura 26 del fabricante grass-technologies con las siguientes características [14]:

- Sensibilidad: 2 – 30 $\mu\text{V}/\text{mm}$.
- Amplitud de señal típica: 600 μV pico a pico.

La banda elástica es colocada a la altura del pecho como se muestra en la figura 27 o en el abdomen, de esta manera se pueden captar los movimientos de la caja torácica al momento de respirar.

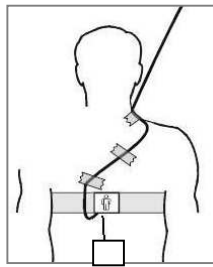


Figura 27. Colocación de la banda.

2.6.2. Señal típica de expansión torácica

Debido a que el movimiento del tórax es causante del movimiento del aire, la expansión torácica tiene un comportamiento igual que la frecuencia respiratoria, por lo que tienen formas de onda parecidas, es decir, con el mismo ritmo, aunque como hemos dicho anteriormente no siempre se registra actividad de ambos, ya que puede haber esfuerzo torácico sin haber flujo de aire, por esta misma razón es importante sensor ambas variables. Una forma de onda típica es mostrada en la figura 28, aunque como se ha mencionado antes pierde su periodicidad al existir algún problema en el sujeto en estudio.

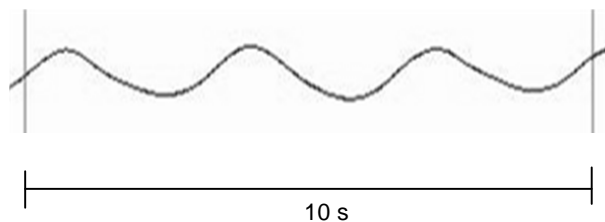


Figura 28. Forma de onda típica de la expansión torácica.

2.7. Ronquido

El ronquido es un evento anormal que se produce cuando el flujo de aire encuentra una obstrucción al pasar detrás de la boca y la nariz. El sonido particular del ronquido se produce cuando las partes blandas que se encuentran en la cavidad bucal y la faringe colapsan, de esta manera se produce una vibración a la que comúnmente se le llama “ronquido”.

El ronquido es un padecimiento que afecta a casi 35 % de la población en México [15], y va más allá de la incomodidad que causa a las personas que conviven con el individuo que sufre de ronquido, ya que puede ser causante de desarrollar el síndrome de apnea del sueño, que como hemos mencionado antes, es el trastorno del sueño más recurrente en la población. Debemos además diferenciar entre roncopatía simple (ronquido continuo y de igual amplitud) y roncopatía apneica que se presenta cuando hay ronquidos cíclicos con pausa de apnea sin respirar [16]; cualquiera de estos será causante de un descanso poco reparador debido a que no se llega a alcanzar el sueño profundo.

Por lo mencionado anteriormente es de suma importancia saber el momento en que ocurren los eventos de ronquido y si es acompañado de una pausa respiratoria, de esta forma el especialista podrá tener mejor información de la calidad de sueño del paciente.

2.7.1. Sensado del ronquido

El sensado del ronquido se puede realizar por medio de un micrófono tipo electreto como el mostrado en la figura 29, este micrófono es encapsulado de tal forma que sea cómodo para el paciente, ya que debe ser colocado en la garganta. El micrófono es polarizado con una batería de 3 V, y nos ofrece una salida típica de $\pm 5\text{mV}$.



Figura 29. Micrófono tipo electreto para ronquido.

2.7.2. Señal típica de ronquido

La vibración generada por el ronquido tiene un amplio rango de frecuencias y no se podría definir una señal típica, solo se puede asegurar que cuando ocurre un evento de ronquido es apreciado como ruido de mayor amplitud que el resto de la señal, como se puede ver en la figura 30.

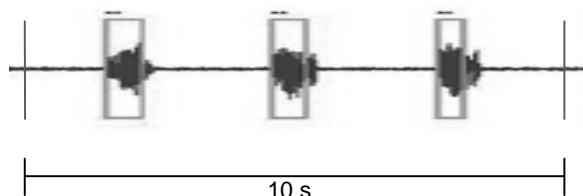


Figura 30. Señal de ronquido continuo.

2.8. Saturación de oxígeno en sangre

La saturación de oxígeno (SpO_2) expresa la cantidad de oxígeno que se combina con la hemoglobina para formar oxihemoglobina que es la encargada de transportar este oxígeno a todos los tejidos del cuerpo humano, este parámetro (SpO_2) es un valor relativo, ya que mide la relación que hay entre la cantidad de hemoglobina y la oxihemoglobina, y es expresada en % SpO_2 . El valor de (SpO_2) es muy importante pues ofrece al médico información de la calidad de la respiración y del transporte de oxígeno en sangre.

Una mala respiración sería una razón por la cual no esté llegando oxígeno suficiente a los pulmones y en consecuencia a la sangre, por lo que habría una caída grave en los niveles de este valor; el cerebro respondería tratando de normalizar la respiración. Estos sucesos ocurren frecuentemente cuando se tienen problemas al dormir; por ejemplo en alguien que sufre apnea del sueño, provocaría que no tenga niveles adecuados de oxígeno en sangre por lo que el cerebro respondería interrumpiendo el sueño, impidiendo un descanso óptimo.

Los niveles normales de SpO_2 están arriba del 95%, pero en pacientes enfermos pueden ser soportados niveles de entre 90 y 95%. La información que nos ofrece la saturación de oxígeno en sangre en conjunto con la actividad respiratoria permite al médico conocer la calidad de la respiración durante el sueño y de esta manera diagnosticar un posible trastorno.

2.8.1. Sensado de la saturación de oxígeno

La sangre tiene cambios en su color cuando tiene distintos niveles de oxigenación, tiene un color mas rosado cuando más oxígeno contiene y se torna hacia el azul cuando lo pierde, esta característica nos da una idea del cambio de las propiedades ópticas de la sangre dependiendo de dicha concentración. El sensado de la concentración de oxígeno en sangre se realiza por medio de una técnica no invasiva llamada oximetría de pulso. Para esto se utiliza un sensor de tipo dactilar como el mostrado en la figura 31. Este sensor cuenta con un diodo emisor de luz rojo y otro infrarrojo además de un fotodetector que puede ser un fotodiodo o fototransistor.



Figura 31. Sensor comercial dactilar.

La oximetría se basa en la Ley de Lambert-Beer. La ley de Beer declara que la cantidad de luz que absorbe un cuerpo depende de la concentración que tenga este en una solución, y la ley de Lambert dice que la cantidad de luz absorbida por un cuerpo depende de la distancia recorrida por la luz [17].

La espectrofotometría está basada en estas dos leyes y es la que permite calcular la concentración de una sustancia en solución a partir de la absorción de luz a determinada longitud de onda. Las sustancias que participan en el proceso de oxigenación en la sangre son la hemoglobina reducida (Hb) y la oxihemoglobina (HbO₂), cada una de estas sustancias tiene diferente grado de absorción dependiendo de las longitudes de onda como se puede ver en la figura 32, esta propiedad es utilizada por la espectrofotometría. En el caso de analizar dos sustancias en solución se deben utilizar mínimo dos longitudes de onda, siendo esta la razón por la que se utilizan dos diodos LED a diferentes longitudes de onda, comúnmente 660 nm para el rojo y 940 nm para el infrarrojo.

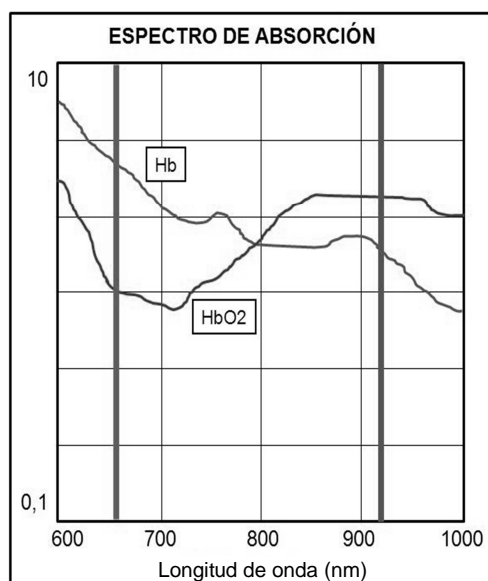


Figura 32. Espectro de absorción óptica de la Hb y la HbO₂ y su valor a 660 y 940nm.

Analizando la figura 32, podemos ver que la Hb tiene mayor absorción en longitudes de onda cercanas al rojo y la HbO₂ tiene una mayor absorción en

longitudes de onda cercanas al infrarrojo, de esta manera tenemos dos referencias para obtener datos más confiables de la concentración de oxígeno.

Además de la absorción de luz por concentración, también se debe considerar el cambio en la absorción óptica debida a la sangre pulsante, por esta razón la técnica es llamada "oximetría de pulso", ya que la absorción de luz también depende de la pulsación de la sangre arterial, esto introduce otros factores que influyen en la absorción de la luz en la sangre; se podría pensar que al aumentar y disminuir la sangre en las arterias el camino óptico cambia o que la muestra que se está midiendo en un determinado tiempo cambie su volumen de un instante a otro, lo cual origina una variación en la absorción que se está midiendo. Esta variación en la absorción de luz por parte de la sangre genera una gráfica conocida como señal pletismográfica, la cual permite medir el flujo sanguíneo arterial que varía de acuerdo al pulso cardiaco, por lo que se puede obtener una señal como la mostrada en la figura 33.

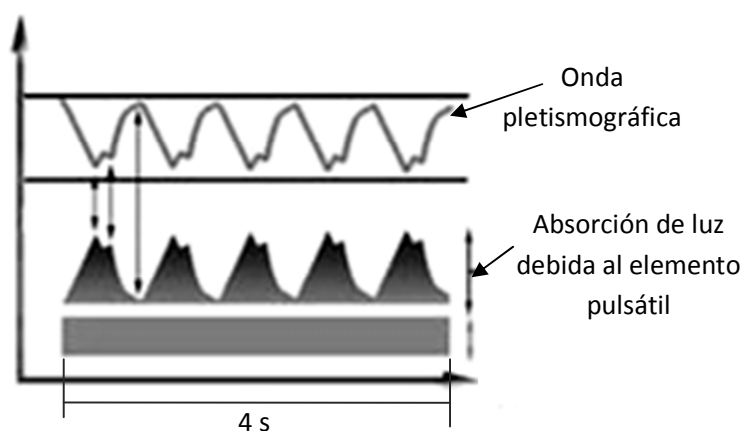


Figura 33. Señal pletismográfica típica obtenida por la absorción de luz.

Podemos ver en la figura anterior que la variación en la señal o componente de AC, indica la absorción de luz dependiente de la señal pulsátil, la cual se suma a la absorción de luz basal considerada al suponer que no se tiene variación en el torrente sanguíneo, esta se conoce como componente de DC. Por lo visto anteriormente se deben contemplar todos los factores por los cuales cambia la absorción de la luz [18]:

- Absorción debida a la sangre pulsante.
- Absorción fija debida a la sangre no pulsante.
- Absorción fija debida a la sangre venosa y capilar.
- Absorción fija debida al tejido.

De esta forma podemos resumir que la señal pletismográfica tiene componentes de AC los cuales son debidos al cambio del volumen de la sangre arterial y una componente de DC, generalmente constante, debida a los tejidos y a la señal no pulsante. De esta manera la información proporcionada por ambas longitudes de onda nos ofrece información de la absorción de la luz considerando los factores mencionados anteriormente; tomando estos datos se calcula un factor R que estará correlacionado con el % SpO_2 .

$$R = \frac{AC_{660}/DC_{660}}{AC_{940}/DC_{940}}$$

Una vez que se ha obtenido el factor R, el valor del porcentaje de oxígeno en sangre es estimado a partir de una curva empírica de calibración como la mostrada en la figura 34, la cual se obtiene después de haber realizado numerosas mediciones por otros métodos, como podría ser algún método químico y que generalmente es única para cada instrumento de oximetría.

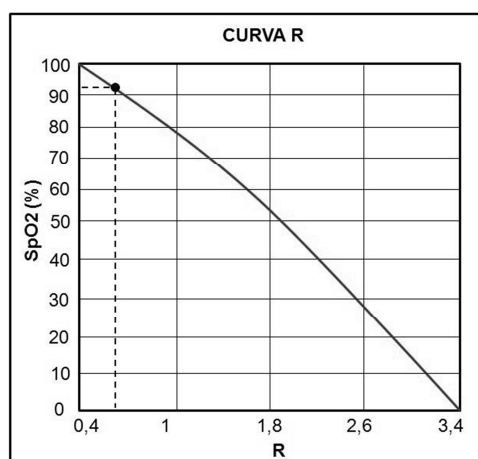


Figura 34. Curva empírica para calcular saturación de oxígeno a partir del factor R.

La información necesaria para realizar la estimación del $\% SpO_2$ es proporcionada por el sensor tipo dactilar el cual, como ya se mencionó anteriormente, contiene dos emisores (rojo e infrarrojo) y un receptor como se puede ver en la figura 35, haciendo posible sensar la luz transmitida. Debido a que se tiene un solo receptor los emisores estarán alternándose en conjunto con el receptor para poder captar la luz en ambas longitudes de onda.

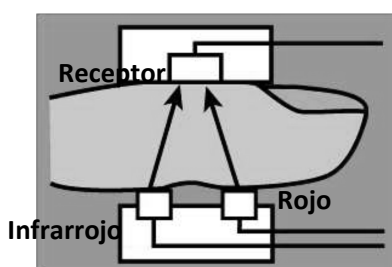


Figura 35. Configuración del sensor tipo dactilar.

Las señales debidas a ambas longitudes de onda serán utilizadas para calcular el factor R y por consiguiente el $\% SpO_2$, esto quiere decir que se tienen dos señales pletismográficas, una para el rojo y otra para el infrarrojo.

2.8.2. ChipOx

Para obtener un valor confiable de $\% SpO_2$ utilizamos un circuito integrado de propósito específico llamado ChipOx mostrado en la figura 36, el cual tiene su propia curva de calibración almacenada en memoria. Tiene una entrada de datos, que es proporcionada por un sensor tipo dactilar y una salida de datos (analógica y digital). Se decidió usar este integrado ya que viene calibrado y cumple con las normas requeridas para sensores biomédicos, por lo que podemos asegurar que tendremos valores confiables.



Figura 36. Circuito integrado ChipOx.

Este circuito integrado utiliza el principio de oximetría descrito anteriormente, además del uso de filtros digitales y nuevos métodos de procesamiento de señal, así como de curvas de calibración para calcular un valor confiable de $\%SpO_2$, también utiliza algoritmos de corrección de errores debidos a movimiento del paciente o interferencia electromagnética.

El ChipOx cuenta con dos tipos de interfaz, una de ellas es digital para la comunicación serial con el exterior, la cual sirve para configuración del chip y salida de datos digitales; la otra es la salida de datos analógica. Este circuito integrado contiene dos conectores llamados BU1 (interfaz analógica y digital) y BU2 (conexión con el sensor). Los pines de cada uno son mostrados en la tabla 6.

Número de pin	Conector BU1	Conector BU2
1	+3V3	NC
2	GND	AISLAMIENTO
3	RESET	SENSOR-ID
4	I/O-0 (TXD)	IN_A
5	I/O-1 (RXD)	IN_K
6	I/O-2 (Adr-AO-0)	LED_AIR
7	I/O-3 (Adr-AO-1)	LED_ART
8	I/O-4 (Adr-AO-2)	AIN-0
9	I/O-5 (AO-Strobe)	AIN-1
10	I/O-INT	AIN-2
11	Salida analógica	NC
12	NC	NC
13	NC	NC
14	NC	NC

Tabla 6. Pines de conexión de los conectores BU1 y BU2

Para el propósito de este trabajo solo se utilizó la salida analógica, en la cual vienen todos los datos de manera multiplexada; todas las señales presentes en esta salida son mostradas en la tabla 7. Para poder demultiplexar estas salidas el circuito integrado cuenta con una señal de control, la cual puede servir para el manejo y sincronía de un circuito demultiplexor para así extraer las señales de interés. Cada salida analógica cuenta con diferentes resoluciones, lo cual nos permite conocer el valor de cada uno de los parámetros en función del voltaje entregado por el chip.

Parámetro	Intervalo	Resolución
SpO₂	0-100%	10mV/%SpO ₂
Frecuencia de pulso	0-300bpm	3.33mV/bpm
Calidad de señal	0-100 en 10 pasos	100mV/paso
Pletismograma	0-255	3.9mV/LSB

Tabla 7. Señales analógicas del ChipOx.

Este circuito integrado tiene además otras señales, que pueden ser activadas por medio de comandos vía serial, pero las cuatro señales mencionadas anteriormente se tienen activadas en el chip por defecto. Cabe mencionar que las señales son muestreadas a 300 Hz, aunque la frecuencia de muestreo puede ser reducida hasta 75Hz con el fin de reducir el consumo de potencia

Para el manejo de las señales de interés de este trabajo y que son %SpO₂ y frecuencia cardiaca, se debe utilizar un circuito que acondicione las señales multiplexadas, el cual será descrito en el siguiente capítulo.

Capítulo 3

Acondicionamiento de señales

3.1. Introducción

Las señales que provienen de los sensores tienen características que pueden ser indeseables para las siguientes etapas en un sistema de adquisición de datos, pueden por ejemplo tener una magnitud demasiado pequeña, potencia mínima, estar contaminadas de ruido e interferencias, quizá también necesite una conversión de corriente a voltaje o viceversa. A las medidas tomadas para tener una señal adecuada en un sistema de adquisición de datos se les conoce como acondicionamiento de señal.

El acondicionamiento de la señal puede contar con las siguientes etapas:

- Amplificación a un nivel adecuado.
- Manejo de ruido e interferencias (filtrado).
- Protección contra daños de las siguientes etapas.
- Acoplamiento de impedancias.
- Aislamiento.

Las características de la señal proveniente del sensor nos proporcionarán información acerca del tratamiento necesario para adecuarla a las necesidades de nuestro sistema.

3.2. Amplificador operacional

El amplificador operacional (A.O.) mostrado en la figura 37 actualmente es uno de los dispositivos más utilizados y por lo mismo, más importantes en la etapa de acondicionamiento, ya que nos puede proporcionar características eléctricas necesarias para nuestra señal; estas pueden ser desde la amplificación, hasta la eliminación de ruido.

Un dispositivo amplificador a grandes rasgos es un circuito el cual permite elevar el nivel de voltaje o corriente proporcionado por una fuente, para distribuir su salida a una carga de acuerdo a la siguiente expresión:

$$\text{Salida} = \text{entrada} \times \text{ganancia}$$

Existen distintos tipos de amplificadores los cuales pueden convertir de voltaje a corriente o viceversa, amplificadores cuadráticos, logarítmicos, entre otros; pero en nuestro caso nos enfocaremos al amplificador de voltaje.

Para poder seleccionar un amplificador operacional adecuado, se tomaron en cuenta las siguientes características las cuales idealmente deberían tener los valores indicados:

- Impedancia de entrada (Z_i) ∞ .
- Impedancia de salida (Z_o) 0.
- Ganancia de voltaje en modo diferencial ∞ .
- Ganancia de voltaje en modo común 0.
- Ancho de banda ∞ .
- Corrientes de entrada nulas (I_B).
- Voltaje de offset nulo (voltaje en la entrada para que la salida sea nula).
- Slew-rate ∞ (V/ μ s).

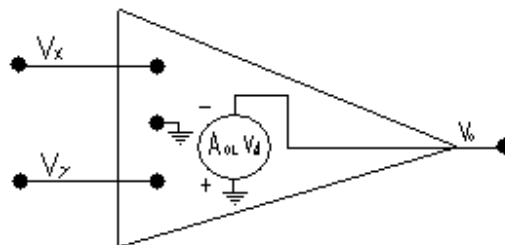


Figura 37. Amplificador operacional ideal.

Un término importante en los amplificadores operacionales es la ganancia en modo común y en modo diferencial, las cuales son características muy importantes al momento de elegir un amplificador. Podemos definir tales ganancias con las siguientes ecuaciones [19]:

-Voltaje de entrada en modo diferencial: $v_d = (v+) - (v-)$

-Voltaje de entrada en modo común: $v_{mc} = \frac{(v+)+(v-)}{2}$

-Voltaje de salida: $v_d = A_d \cdot v_d + A_{MC} \cdot v_{mc}$

En la cual A_d es la ganancia de modo diferencial ($\approx \infty$) y A_{mc} la ganancia en modo común (<1). Para la amplificación de señales diferenciales, las cuales estén contaminadas de ruido (que por lo general se presenta en forma común), es muy deseable que la ganancia en modo común sea 0 y que en modo diferencial tienda a ∞ , de esta manera se amplificará solo la señal de interés.

En la práctica ninguna de las características ideales mencionadas anteriormente se cumple; es por esto que dependiendo de nuestras necesidades se selecciona el amplificador con las mejores características, teniendo como referencia el amplificador ideal, además debemos tomar en cuenta que un amplificador con mejores características tendrá desventajas en cuanto a precio, consumo de potencia, disponibilidad, entre otros factores que debemos considerar al momento de elegir el circuito integrado adecuado.

Como su nombre lo indica además de su función como amplificador, este dispositivo nos permite manipular la señal en el sentido matemático, ya que se pueden implementar con él ciertas operaciones tales como suma, resta, diferenciación, integración, además de otras; una combinación de estas funciones definirá cierto comportamiento del circuito que a su vez nos permitirá realizar un correcto acondicionamiento de la señal. El A.O. tiene diferentes configuraciones bien conocidas cuyo comportamiento está dado por sus correspondientes ecuaciones.

Algunas de las configuraciones básicas son las siguientes:

- Amplificador inversor.
- Amplificador no inversor.
- Amplificador sumador.
- Amplificador integrador.
- Amplificador derivador.
- Amplificador seguidor.
- Amplificador diferencial.

3.3. Amplificador de instrumentación

Hasta el momento hemos mencionado algunas configuraciones básicas que nos permitirán dar tratamiento a las señales provenientes de los sensores, tal como lo es la amplificación, la adición e inversión de señales; sin embargo, estas no resuelven todas nuestras necesidades. A pesar de que por sí mismo el amplificador operacional cuenta con características excepcionales para el manejo de señales pequeñas, existe una configuración basada en el amplificador de diferencias que nos proporcionará las características necesarias para nuestro circuito de acondicionamiento. Esta configuración es útil en circuitos de adquisición de datos, donde la señal de interés se encuentra contaminada con un nivel grande de señales en modo común, este hecho se presenta generalmente en aplicaciones de instrumentación, de ahí el nombre que se le da a la configuración mencionada.

Como ya lo mencionamos, un amplificador de instrumentación (A.I.) es una configuración basada en el amplificador de diferencias. Se construye con otros dos A.O. configurados como seguidores de voltaje proporcionándole ciertas características, las cuales resultan ideales para la aplicación requerida en este trabajo, tales como [20]:

- Impedancia de entrada en modo común y diferencial altas en extremo.
- Impedancia de salida muy baja.
- Ganancia programable.
- Razón de rechazo a modo común extremadamente elevada.

Estas características en particular nos permitirán dar un adecuado tratamiento a las señales provenientes de los sensores, con lo que podremos amplificar la señal a niveles adecuados, disminuyendo ruido de entrada y demandando mínima corriente a los sensores.

3.3.1. Circuito integrado amplificador de instrumentación AD621

A pesar de que un A.I. discreto nos ofrece ventajas ya conocidas como alto CMRR e impedancia de entrada muy alta, por decir algunos ejemplos, en el mercado existen circuitos integrados de propósito específico los cuales contienen ya una configuración de A.I., al cual le han sido mejoradas sus características respecto a los discretos. Para su utilización solo debemos configurar la ganancia requerida mediante la utilización de dos de sus terminales, para esto, es necesario colocar una resistencia de un valor determinado de acuerdo a la ganancia seleccionada. En nuestro caso la ganancia elegida para la primera etapa es de 10, para configurarla, las terminales dispuestas para la programación de ganancia (terminales 1 y 8) en este circuito integrado se deben dejar libres.

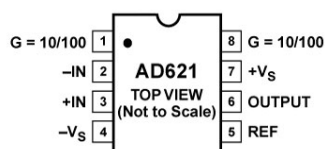


Figura 38. Amplificador de instrumentación AD621.

El circuito integrado (C.I.) elegido es el amplificador de instrumentación AD621 (mostrado en la figura 38) de baja potencia, del fabricante Analog Devices, el cual se recomienda para interfaces de transductores y sistemas de adquisición de datos, además de equipos portátiles y de bajo consumo. En la tabla 8 mostramos las especificaciones principales del circuito integrado.

Características	Valores típicos
Corriente de Bias	0.5 nA
Impedancia de entrada en modo común	10 G Ω
Impedancia de entrada en modo diferencial	10 G Ω
CMRR	110 db
Ganancia programable	10 y 100

Tabla 8. Características eléctricas principales del AD621.

Las características mostradas en la tabla 8 son de especial interés para el tratamiento de nuestra señal, es una excelente ventaja tenerlo en un solo C.I., con

lo que se simplifica el diseño del A.I. Como podemos ver, en el caso del CMRR, el AD621 nos ofrece un valor de 110 dB, un valor alto comparado con los valores de amplificadores operaciones discretos. La impedancia de entrada es en extremo alta con lo que aseguramos una demanda mínima de corriente a los sensores, así como un excelente acoplamiento de impedancias entre el sensor y las etapas siguientes. Aunque en el mercado existe una gran variedad de C.I. de amplificadores de instrumentación, el AD621 ha sido probado en varios circuitos comportándose de excelente manera, además de que el encapsulado es pequeño y no necesita componentes externos para configurar la ganancia. Todas estas razones son la base por la cual se seleccionó este circuito integrado.

3.4. Filtrado

Dado que en este trabajo se emplearon algunos filtros analógicos activos se procederá a dar un breve repaso de estos.

Un filtro analógico es un circuito electrónico con el cual se selecciona cierta banda de frecuencias de interés, eliminando las frecuencias no deseadas; muy a menudo estas frecuencias pertenecen a señales de interferencia o ruido, es por esta razón que es importante eliminarlas. Para diseñar un filtro, en primer lugar es necesario conocer las frecuencias que definen a la señal de interés para que de esta forma se pueda hacer una buena elección de las frecuencias de corte del filtro, de tal manera que se evite al máximo tener pérdidas de información en la señal de interés.

El orden del filtro estará dado por la cantidad de elementos utilizados que almacenan energía, entre mayor sea el orden su comportamiento será más cercano al de un filtro ideal y cortará más abruptamente. En este tipo de filtros se eliminan por completo aquellas frecuencias que estén fuera del ancho de banda elegido. Las llamadas frecuencias de corte f_c definen los puntos dentro de un rango de frecuencias, en las cuales quedará definida la banda de paso. Los llamados filtros pasivos están conformados solo por resistencias, capacitancias e

inductancias, a diferencia de los filtros activos que combinan componente pasivos R, C y elementos activos, generalmente amplificadores operacionales.

3.4.1. Filtro pasa bajas

En la figura 39 podemos ver un filtro analógico de primer orden pasivo y uno activo.

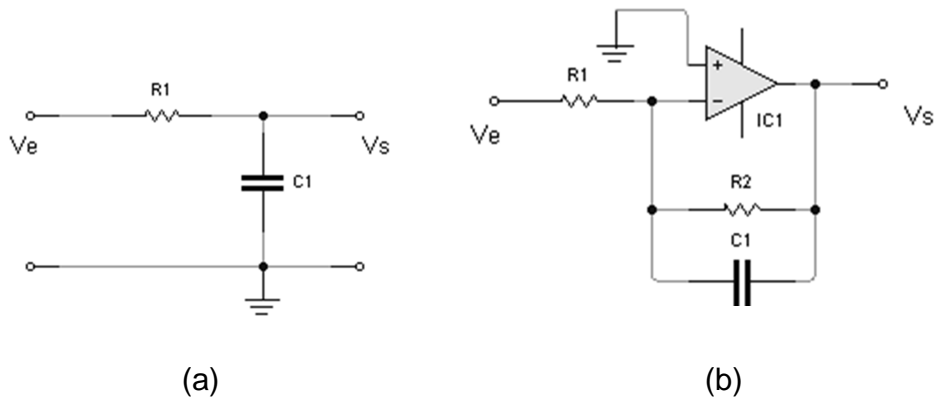


Figura 39. Filtro pasa bajas de primer orden pasivo (a), y activo (b).

El filtro pasivo pasa bajas se comporta de acuerdo a la siguiente función de transferencia [21], en la cual podemos ver que la frecuencia de corte f_c depende de los elementos R y C, así podemos definir la banda de frecuencias de interés.

-Función de transferencia:
$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1+j\omega R_1 C_1} \quad \therefore$$

-Frecuencia de corte:
$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

La f_c definirá qué frecuencias dejará pasar el filtro, de esta manera aquellas que queden por arriba de la f_c serán atenuadas. Cabe mencionar que en esta frecuencia la ganancia es de -3dB .

Para el filtro activo, la ecuación será la misma solo afectada por un factor de ganancia, por lo que:

-Función de transferencia:
$$\frac{V_s}{V_e} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1+j\omega R_2 C_1} \quad \therefore$$

-Frecuencia de corte:
$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$$

3.4.2. Filtro pasa altas

Las configuraciones mostradas en la figura 40 corresponden a un filtro pasivo y activo pasa altas el cual, como su nombre lo dice, solo deja pasar frecuencias por arriba de la f_c , atenuando las que estén por debajo de ella.

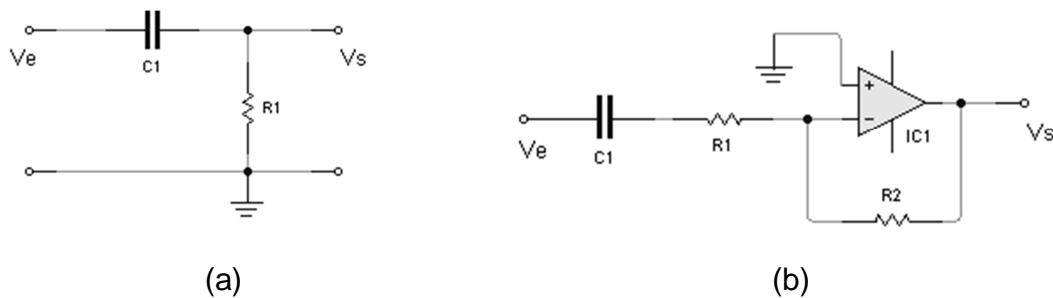


Figura 40. Filtro de primer orden pasivo (a) y activo (b).

El filtro pasivo paso altas se comporta de acuerdo a la ecuación siguiente [20]:

-Función de transferencia:
$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_1 C_1} \quad \therefore$$

-Frecuencia de corte:
$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

Para el filtro activo la ecuación es la siguiente [20]:

-Función de transferencia:
$$\frac{V_s}{V_e} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_1 C_1} \quad \therefore$$

-Frecuencia de corte:
$$f_c = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

3.4.3. Filtro pasa banda de banda ancha

Un filtro pasa banda (ver figura 41) es utilizado para dejar pasar frecuencias dentro de una banda acotada (ancho de banda) por dos frecuencias de corte, llamadas frecuencia alta f_H y frecuencia baja f_L , atenuando las demás.

El ancho de banda B se refiere al intervalo de frecuencia entre f_L y f_H .

$$B = f_H - f_L$$

La denominada frecuencia de resonancia f_0 es aquella donde se tiene máxima ganancia aunque no siempre está centrada respecto al ancho de banda, por su parte f_L y f_H tienen ganancias de 0.7071 (-3dB). Conocidos f_L y f_H podemos calcular f_0 [22] como:

$$f_0 = \sqrt{f_H \cdot f_L}$$

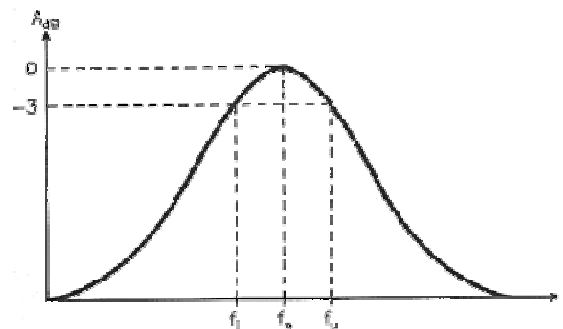


Figura 41. Comportamiento del filtro pasa banda.

Otro término importante en este tipo de filtros es el factor de calidad Q , el cual nos indica qué tan selectivo es un filtro pasa bandas; este lo podemos calcular de la siguiente forma [22]:

$$Q = \frac{f_0}{B}$$

Entre más alto sea Q más selectivo será el filtro; este término además se emplea para clasificar a este tipo de filtros como de banda ancha o de banda angosta dependiendo del valor de Q , así se tiene que será de banda ancha si B es dos veces o más la f_0 o de otra forma donde $Q \leq 0.5$, en cambio un filtro de banda angosta es mucho más selectivo, donde $Q \geq 0.5$. Esto es importante dado que si el valor de B elegido cae dentro de la definición de filtro de banda ancha, se puede hacer un diseño simple combinando dos filtros activos de primer orden, uno pasa bajas y otra pasa altas (ver figura 42), de esta manera las frecuencias de corte f_L y f_H quedan definidas por la f_c de cada filtro, por lo cual se simplifica el diseño.

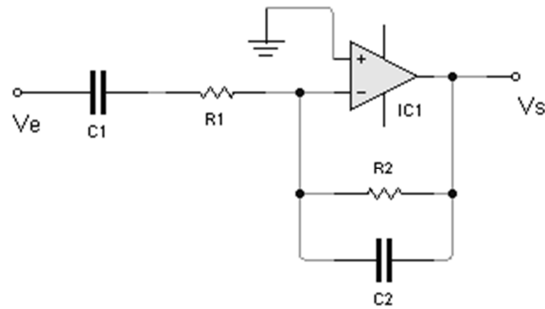


Figura 42. Filtro pasa bandas de banda ancha.

Debemos tomar en cuenta que este filtro solo es útil cuando $f_L \ll f_H$, en el orden de 10 veces o más. Este filtro se comporta de acuerdo a las siguientes ecuaciones [20]:

-Función de transferencia:
$$\frac{V_s}{V_e} = - \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{j\omega R_1 C_1}{1 + j\omega R_1 C_1} \right) \left(\frac{1}{1 + j\omega R_2 C_2} \right) \quad \therefore$$

-Frecuencias de corte:
$$f_L = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

Otro filtro también importante es el supresor de banda, el cual al contrario del filtro pasa banda, solo atenúa las frecuencias que estén dentro del ancho de banda elegido, dejando intactas todas las demás; es muy útil cuando existe una frecuencia no deseada mezclada en un rango de frecuencias de interés, como podría ser la interferencia causada por la red eléctrica de 60 Hz.

Para construir un filtro supresor de banda, a la señal de interés se le resta la salida de un filtro paso bandas, en la figura 43 podemos ver una topología típica de este tipo de filtro, conformado por un filtro pasa banda de retroalimentación múltiple y un amplificador en configuración sumador.

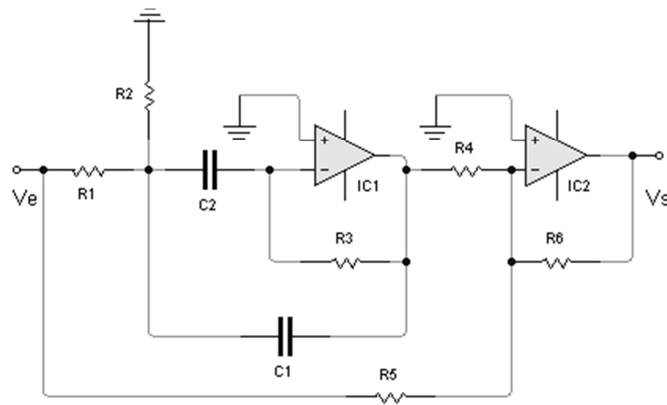


Figura 43. Filtro supresor de banda de retroalimentación múltiple.

El cálculo de las frecuencias de resonancia y de corte es el mismo que el de un filtro pasa banda de retroalimentación múltiple. Las ecuaciones correspondientes son:

-Función de transferencia [23]
$$\frac{V_s}{V_e} = - \left(\frac{R_3}{2 \cdot R_1} \right) \frac{j\omega \frac{R_3 \cdot C}{R_2 + R_1}}{R_1 \cdot R_2 \cdot R_3 \cdot C^2 + j\omega \frac{R_3 \cdot C}{R_2 + R_1} + (j\omega)^2}$$

considerando $C = C_1 = C_2$ y $\omega = 2\pi f_0$

-Frecuencia de resonancia
$$f_0 = \sqrt{f_H \cdot f_L}$$

-Factor de calidad
$$Q = \frac{f_0}{f_H - f_L}$$

Con estas ecuaciones podemos elegir las frecuencias f_H y f_L para encontrar f_0 y después calcular los componentes de filtro.

Cada una de las funciones de transferencia mencionadas anteriormente nos ofrece información del comportamiento del filtro, para de esta manera hacer un diseño adecuado a las necesidades de nuestro sistema. Existen otros filtros de orden superior, que atenúan en mayor grado las frecuencias no deseadas, pero que también utilizan más componentes, son más complejos de diseñar y además pueden tener efectos negativos en cuanto a estabilidad; dependiendo de las necesidades que tengamos será el orden del filtro elegido, para así tener un diseño óptimo.

3.4.4. Filtros digitales

Una alternativa al utilizar filtros es la implementación de estos de manera digital, lo que nos proporciona ciertas características que pueden resultar convenientes para ciertas aplicaciones, en nuestro caso utilizaremos estos para dar un tratamiento posterior a las señales, atenuando aun más el ruido presente en las señales de interés una vez que han sido digitalizadas.

Los filtros digitales son cualquier procesamiento que se realiza a una señal digital para la elección de cierta banda de frecuencias, donde se implementa una ecuación en diferencias por medio de software o hardware, de manera recursiva o no recursiva.

Las principales ventajas de un filtro digital son:

- Bajo costo.
- Alta precisión.
- Alta inmunidad al ruido.
- Puede ser probado y modificado fácilmente.

3.4.4.1. Filtros recursivos y no recursivos

Un filtro no recursivo se calcula a partir de valores de entrada $Y_n = X_n + X_{n-1} + X_{n-2} \dots$, en cambio uno recursivo utiliza valores de entrada además de valores previos de la salida $Y_{n-1}, Y_{n-2} \dots$ almacenados en la memoria del procesador. Podemos decir que un filtro recursivo requiere menor tiempo de procesamiento ya que se requiere una menor cantidad de coeficientes que en los filtros no recursivos. En otro tipo de clasificación los filtros recursivos son llamados IIR y los filtros no recursivos FIR.

3.4.4.1.1. Filtros tipo IIR

Es un tipo de filtro digital donde si la entrada es un impulso, la salida será un número ilimitado de términos nulos. Para obtener la salida se emplean valores de

entrada actuales y valores anteriores de salida que son almacenados en memoria y son realimentados; esta característica les da el nombre de filtros recursivos.

La ecuación en diferencias que se utiliza para el cálculo de un filtro IIR es la siguiente [24]:

$$y_n = \sum_{i=0}^q b(i)x(n-i) - \sum_{i=1}^p a(i)y(n-i)$$

Donde q es el número de ceros, p el número de polos, $a(i)$ y $b(i)$ son los coeficientes del filtro.

Algunas características de este tipo de filtros son las siguientes:

- Producen una distorsión de la fase.
- El orden del filtro es menor a los tipo FIR.
- Pueden ser inestables.
- Utilizan menor tiempo de procesamiento a los tipo FIR.

3.4.4.1.2. Filtros tipo FIR

Es un tipo de filtro digital donde si la entrada es un impulso, la salida será un número limitado de términos no nulos, para esto se emplean valores de entrada actuales y anteriores; esta característica les da el nombre de filtros no recursivos.

La ecuación en diferencias que se utiliza para el cálculo de un filtro FIR es la siguiente [24]:

$$y_n = \sum_{m=0}^q b_m x(n-m)$$

Donde q es el número de ceros y b_m son los coeficientes del filtro. Se puede ver que la salida del filtro es una suma ponderada de los coeficientes b_m por la entrada actual $x(n)$ y las muestras retardadas.

Algunas características de este tipo de filtros son las siguientes:

- Son siempre estables.
- Son de fase lineal.
- Requieren mayor tiempo de procesamiento que los tipo IIR.

3.5. Frente de entrada

Existen situaciones en las cuales un transitorio afecta el circuito electrónico de adquisición de datos, esto puede ser por señales provenientes de aparatos que estén cercanos al paciente y que se introducen al sistema por medio de los electrodos o demás cables del instrumento. Estos voltajes pueden llegar a saturar, o en el peor de los casos dañar todo o parte del circuito de adquisición, por lo que debemos ofrecer cierta protección para disminuir el efecto de estos transitorios.

Una de las configuraciones más usada para protección contra transitorios de bajo voltaje es el mostrado en la figura 44.

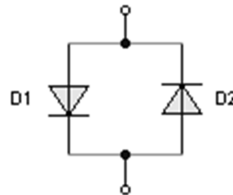


Figura 44. Circuito limitador de voltaje con dos diodos.

Los diodos están en paralelo y en sentido contrario, se ponen a la entrada del circuito de acondicionamiento, por lo que se protege contra transitorios en ambos sentidos, de esta manera cuando un voltaje mayor a 600mV está por entrar a nuestro circuito, se llega al voltaje de ruptura del diodo, poniendo la entrada en circuito corto y así protegiendo el resto del sistema.

Cuando se necesita protección a voltajes más altos, comúnmente se utiliza una configuración como la mostrada en la figura 45, en esta se utilizan dos diodos zener encontrados. Para que el circuito entre en funcionamiento, el transitorio

debe estar al menos 600mv por arriba del voltaje de conducción en inversa del diodo zener, estos voltajes comúnmente pueden estar entre 2 y 20 V. De esta forma los diodos se ponen en conducción activando el circuito de protección. Al igual que la protección anterior, en esta se protege de un transitorio en ambos sentidos.

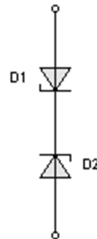


Figura 45. Circuito limitador de voltaje con dos diodos zener.

Podemos encontrar otros circuitos de protección a base de por ejemplo tubos de descarga de gas que ofrecen protección a voltajes más altos. Depende de las necesidades de nuestro circuito de acondicionamiento elegir el más adecuado.

3.5.1. Aislamiento

En sistemas de instrumentación, empleados principalmente para realizar medidas de biopotenciales, se debe tener especial cuidado de no permitir en ningún momento que el individuo forme parte de un circuito eléctrico que pueda provocarle serios daños físicos, este problema puede ir de un simple hormigueo en las extremidades hasta una fibrilación ventricular. Las causas pueden ser diversas, tales como una falla en la conexión a tierra del aparato de medición, por cables mal aislados, por una baja impedancia de entrada en los circuitos de sensado de señales, solo por mencionar algunas. Estos factores pueden provocar que determinada corriente fluya hacia el cuerpo y de esta manera se tiene el riesgo de causar graves daños al paciente.

Para proveer seguridad al paciente se debe contar con un circuito de aislamiento que proteja al individuo de una posible conexión con la red eléctrica. En la práctica, este aislamiento separará una parte del circuito alimentado por la línea eléctrica de 60 Hz, de otra que estará en contacto directo con el paciente.

Comúnmente es utilizado un amplificador de aislamiento en sistemas de instrumentación, ya que provee un aislamiento galvánico entre dos subsistemas del instrumento; el acoplamiento de estos dos subsistemas donde se transfiere la señal de una a otra puede ser realizado de manera capacitiva, inductiva u óptica. La primera etapa, la cual corresponde a la entrada de la señal de interés y que tiene contacto directo con el individuo debe poseer una alimentación así como una referencia, y ambas deben estar aisladas de la segunda etapa, la cual comúnmente está alimentada por la línea de suministro eléctrico de 60 Hz. Para proveer energía a la primera etapa mencionada se pueden utilizar convertidores dc-dc aislados o una fuente de alimentación por baterías, de esta manera protegemos al paciente, minimizando el riesgo de una descarga eléctrica.

Cabe mencionar que en el caso de nuestro diseño, debido a que el sistema desarrollado es portátil se utilizaron baterías para alimentar todo el instrumento, de esta manera tendremos una tierra flotante la cual protegerá al individuo ya que nunca habrá conexión a tierra física. Adicionalmente, se emplean amplificadores de instrumentación para sensar las variables físicas los cuales tienen una muy alta impedancia de entrada, de tal forma que las corrientes que se presentan en los sensores son muy bajas. Este problema se podría presentar por ejemplo en el ECG ya que los platos se conectan directamente al cuerpo del paciente. Los demás sensores no tienen un contacto directo con la piel por lo que no se tiene este problema.

3.6. Características de las señales de interés

Para poder realizar el diseño de un circuito de acondicionamiento, debemos tomar en cuenta las características que deseamos proporcionar a la señal de interés de acuerdo a las propiedades inherentes a esta. Las señales que deseamos acondicionar y las características de cada una se muestran en la tabla 9.

Señal	Amplitud(típica)	Frecuencia
ECG	0.5 mV p-p - 4 mV p-p	0.5 Hz a 3.5Hz [5]
Flujo aéreo bucal	400 μ V p-p	0.2 Hz a 0.4 Hz [6]
Flujo aéreo nasal	400 μ V p-p	0.2 Hz a 0.4 Hz [6]
Expansión torácica	600 μ V p-p	0.2 Hz a 0.4 Hz [6]
Ronquido	5 mV p-p	20 a 20 kHz

Tabla 9. Características de las señales de interés.

La amplitud típica de estas señales puede verse afectada por diversos factores ambientales o a causas físicas del paciente, por lo tanto no se tendrán señales de igual amplitud en todos los casos, pero podemos tomar en cuenta los valores típicos para realizar una estimación y así proponer un acondicionamiento adecuado.

Además de las señales anteriores mostradas en la tabla 9, las cuales provienen directamente de los sensores vistos en el capítulo 2; se debe tomar en cuenta el acondicionamiento de la señal analógica que nos proporciona el ChipOx dado que los valores de frecuencia cardiaca y $\%SpO_2$ vienen multiplexadas en esta señal. Por ser de especial interés, en un apartado posterior se darán los detalles de cómo se realizó el demultiplexado de tales señales, por el momento solo se presentarán algunas características eléctricas de las señales de interés a la salida del ChipOx. Estas se pueden ver en la tabla 10.

Parámetro	Intervalo	Resolución
$\%SpO_2$	0-100%	10mV/ $\%SpO_2$
Frecuencia cardiaca	0-300bpm	3.33mV/bpm

Tabla 10. Características de las señales del ChipOx.

3.7. Diseño del circuito de acondicionamiento

Debido a que las características de las señales de interés son similares en lo referente a amplitud y frecuencia, podremos utilizar un mismo circuito de acondicionamiento con algunas modificaciones mínimas de acuerdo a cada señal de interés; nos enfocaremos por el momento al acondicionamiento de la señal de ECG para después presentar el tratamiento realizado a las demás señales y los ajustes necesarios realizados a cada una de estas. Cabe mencionar que uno de los objetivos principales es hacer todo el sistema portátil, por lo que tenemos especial interés en usar la mínima cantidad de componentes.

3.7.1. Especificaciones del circuito de acondicionamiento

Los requerimientos básicos a considerar en el diseño del circuito acondicionador son:

- Protección contra transitorios de bajo voltaje (máximo 600 mV).
- Amplitud de la señal entre 0 y 5 V.
- Eliminación de ruido.

Las especificaciones que exige el diseño fueron resueltas por etapas, las cuales se muestran en la figura 46 para la señal ECG y en la figura 47 se muestran las etapas para el resto de las señales, excepto las que provienen del ChipOx. Este último diagrama contiene una modificación que sirve para el conjunto del resto de estas señales.

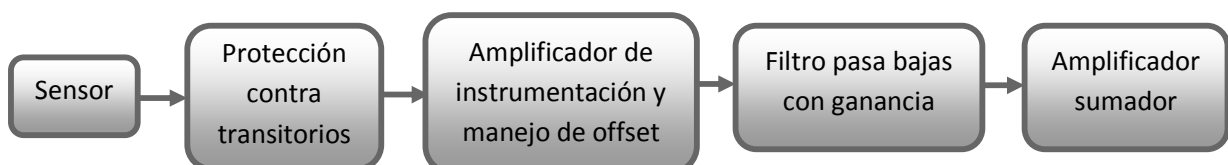


Figura 46. Etapas del circuito de acondicionamiento de la señal de ECG.



Figura 47. Etapas del circuito de acondicionamiento de señal.

3.7.2. Amplificación de la señal de electrocardiografía

La señal de ECG, como mencionamos en el capítulo 2, proviene de electrodos colocados a la altura del pecho del paciente, con una referencia puesta en el pie derecho o la cadera. La pequeña amplitud de la señal de ECG además de otros factores, propician la vulnerabilidad de la señal a contaminarse con ruido e interferencias. La amplificación se realizó con un amplificador de instrumentación (mencionado en el apartado 3.3) como primera etapa, con el cual se le dio una primera ganancia, funcionando además como acoplamiento entre los electrodos y las demás etapas del circuito.

Para que la señal de ECG tenga una amplitud adecuada para las siguientes etapas del instrumento desde que entra a los sensores y hasta que sale para el convertidor A/D, se le dio una ganancia total de 1000, dividida en 3 etapas cada una con una ganancia de 10, esto es recomendable para una mejor respuesta de los amplificadores operacionales.

El amplificador de instrumentación (A.I.), está encargado de proporcionar una primera ganancia de 10, y servir como acoplamiento a las siguientes etapas del circuito. Una característica importante que debemos tomar en cuenta es el CMRR (razón de rechazo a modo común), que es la razón que hay entre la ganancia para la señal en modo diferencial y la ganancia para la señal en modo común, como lo vimos en el capítulo 2. Deseamos amplificar la señal en modo diferencial y bloquear la señal en modo común. Para calcular un valor de CMRR adecuado consideramos lo siguiente [25]:

Salida del A.I.

$$Vs = V_0 + e \rightarrow Vs = A_d v_d + A_{mc} v_{mc}$$

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{mc}}$$

Donde A_d se refiere a la ganancia en modo diferencial, y A_{mc} la ganancia en modo común, de esta manera entre más grande sea el valor de CMRR, se amplificará en mayor magnitud v_d (señal en modo diferencial) con respecto a v_{mc} (señal en modo común). La A_{mc} debe ser un porcentaje α de la A_d , de tal manera [25]:

$$A_{mc} v_{mc} \leq \alpha A_d v_d$$

Nosotros elegimos que porcentaje α utilizar; en este caso se propuso un $\alpha = 1\%$, lo que indicaría que la señal en modo diferencial será 100 veces más grande que la señal en modo común, de esta manera podemos asegurar que la señal de interferencia (v_{mc}) será mínima [11]:

Se tiene que como máximo: $A_{mc} v_{mc} = 0.01(A_d v_d)$

Entonces: $CMRR = \frac{A_d}{A_{mc}} = \frac{v_{mc}}{0.01 v_d}$

Un valor aproximado de voltaje en modo común calculado en el capítulo 2, es $v_{mc} = 1.3 V$ y un voltaje típico de la señal de ECG sería $v_d = 1mV$. Por lo tanto:

$$CMRR = \frac{A_d}{A_{mc}} = \frac{1.3 V}{0.01(1mV)} = 130000$$

El valor de CMRR comúnmente es dado en dB, entonces:

$$CMRR(dB) = 20 \log_{10}(130000) = 102.27 dB$$

Este valor sería un valor mínimo necesario para nuestro diseño.

Como podemos ver, en el caso del CMRR, el amplificador de instrumentación AD621 elegido para la primera etapa de amplificación nos ofrece un valor de 110 dB por encima de los 102.27 dB mínimos calculados anteriormente.

3.7.2.1. Amplificador operacional TLC27L4

Aunque el A.I. AD621 nos ofrece excelentes características como primera etapa en nuestro circuito de acondicionamiento, también fue necesario utilizar otro tipo de amplificadores operacionales para las siguientes etapas, las cuales nos permitieron obtener todas la características necesarias para el acondicionamiento de nuestras señales, con base en esto, se eligió el A.O. TLC27L4 del fabricante Texas Instruments mostrado en la figura 48, el cual es un amplificador de baja potencia, recomendado para aplicaciones con transductores y equipo alimentado con baterías; los hay en encapsulados de montaje superficial con 4 A.O. cada uno. Las características más importantes de este circuito integrado están en la tabla 11.

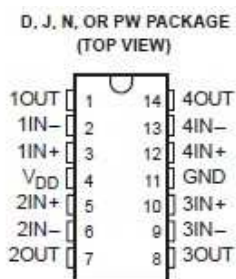


Figura 48. Amplificador operacional TLC27L4.

Características	Valores típicos
Corriente de Bias	0.6 pA
Impedancia de entrada	10 GΩ
CMRR	95 dB
Consumo de potencia	195 μW a 5 V

Tabla 11. Características principales del TLC27L4.

Su impedancia de entrada alta y muy baja corriente de bias, además de su bajo consumo de potencia son ideales en el circuito de acondicionamiento, lo que nos permitió tener una buena respuesta. En particular, la característica que tiene de mínimo consumo de energía es de gran importancia ya que como se ha mencionado anteriormente se necesita portabilidad del equipo.

3.7.2.2. Topología del circuito de protección con el A.I.

Ya que la amplitud de voltaje que nos ofrecen los sensores nunca alcanzará los 600 mV, nosotros utilizamos el circuito de protección a base de dos diodos rectificadores, el cual ya habíamos mencionado en el apartado 3.4.4. Podemos ver la configuración de este a la entrada del A.I. AD621 en la figura 48.

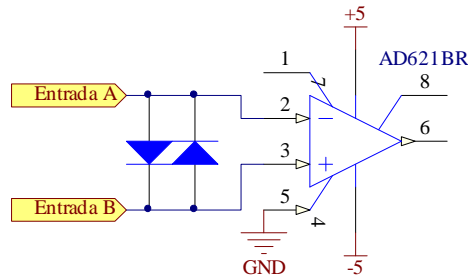


Figura 48. Circuito de protección contra transitorios.

3.7.2.3. Circuito empleado para eliminar el offset

Como vimos en el capítulo 2 la señal de ECG comúnmente tiene variaciones de la línea base, por lo que debemos utilizar un circuito que elimine la señal de DC la cual contamina la señal y puede ocasionar que se sature el amplificador y por lo mismo que se pierda la señal. Para el manejo de esta señal se utilizó un circuito adicional mostrado en la figura 49 que se agrega al amplificador de instrumentación.

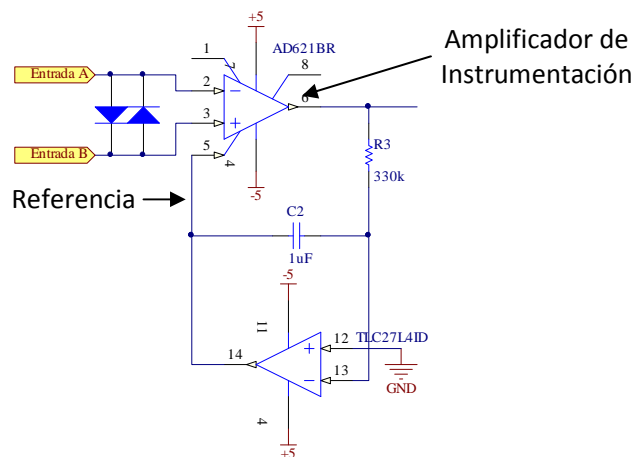


Figura 49. Restaurador de línea de base.

Este circuito llamado “restaurador de línea de base” es un filtro pasa bajas de primer orden, el cual realimenta al amplificador de instrumentación, restando el voltaje de DC indeseable, y de esta manera eliminando el voltaje de offset.

La frecuencia de corte del filtro pasa bajas, fue seleccionada a 0.5Hz, de esta forma se tiene un rápido restablecimiento de la línea base y por lo mismo se respeta el ancho de banda de la señal ECG. Seleccionando un capacitor de 1μF, tenemos:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R(1\mu F)} \quad R = \frac{1}{2\pi(0.5\text{Hz})(1\mu F)} = 318 \text{ k}\Omega$$

Se eligió un valor de 330 kΩ, por lo tanto $f_c = 0.48 \text{ Hz}$; este circuito restaurador de línea de base mostrado en la figura 49 elimina las frecuencias por debajo de la f_c y por tanto el offset de la señal. La figura 50 muestra una simulación en PSpice del comportamiento del amplificador de instrumentación y del restaurador de línea de base en conjunto, con la ganancia de 10 deseada.

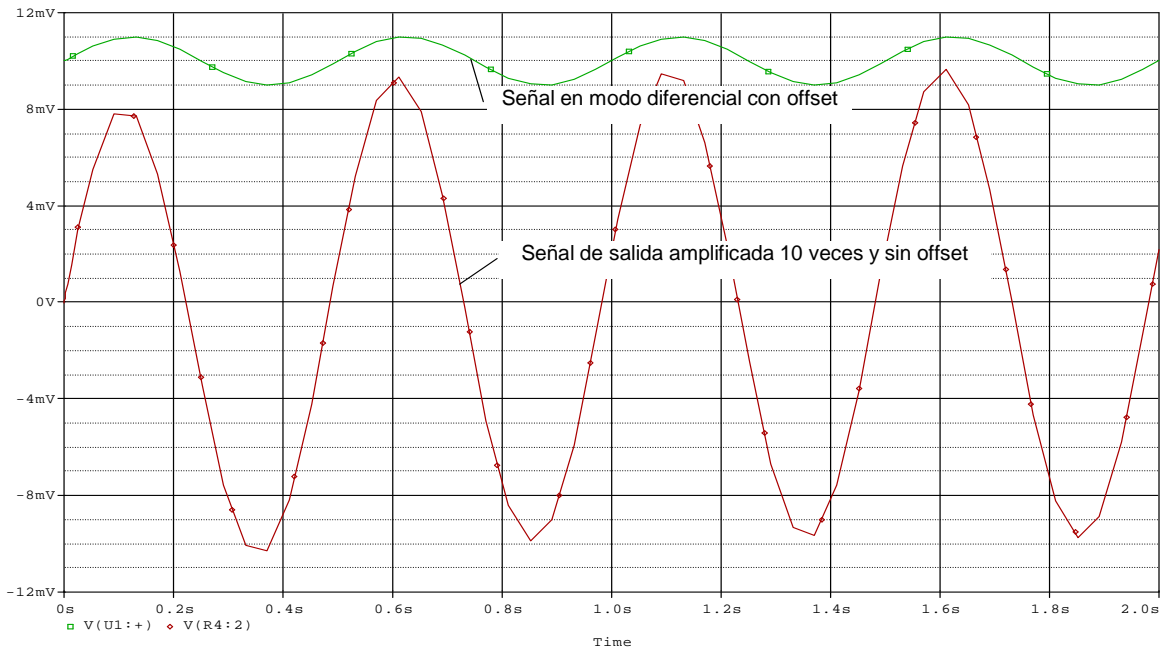


Figura 50. Simulación del restaurador de línea de base para una señal de entrada de amplitud de 1mV y offset de 10mV.

3.7.2.4. Implementación del Filtro pasa bajas

Para poder eliminar las interferencias provenientes de la red eléctrica de 60 Hz, además del ruido de alta frecuencia, se utilizó un filtro para limitar el ancho de banda de nuestro circuito. Como ya se mencionó anteriormente la frecuencia de 60 Hz introduce buena parte del ruido indeseable en este tipo de equipos. Estrictamente se necesitaría solamente un filtro supresor de banda sintonizado a 60 Hz que solo eliminara dicha frecuencia, pero como el ancho de banda de nuestras señales está muy por debajo de esta frecuencia de 60 HZ, se pudo utilizar un simple filtro pasa bajas sintonizado a una frecuencia inferior, con el cual se eliminó la señal de 60 Hz además del ruido adicional de altas frecuencias, esta limitación del ancho de banda no afectó las señales de interés dado que el ancho de banda de estas está muy por debajo de la frecuencia de corte de este filtro. Lo importante de esto es que el diseño se simplificó considerablemente.

Para el diseño del filtro en cuestión, se utilizó un filtro activo pasa bajas de primer orden ya mencionado anteriormente, con el cual se limitó el ancho de banda, además de proporcionar una segunda etapa de amplificación. El circuito es mostrado en la figura 51.

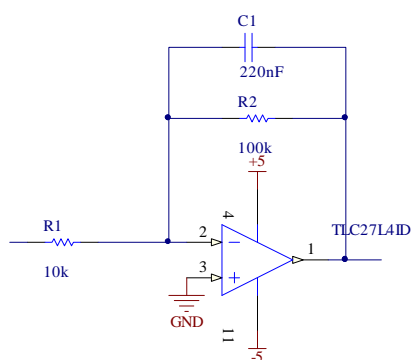


Figura 51. Filtro pasa bajas de primer orden.

El ancho de banda de la señal ECG en promedio está entre 0.5 y 3.5 Hz, nosotros elegimos una $f_c = 7.5 \text{ Hz}$, con lo que se logró una alta atenuación del ruido de alta frecuencia incluido el de 60 Hz, además a esta etapa se le dio una ganancia de 10. Proponiendo un capacitor C1 de 220 nF R2 se calcula de la siguiente manera:

Tomando en cuenta que: $\frac{V_s}{V_e} = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1}{1+j\omega R_2 C_1}$

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 (220nF)}$$

$$R_2 = \frac{1}{2\pi(7.5Hz)(220nF)} = 96.45 \text{ k}\Omega$$

Para hacer más práctico el circuito, se eligió un valor comercial de $100 \text{ k}\Omega$, con este valor de resistencia se calcula R_1 para dar una ganancia final de 10 al filtro, el cálculo de R_1 se realiza de la siguiente manera:

$$A = -\frac{R_2}{R_1} = -10 \quad R_1 = \frac{100k}{10} = 10k\Omega$$

La frecuencia de corte entonces quedó ajustada en 7.23 Hz y con una ganancia de 10. El comportamiento del filtro en el dominio de la frecuencia es mostrado en la figura 52.

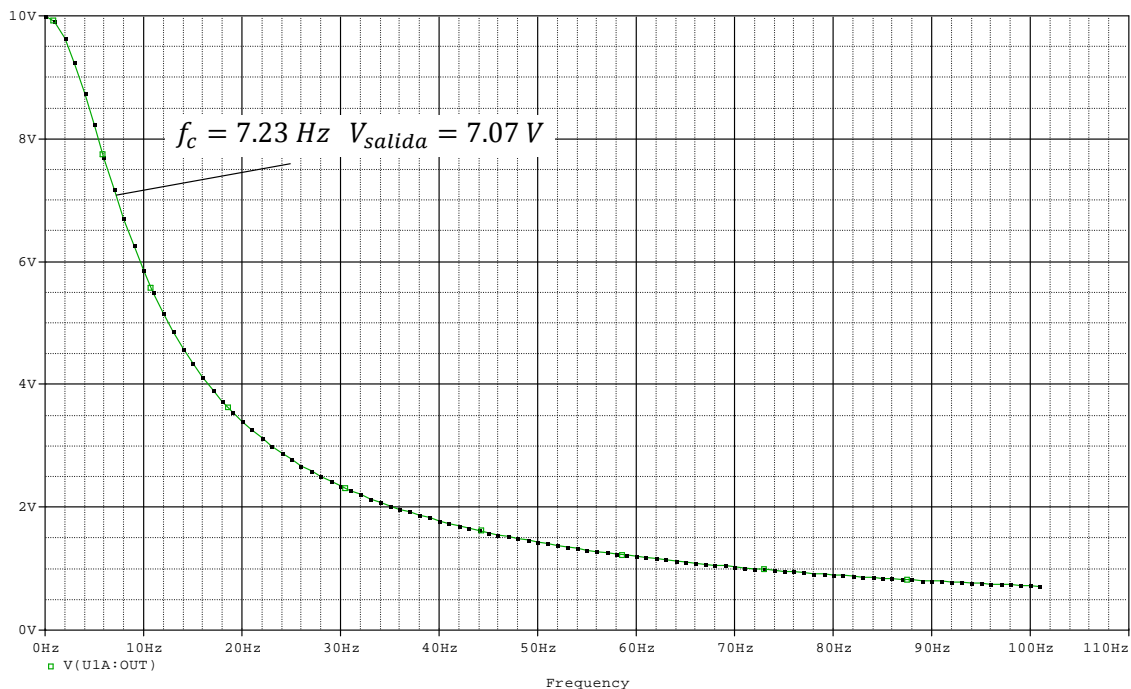


Figura 52. Simulación en Pspice en el dominio de la frecuencia del filtro pasa bajas.

El filtro fue probado con una señal de entrada de 1 V de amplitud; podemos ver que la máxima ganancia fue de 10 y que justamente en la frecuencia de corte la ganancia es de 0.707. Con este filtro se atenúan en gran medida la interferencia de 60 Hz además de otras frecuencias altas que se puedan introducir al sistema.

3.7.2.5. Amplificador en configuración sumador

La última etapa proporcionó a la señal otra ganancia de 10, otra de las funciones de esta etapa es la de cambiar el nivel de CD de la señal y dejarla en un rango de voltajes positivos para ser posteriormente tratada por un convertidor AD; por estas razones utilizamos un amplificador operacional en configuración sumador con el cual, como ya se mencionó, se adicionó un nivel de DC controlado y se le proporcionó a la señal una etapa más de ganancia. El circuito utilizado y visto previamente en el apartado 3.2.4 es mostrado en la figura 53 con los valores de resistencias finales utilizadas.

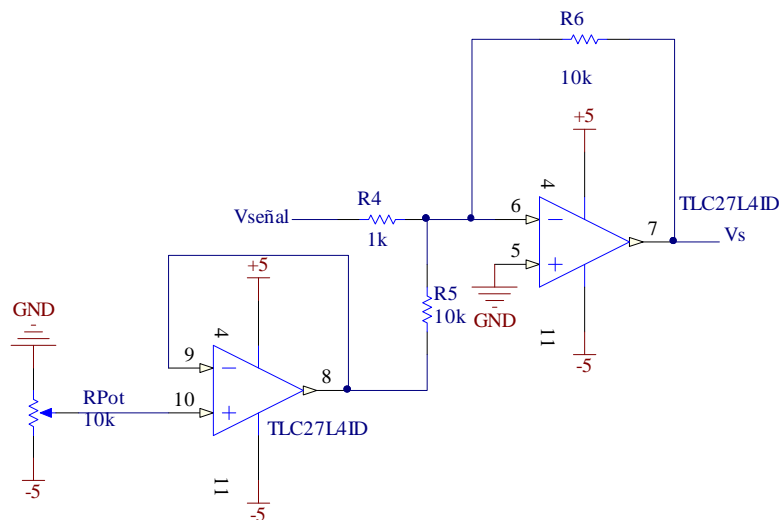


Figura 53. Amplificador en configuración sumador.

De acuerdo a la ecuación vista en el apartado 3.2.4:

$$V_s = \left(-\frac{R_6}{R_4} \cdot V_{señal} \right) + \left(-\frac{R_6}{R_5} \cdot V_{CD} \right)$$

Donde $V_{señal}$ corresponde a la señal de interés (ECG), que proviene del filtro pasa bajas; V_{CD} es el voltaje de corriente directa, que será sumado a la señal de interés para proporcionarle un nivel adecuado de voltaje y dejarla entre 0 y 5V para que el microprocesador la pueda interpretar.

Como podemos ver en la ecuación anterior, la ganancia de la señal de ECG está dada por:

$$|A_{ECG}| = \frac{R6}{R4}$$

Para una resistencia $R4$ de $1k\Omega$ y una ganancia de 10 que es la que necesitamos; $R6$ estará dado por:

$$R6 = 1k\Omega(10) = 10k\Omega$$

La ganancia para V_{CD} esta dado por:

$$|A_{VCD}| = \frac{R6}{R5}$$

Ya que $R6 = 10 k\Omega$ y utilizando una ganancia unitaria, esto para tener una sensibilidad adecuada. Entonces:

$$R5 = \frac{10k\Omega}{1} = 10k\Omega$$

De esta manera la señal de ECG será amplificada 10 veces y le será agregada una señal de CD sin ganancia proveniente de un divisor de voltaje, el cual será controlado por el potenciómetro R.pot. Cabe mencionar que para mantener un buen acoplamiento entre la resistencia del divisor de voltaje y R5 se utilizó un amplificador seguidor, con esto se eliminó la interferencia de las impedancias del divisor de voltaje en el cálculo de la ganancia total del circuito. Esta configuración fue la que finalmente se seleccionó ya que es muy práctica dado que nos ofrece un intervalo variable para adecuarla a cada señal de nuestro interés, además de darnos la oportunidad de calibrarlo en más de una ocasión.

La simulación de este circuito es mostrada en la figura 54, donde podemos ver que además de ofrecernos una última ganancia de 10, se invierte la señal y le es agregado un nivel de voltaje, de esta manera cumple las especificaciones de diseño, ya que se encuentra en el intervalo de 0 a 5 V.

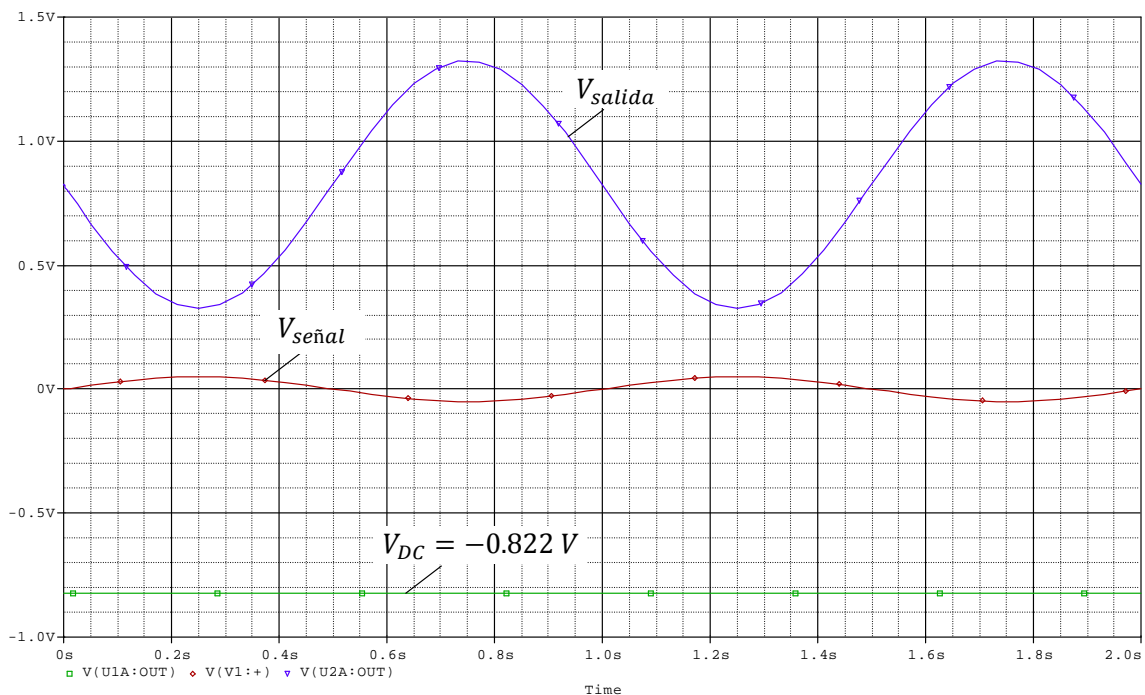


Figura 54. Comportamiento del amplificador en configuración sumador.

3.7.3. Circuito de acondicionamiento completo de la señal de ECG

Todas las etapas antes mencionadas proporcionarán a la señal de ECG las características necesarias para nuestro sistema de adquisición de datos. En la figura 55 podemos ver todas las etapas combinadas, ofreciendo el circuito completo de acondicionamiento.

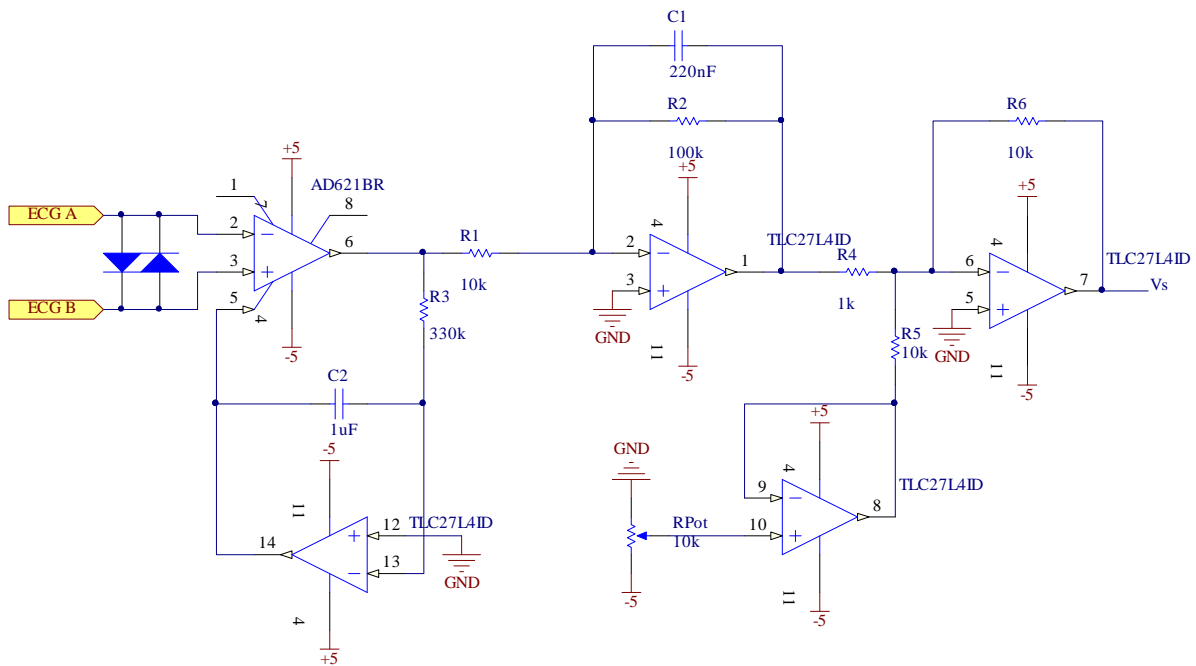


Figura 55. Circuito de acondicionamiento para la señal de ECG.

La ganancia total del circuito es de 1000, proporcionada en tres etapas cada una, correspondiente respectivamente al A.I., al filtro y al amplificador sumador. Analizando las ecuaciones correspondientes a cada etapa del circuito podemos ver que el filtro pasa bajas invierte la señal debido a una desfase de 180° , pero es compensado con el amplificador sumador ya que este también invierte la señal. El voltaje de CD sumado a la señal ECG debe ser negativo, ya que como hemos dicho el amplificador sumador es inversor, de este modo es agregado un voltaje positivo.

La simulación del circuito completo es mostrada en la figura 56. Debido a que en el simulador PSpice no se cuenta con una señal de prueba de ECG, la señal de entrada es una onda senoidal de 1 mV p-p a 1 Hz; a la salida podemos ver la ganancia de 1000 y con el offset adecuado para que se encuentre entre 0 y 5V, necesarios para el convertidor A/D del microcontrolador utilizado en la siguiente etapa. Por otro lado en la figura 57 es mostrado el comportamiento del mismo circuito en el dominio de la frecuencia, para de esta forma poder observar la respuesta en frecuencia del circuito completo.

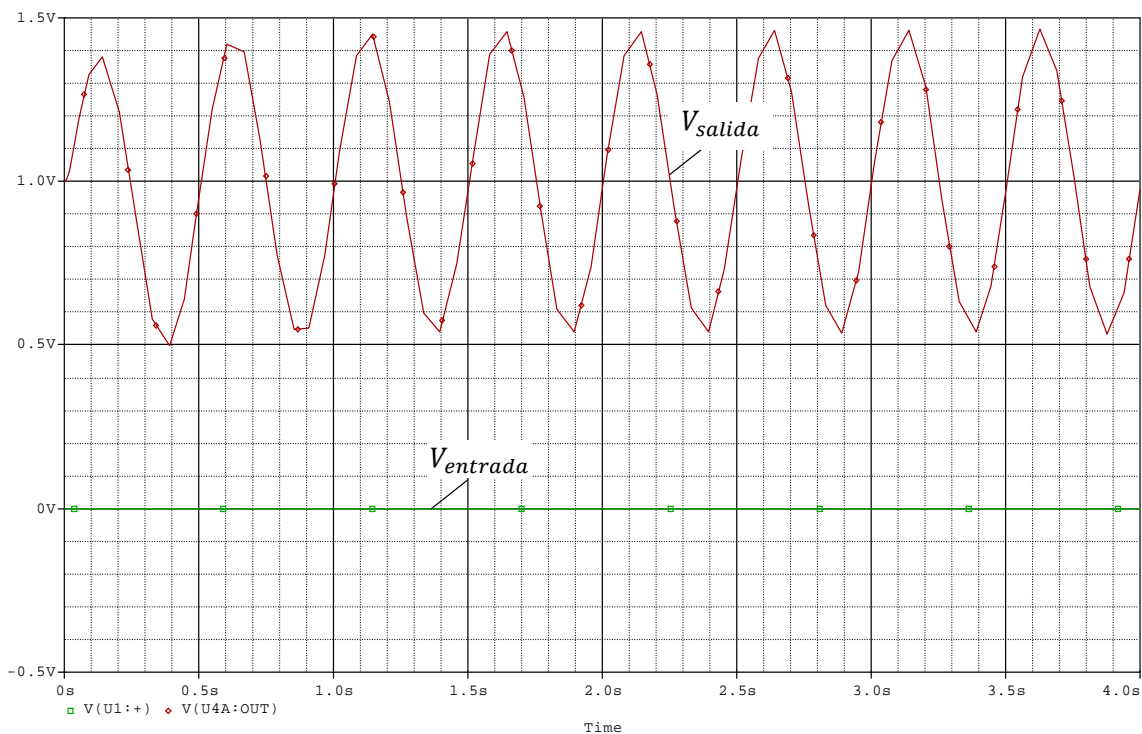


Figura 56. Gráfica entrada vs salida, del circuito de acondicionamiento completo (ECG) en el dominio del tiempo.

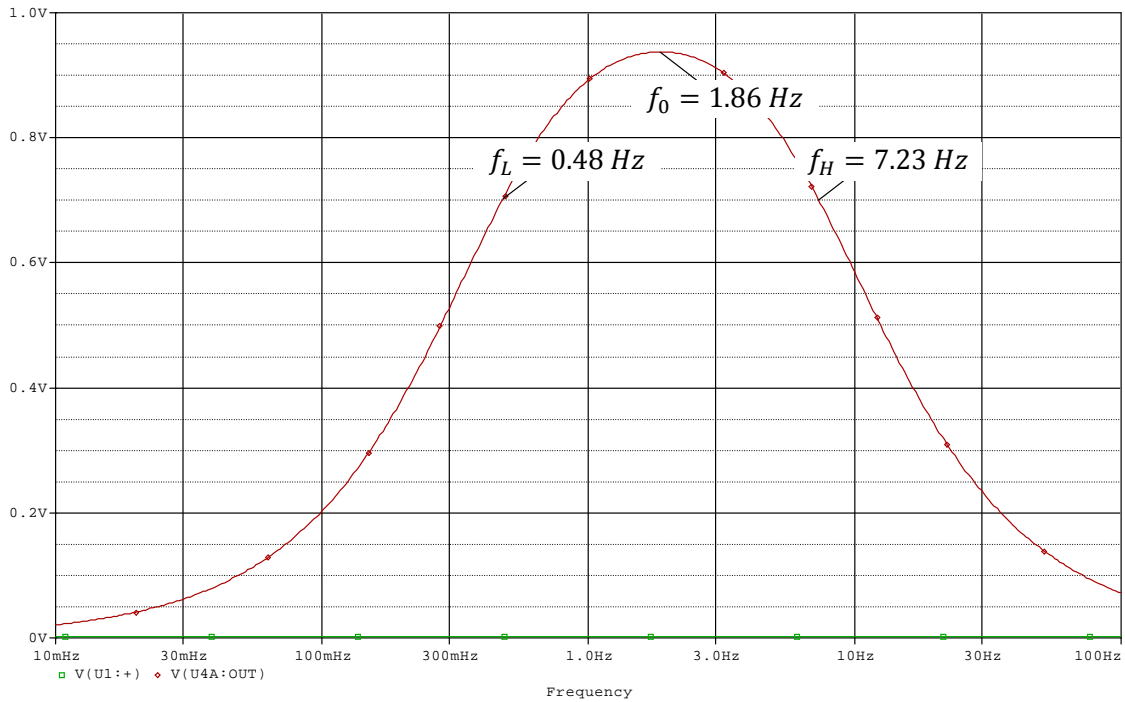


Figura 57. Simulación de circuito de acondicionamiento para la señal de ECG en el dominio de la frecuencia.

En la gráfica de la figura 57, podemos ver la ubicación de las frecuencias de corte f_L y f_H del filtro pasa banda de banda ancha ya que $f_L = 0.48 \text{ Hz} \ll f_H = 7.23 \text{ Hz}$, el cual se formó con el restaurador de línea de base y el filtro pasa bajas; la f_0 se calcula como:

$$f_0 = \sqrt{f_L f_H}$$

$$f_0 = \sqrt{0.48 \cdot 7.23} = 1.86 \text{ Hz}$$

La cual también es mostrada en la figura 57, es importante señalar que en la gráfica la escala usada en la frecuencia es por década, para poder visualizar mejor el ancho de banda.

3.7.4. Circuito de acondicionamiento completo de la señal de expansión torácica

Las señales de interés provenientes de los demás sensores son menos delicadas que la señal de ECG, dado que provienen de sensores que no tienen interacción directa con el cuerpo humano por lo que el circuito de acondicionamiento tendrá una etapa diferente a la del circuito usado para el ECG. El diagrama de bloques mostrado en la figura 47 y visto en el apartado 3.6.1, muestra el cambio que hay en el uso del restaurador de línea de base.

La señal de expansión torácica proveniente directamente del sensor y tiene una amplitud típica de $600\mu\text{V}$ p-p; como lo deseable es tener una señal de salida cercana a 1V igual que la señal ECG, se propuso una ganancia de 2200 dividida en 3 etapas de la siguiente manera; ganancia de 10 para el amplificador de entrada, ganancia de 10 para el filtro pasa banda y ganancia de 22 para el amplificador sumador, de esta forma se logró una señal con un valor de aproximadamente 1.3V p-p, con un nivel de DC que lo colocó dentro de un intervalo de 0 a 5V, necesarios para la etapa de conversión A/D.

Como se vio anteriormente el ancho de banda de la señal de expansión torácica está entre 0.2 y 0.4 Hz; en esta ocasión se consideró más adecuado utilizar un filtro pasa banda de banda ancha (visto en el subcapítulo 5.4.3), en vez del filtro pasa bajas usado para la señal de ECG. Por otro lado la señal de CD que se pueda introducir será eliminada con el mismo filtro, con lo que se elimina en esta ocasión el circuito restaurador de línea base. En el ECG fue necesario dado que solo en esta señal el efecto de la señal de DC es muy visible. La figura 58 muestra el circuito completo utilizado para el acondicionamiento de la señal de expansión torácica.

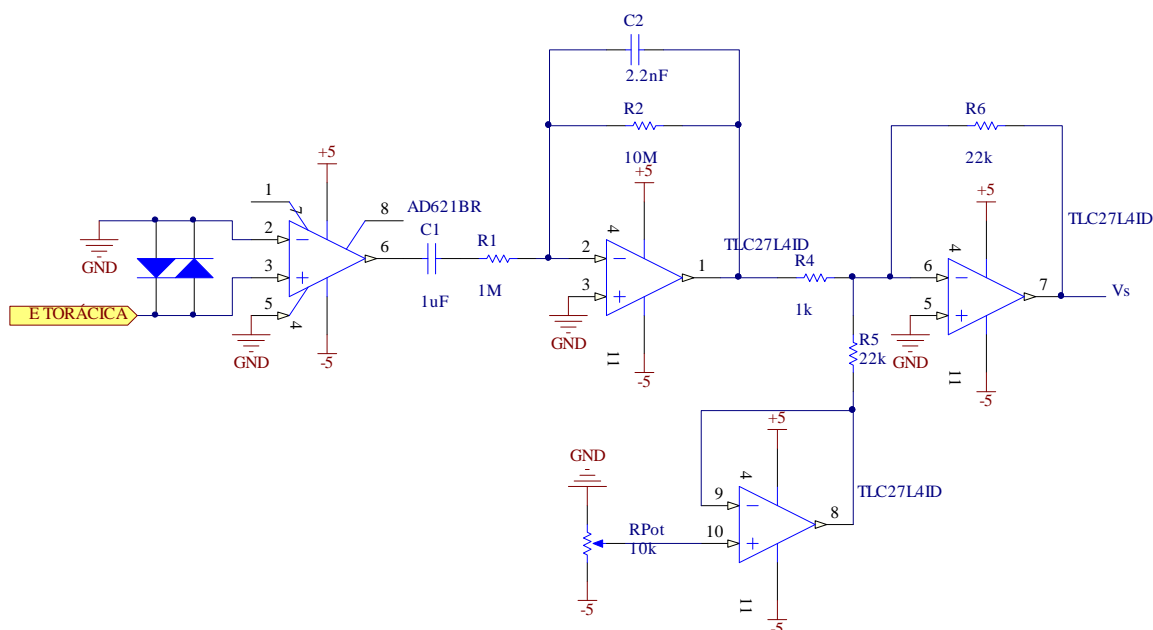


Figura 58. Circuito de acondicionamiento para la señal de expansión torácica.

Las especificaciones del circuito son las siguientes:

Frecuencias de corte: $f_L = 0.159 \text{ Hz}$ $f_H = 7.23 \text{ Hz}$

Ganancia total: $A = 2200$

3.7.5. Circuito de acondicionamiento completo de la señal de frecuencia respiratoria bucal

El circuito de acondicionamiento para la señal que proviene del sensor de frecuencia respiratoria bucal proporciona una ganancia de 2200 dividida en etapas de 10, 10 y 22, para así tener una amplitud p-p de 0.88 V, con un nivel de DC que lo colocó dentro de un intervalo de 0 a 5V, necesarios para la etapa de conversión A/D, ya que la amplitud típica que ofrece el sensor es de 400 μ V p-p. El ancho de banda de la señal es de 0.2 a 0.4 Hz, por lo que el filtro pasa banda está sintonizado de igual manera que el filtro empleado para expansión torácica. En la figura 59 podemos ver el circuito completo de acondicionamiento.

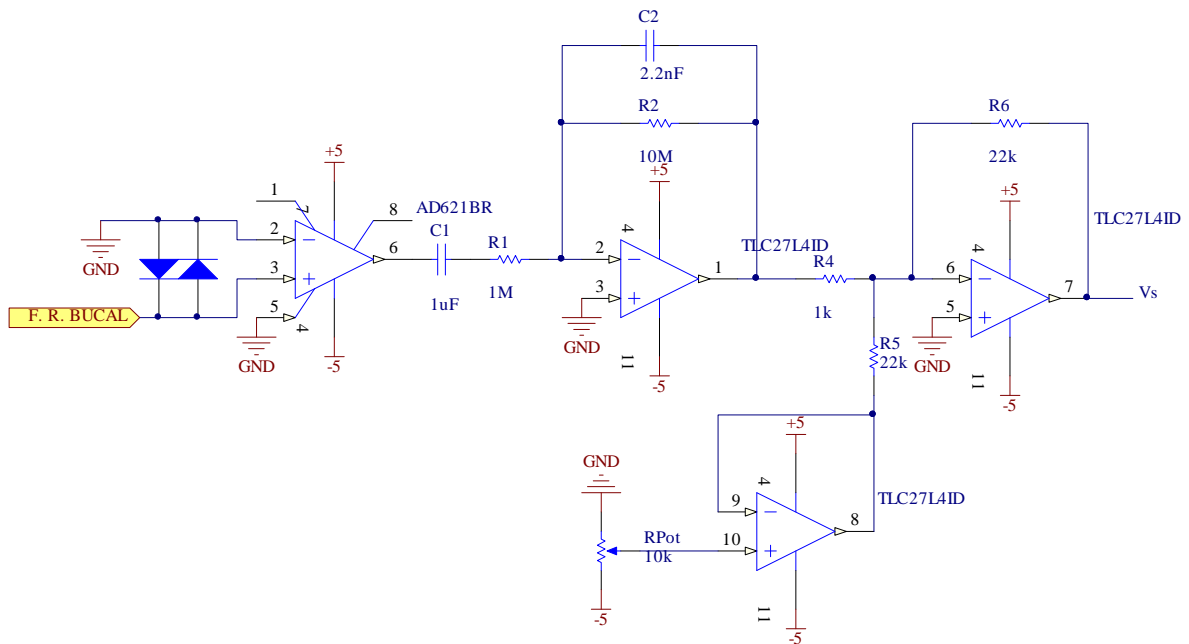


Figura 59. Circuito de acondicionamiento para la señal de frecuencia respiratoria bucal.

Las especificaciones del circuito son las siguientes:

Frecuencias de corte: $f_L = 0.159 \text{ Hz}$ $f_H = 7.23 \text{ Hz}$

Ganancia total: $A = 2200$

3.7.6. Circuito de acondicionamiento completo de la señal de frecuencia respiratoria nasal

Las señales de frecuencia respiratoria bucal y nasal tienen las mismas características, de este modo el circuito de acondicionamiento es el mismo. La figura 60 nos muestra el circuito completo de acondicionamiento.

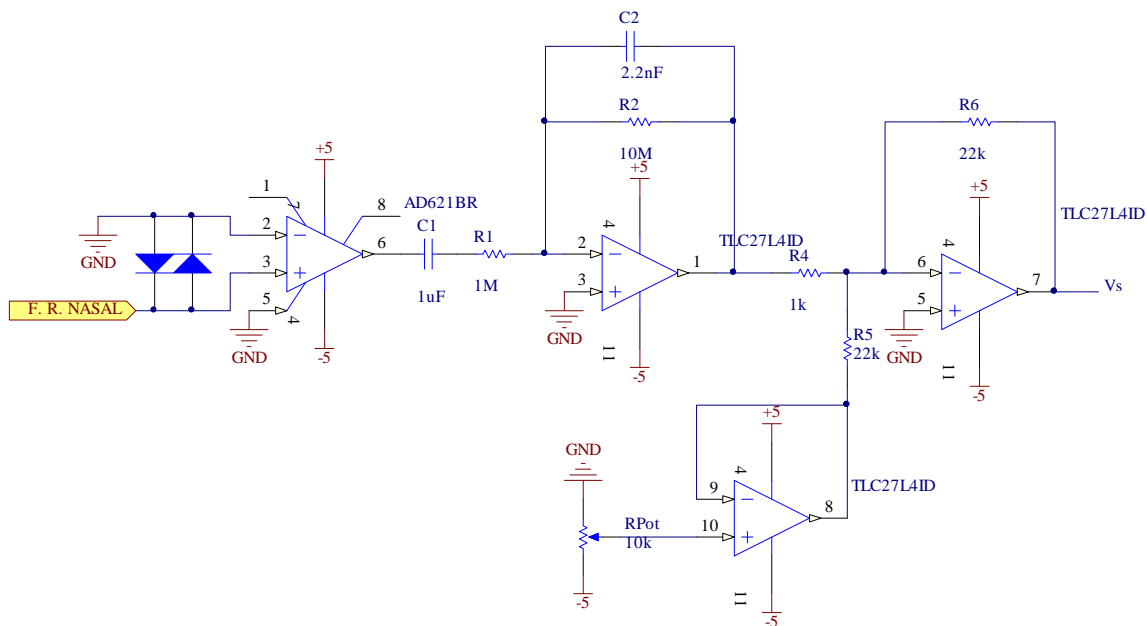


Figura 60. Circuito de acondicionamiento para la señal de frecuencia respiratoria nasal.

Las especificaciones del circuito son las siguientes:

Frecuencias de corte: $f_L = 0.159 \text{ Hz}$ $f_H = 7.23 \text{ Hz}$

Ganancia total: $A = 2200$

3.7.7. Circuito de acondicionamiento completo de la señal de ronquido

La señal que proviene del micrófono electreto, con el cual se sensa la presencia de ronquido, tiene un amplio rango de frecuencias, pero solamente nos interesa una cierta banda de frecuencias en la que no esté incluida la componente de 60Hz, es importante indicar que esta señal es de audio, comprendida entre 20 Hz y 20kHz, y como los especialistas en estudios de sueño no analizan la forma de onda del ronquido sino que solamente les interesa saber la presencia o ausencia de este, entonces se decidió que el ancho de banda para este circuito esté entre 0.159 y 33.8 Hz. Como hemos visto en el capítulo 2 la señal de ronquido podrá visualizarse como ruido, que podemos capturar con el ancho de banda elegido. La ganancia total será de 1000 dividida en etapas de 10,10 y 10. Con lo que la

máxima amplitud de salida será de 5V p-p, con un nivel de DC que lo colocó dentro de un intervalo de 0 a 5V necesarios para la etapa de conversión A/D. La figura 61 muestra el circuito de acondicionamiento para la señal de ronquido.

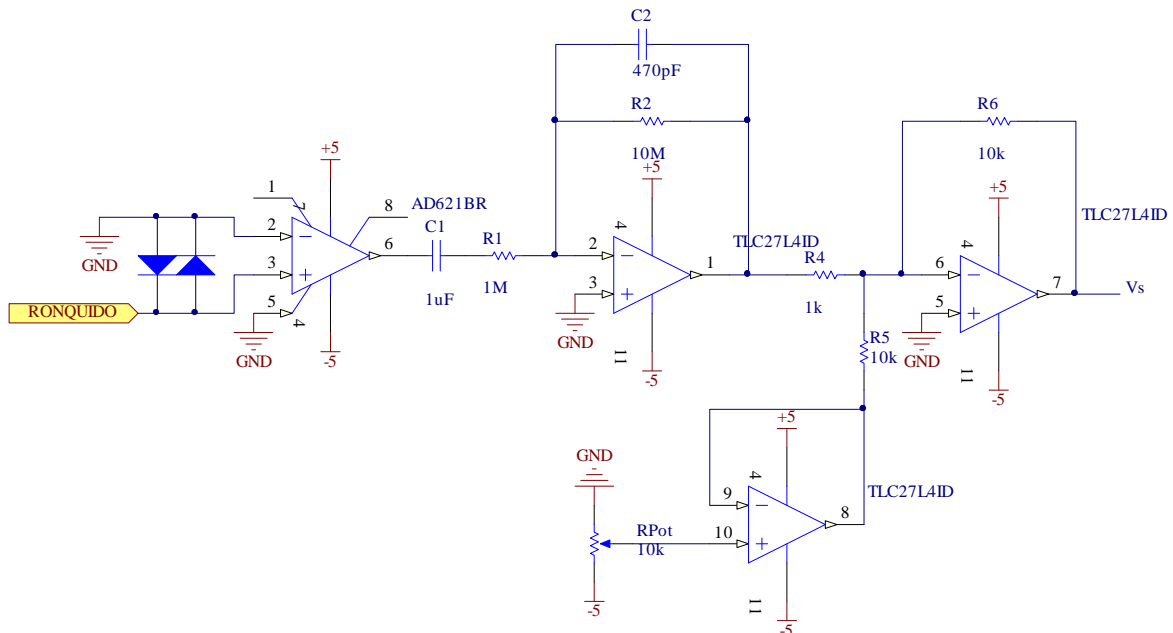


Figura 61. Circuito de acondicionamiento de la señal de ronquido.

Las especificaciones del circuito son las siguientes:

Frecuencias de corte: $f_L = 0.159 \text{ Hz}$ $f_H = 33.8 \text{ Hz}$

Ganancia total: $A = 1000$

3.8. Acondicionamiento de la señal analógica del ChipOx

La señal analógica proveniente del ChipOx como lo hemos mencionado antes, contiene 4 señales multiplexadas, cada una correspondiente a:

- Frecuencia cardiaca.
- Porcentaje de saturación de oxígeno ($\%SpO_2$).
- Señal de calidad.
- Señal pletismográfica.

Para poder demultiplexar las señales, el ChipOx nos ofrece tres salidas digitales (I/O4-I/O2) para decodificar la salida analógica y una más (I/O5) para controlar un circuito sample/hold, estas los podemos observar en la figura 62. Cabe mencionar que el mismo fabricante recomienda utilizar el C.I SMP08, el cual contiene un circuito sample/hold con entrada multiplexada, este C.I. utiliza las 3 salidas digitales (I/O4-I/O2) del ChipOx para demultiplexar la señal analógica y una más (I/O5) para el control del circuito sample/hold.



Figura 62. Pines de control del ChipOx para demultiplexado.

La tabla 12 muestra la asignación de las señales de acuerdo a las salidas digitales de control que ofrece el ChipOx.

Señal	I/O 5 (INH)	I/O 4 (C)	I/O 3 (B)	I/O 2 (A)
Sin salida	1	X	X	X
%SpO₂	0	0	0	0
Frecuencia cardiaca	0	0	0	1
Señal de calidad	0	0	1	0
Señal pletismográfica	0	0	1	1

Tabla 12. Pines de control del ChipOx para demultiplexar las señales de interés.

En la tabla 12 podemos ver la correspondencia de los pines de control del ChipOx y que deben de coincidir con los pines de control que necesita el SMP08. Al conectarlos de esa forma, obtenemos las señales deseadas en los pines 13 y 14 del SMP08 que en este caso son la de %SpO₂ y Frecuencia cardiaca dado que las otras no son de interés para esta aplicación, estos pines los podemos ver en la figura 64.

3.8.1. Sample/Hold

De acuerdo al manual de usuario ChipOx [26] por defecto están activadas las 4 señales mencionadas en la tabla 12, aunque solo las primeras 2 son de nuestro interés. Una señal es “salida” cada 30 ms; por eso si solo demultiplexamos las señales tendríamos pulsos de voltaje, y no una señal continua de CD. Por esta razón debemos utilizar un circuito que además de realizar el demultiplexado mantenga las señales en un voltaje constante de CD durante un tiempo pertinente. Un circuito sample/hold como el mostrado en la figura 63, muestrea con el switch una señal de entrada y retiene el valor de voltaje con el capacitor.

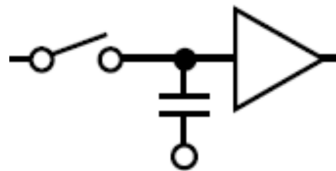


Figura 63. Circuito Sample/Hold.

El SMP08 tiene internamente un circuito Sample/Hold en cada salida (ver figura 64), así mientras el multiplexor conmuta sobre todos los canales, el circuito retiene el voltaje muestreado, obteniendo de esta manera un voltaje continuo de CD para cada señal.

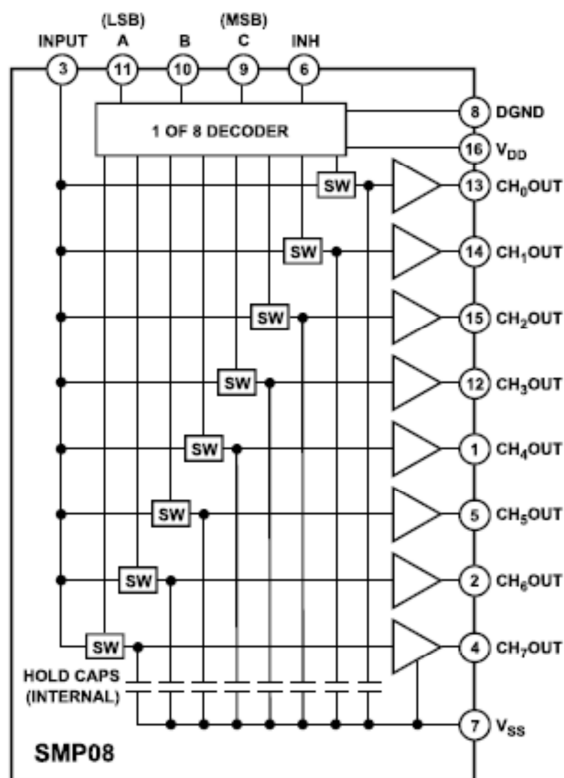


Figura 64. Diagrama de bloques del C.I. SMP08.

En nuestro caso solo utilizaremos las salidas de los canales 0 y 1, de donde obtendremos la señal de frecuencia cardiaca y la de %SpO₂.

3.8.2. Circuito completo de acondicionamiento para las señales que provienen del ChipOx

El ChipOx tiene dos conectores, BU2 el cual provee comunicación con el sensor dactilar y BU1 donde podemos controlar y obtener la salida de datos de manera analógica o digital. Debido a que solo nos interesa la salida analógica, en la figura 65 podemos ver el circuito de acondicionamiento para obtener las dos señales de nuestro interés, frecuencia cardiaca y % SpO₂.

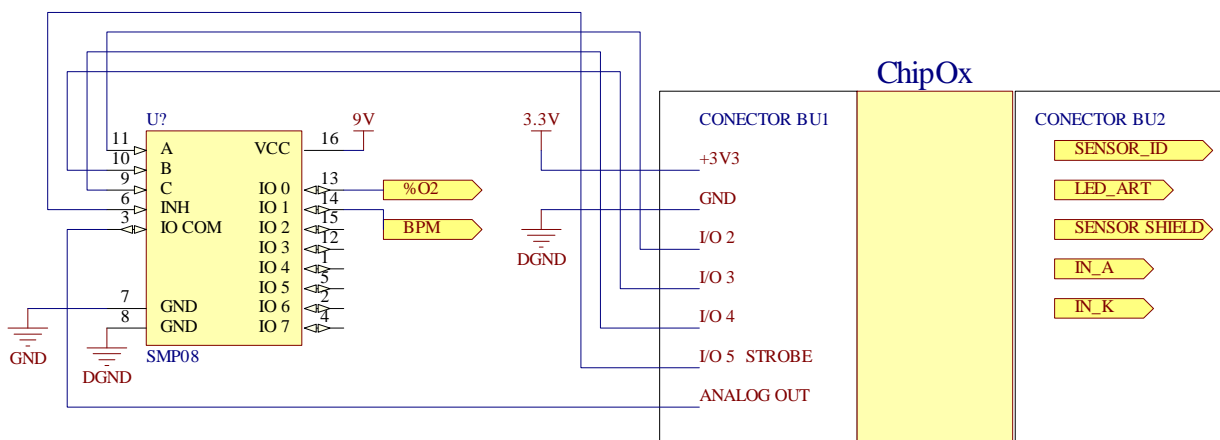


Figura 65. Circuito de acondicionamiento para el ChipOx.

Como ya se mencionó, se utilizó el C.I. SMP08 el cual es recomendado por el fabricante del ChipOx, ya que nos ofrece las herramientas necesarias para el demultiplexado de las señales, en un solo circuito integrado. Una vez demultiplexadas las señales se conectaron directamente a la entrada de convertidor A/D del microcontrolador sin una etapa de amplificación extra, ya que la amplitud que tienen se encuentra alrededor de 1V por lo que es suficiente para una conversión A/D sin pérdida de información.

Capítulo 4

Procesamiento y almacenamiento digital de las señales

4.1. Introducción

En la actualidad una gran diversidad de aplicaciones como lo son las industriales, las médicas o de investigación requieren el sensado de muchas variables. Las señales que se adquieren pueden ser utilizadas en ocasiones como control en diversos procesos industriales o como un medio de información para un especialista, tal podría ser un biólogo, un ingeniero o un médico; en el caso de la medicina o biología se tiene el ejemplo de un electrocardiógrafo el cual ofrece información al médico acerca del funcionamiento del corazón por medio de la imagen de una señal en un monitor o el trazado de esta en papel; debido a que algunas veces no es suficiente con la imagen, se tiene la necesidad de registrar los datos obtenidos, para consultas futuras. Antiguamente los medios de almacenamiento eran grandes registros de datos en papel, hasta que aparecieron los medios de almacenamiento digitales, los cuales han permitido hacer gran cantidad de registros en tiempo real con un mínimo de esfuerzo.

El sistema desarrollado y que se presenta en este trabajo tiene el objetivo de registrar las señales provenientes de diferentes sensores y almacenar la información en una memoria flash USB para su posterior visualización en una computadora. Hasta este punto se ha expuesto la forma en la que se han manipulado las señales de interés de forma analógica; como el objetivo final es almacenar digitalmente la información el siguiente paso es convertirlas a señales digitales.

4.2. Conversión analógica digital

Un convertidor analógico digital (ADC) es un dispositivo el cual transforma un valor de voltaje analógico en un número digital. El proceso de conversión consta de las siguientes etapas:

- Muestreo: Por definición consiste en tomar muestras periódicas de la amplitud de la señal a una velocidad determinada. La frecuencia de muestreo, que se refiere a la cantidad de muestras por segundo debe

satisfacer el teorema de Nyquits el cual menciona que la frecuencia de muestreo debe ser mayor al doble de la frecuencia máxima de la señal, esto para poder reproducir la señal sin pérdida de información [27].

- Cuantización: En este proceso se miden los niveles de voltaje de la señal y para cada intervalo es asignado un nivel [27].
- Codificación: Cada nivel es representado por un valor binario, con el que representará cada valor de voltaje analógico en un número correspondiente digital [27].

Otra definición importante es la resolución, que se define como la razón de cambio del voltaje de entrada, que se requiere para cambiar en 1LSB la salida digital. La cantidad de bits con las que el convertidor representa un número digital, nos dará información de la resolución. Un convertidor de n bits tendrá una resolución de una parte en 2^n . Por ejemplo un ADC de 8 bits, con un máximo voltaje de entrada de 5 volts, tendrá una resolución de [28]:

$$resolución = \frac{V_{in}}{2^n - 1} = \frac{5 V}{2^8 - 1} = 19.6 mV$$

4.2.1. Tipos de convertidores analógicos digitales

Existen diversos tipos de convertidores analógicos digitales (A/D), los cuales varían en cuanto a velocidad, resolución y costo, el más utilizado debido a su rapidez y resolución, es el ADC de aproximaciones sucesivas.

4.2.1.1. ADC flash

Consiste en un banco de comparadores, cada uno presentando un voltaje alto en su salida de acuerdo a un determinado voltaje de entrada. Los valores de los comparadores alimentan a un circuito lógico el cual genera un código para cada intervalo de voltajes. Generalmente es utilizado en aplicaciones donde se necesita gran velocidad, pero con resolución de hasta 8 bits.

4.2.1.2. ADC voltaje a frecuencia

Este convierte una entrada de voltaje analógico a un tren de pulsos proporcional. Los pulsos son contados de acuerdo a una base de tiempo fija, de esta forma el valor del contador representa la frecuencia y a su vez al voltaje analógico.

4.2.1.3. ADC de comparación de rampa

En este se genera una señal diente de sierra donde se cuenta el tiempo durante el cual el voltaje va cayendo, cuando la magnitud de este se iguala con el voltaje de entrada, se enciende un comparador y se registra el valor del temporizador digital, el cual representa el voltaje de entrada.

4.2.1.4. ADC de doble rampa

Primero se carga un contador a un valor n fijado con anterioridad, una vez realizado esto, se genera una rampa y al mismo tiempo se comienza a decrementar el contador hasta que llegue a cero, con lo que la rampa llegará a un voltaje V_x . Después se conecta el integrador a una señal de referencia de polaridad opuesta a la señal de entrada, iniciando el contador desde cero y generando una rampa que irá desde V_x hasta cero, será entonces cuando el contador se pare y el valor registrado en él será el valor digital correspondiente al voltaje analógico de entrada.

4.2.1.5. ADC de aproximaciones sucesivas

Funciona comparando constantemente el voltaje de entrada con la salida de un convertidor digital-analógico (DAC) interno, usando un voltaje de referencia. En la figura 66 podemos ver los bloques que componen a este tipo de convertidor.

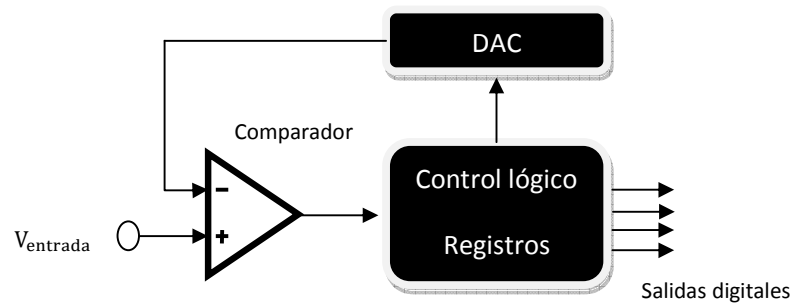


Figura 66. Diagrama de bloques del funcionamiento de un ADC de aproximaciones sucesivas.

El control lógico inicialmente pone en 0 todos los bits que entrarán al DAC, al comenzar pone en 1 el bit más significativo (BMS), con lo que a la salida del DAC encontraremos la mitad del voltaje de referencia, entonces este será comparado con el voltaje de entrada, si $V_{entrada}$ es mayor entonces BMS se queda en uno, y si no, se pone en cero; para el siguiente paso se hace la misma comparación pero esta vez el que cambia es el segundo bit más significativo, este proceso se realiza con los demás bits, hasta que los voltajes comparados sean iguales, entonces la conversión está hecha.

4.2.2. Multiplexado

En circuitos donde se necesite realizar conversiones A/D, idealmente se debe tener un convertidor analógico digital por cada canal, de esta manera podríamos realizar la conversión de múltiples canales de manera simultánea. El alto costo y complejidad de estos circuitos, llevó a utilizar alternativas como el multiplexado.

El multiplexor (MUX) es un conmutador secuencial el cual dirige múltiples canales de entrada a un solo canal de salida, está construido a base de conmutadores de estado sólido o también relevadores, que funcionan como un switch rotatorio. El enrutamiento de los canales de entrada hacia el canal de salida, está controlado digitalmente por las entradas de selección. Una cantidad n de entradas de selección podrán controlar 2^n canales de entrada de datos. Un esquema general de un multiplexor de 8 entradas es mostrado en la figura 67.

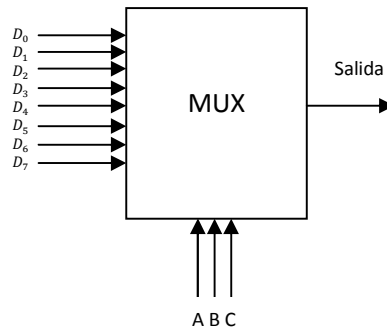


Figura 67. Esquema de un multiplexor de 8 entradas ($D_0 - D_7$) con tres líneas de selección A, B y C.

El proceso de multiplexado es altamente provechoso en sistemas de conversión A/D, ya que al tener toda la información en un canal, solo necesitaremos un dispositivo ADC para realizar toda la conversión, de esta manera se reduce el costo. La frecuencia de muestreo del convertidor que precede al multiplexor entonces estará dividida entre la cantidad de canales multiplexados, por lo que para tener un comportamiento cercano a un sistema de adquisición de datos ideal, donde los datos son adquiridos continua y simultáneamente, solo debemos elevar la frecuencia de muestreo. La calidad de la conversión estará dictada por las necesidades propias del sistema, por ejemplo, si se necesita una alta resolución en las señales digitales o se tiene una gran cantidad de canales, debe ser de suma importancia elegir un ADC con una alta frecuencia de muestreo.

El multiplexado produce un problema que es indeseable en algunas aplicaciones, un sesgo en cada canal debido a que cada uno es muestreado en un tiempo determinado, para resolver este problema muchos de los convertidores A/D utilizan un circuito Sample/Hold (visto en el capítulo 3), el cual mantiene el voltaje actual de cada canal mientras el circuito muestrea los demás canales.

Existen en el mercado numerosas tarjetas de propósito específico que cuentan con dispositivos ADC, en los cuales varía la cantidad de canales, resolución, frecuencia de muestreo, impedancia de entrada, intervalo de entrada, número de bits, tensión de fondo de escala, error de conversión, tipo de conversión, entre

otras características. Hay además, circuitos microcontroladores los cuales tienen integrado uno o varios módulos de conversión A/D, lo que permite realizar la conversión y procesamiento digital de señales en un mismo circuito integrado. Cada uno va enfocado a diferentes aplicaciones, por lo cual debemos tomar en cuenta las necesidades del sistema, para así elegir el más adecuado, al menor costo.

4.2.3. Digitalización de las señales en el sistema propuesto

El primer paso para poder almacenar las señales de interés de forma digital en una memoria, es la digitalización, ya que esto nos permitirá manipular las señales para posteriormente por medio de alguna técnica almacenarlas. Los microcontroladores ofrecen una alternativa práctica para poder procesar señales digitales, además algunos de ellos cuentan con módulos de conversión A/D, lo que lo hace una herramienta poderosa para múltiples tareas.

Para nuestro diseño elegimos realizar la digitalización aprovechando el módulo A/D de un microcontrolador, de esta manera se simplifica el circuito, reduciendo espacio y costos.

4.2.4. Elección del microcontrolador para el sistema propuesto

Dado que en el laboratorio de electrónica del CCADET se cuenta con las herramientas adecuadas para el manejo de microcontroladores PIC de Microchip, software de programación, compiladores, software de simulación, dispositivos programadores, bibliografía, entre otras, se eligió usar el microcontrolador PIC de clase alta 18F2550 en encapsulado SOIC para montaje superficial mostrado en la figura 68, de esta forma se redujo el espacio utilizado; este circuito nos proporciona ciertas características deseables para el diseño de nuestro sistema, algunas de las cuales son:

- Bajo costo.
- Múltiples entradas analógicas y digitales.

- 10 entradas para conversión A/D.
- Conversión analógica digital de mayor velocidad que los PIC's de clase media.
- Comunicación serial UART.
- Opción para programación en lenguaje C.

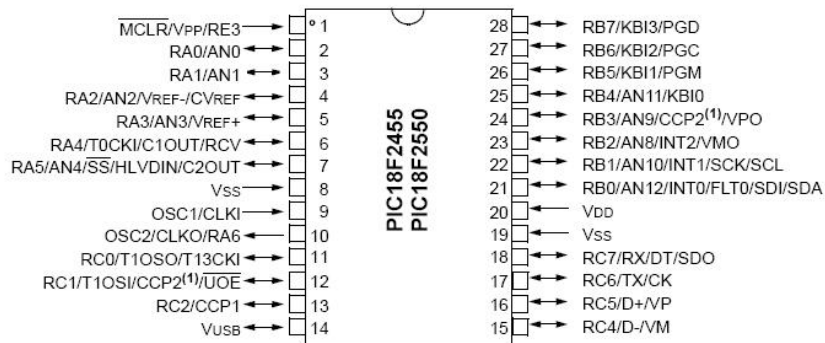


Figura 68. Diagrama de pines del PIC18F2550.

4.2.5. Módulo ADC del PIC18F2550

El módulo convertidor A/D del PIC18F2550 cuenta con 10 canales multiplexados (AN0-AN4 y AN8-AN12); utiliza un circuito Sample/Hold a la entrada de cada canal para después pasar a la conversión A/D, en la figura 69 se muestra un diagrama a bloques de este módulo. El tipo de ADC que integra este PIC utiliza el método de aproximaciones sucesivas visto anteriormente en el apartado 4.2.1.5.

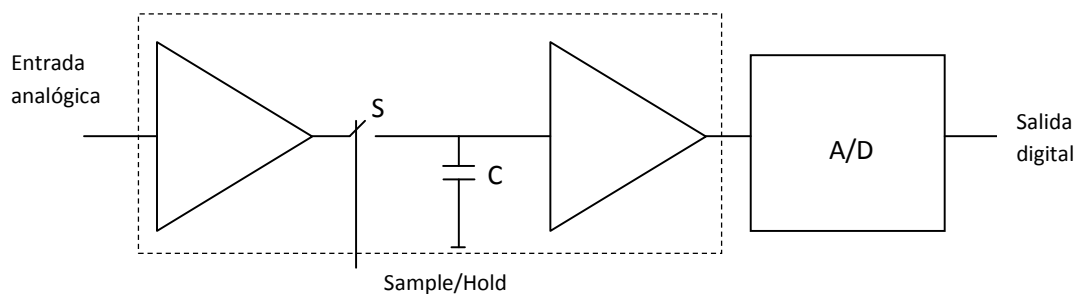


Figura 69. Etapas de la conversión A/D.

En la etapa del muestreo, se cierra el interruptor S y el capacitor C es cargado al voltaje de entrada, una vez hecho esto, el interruptor se abre manteniendo el voltaje en el capacitor mientras se realiza la conversión.

Algunos parámetros importantes a tomar en cuenta para el módulo convertidor A/D del PIC son:

- Resolución.
- Número de bits.
- Rango de entrada.
- Tensión de referencia.
- Tiempo de conversión.

El módulo A/D es de 10 bits, la tensión de referencia se puede ajustar a un valor máximo correspondiente al Vdd del mismo circuito o en un margen comprendido entre -Vref a +Vref, a través de los pines AN2/Vref- y AN3/Vref+, esto nos define el intervalo de voltaje de entrada aceptado por el convertidor.

En nuestro caso, utilizamos la tensión de referencia máxima de 5V, por lo que la resolución será:

$$resolución = \frac{5 V}{2^{10} - 1} = 4.88 mV$$

De esta ecuación podemos observar que se tiene mejor resolución si la tensión de referencia disminuye, pero como en este diseño las señales de entrada al ADC tienen niveles de voltaje entre 0 y 5 V después de ser amplificadas, no es posible cambiar el voltaje de referencia, así que no es posible mejorar la resolución ajustando el voltaje de referencia.

Un parámetro importante de los circuitos ADC que no se mencionó previamente, que también es de suma importancia, es el tiempo que tarda el dispositivo en realizar la conversión. Para esto tenemos dos definiciones importantes correspondientes al tipo de ADC que utiliza el microcontrolador empleado en este proyecto, teniendo que:

Tiempo de adquisición (T_{ACQ}): Se refiere al tiempo que tarda en cargarse el capacitor del circuito Sample/Hold C_{HOLD} con la tensión presente en la entrada y depende entre otros factores de la impedancia de la fuente de voltaje analógico, el modelo analógico de entrada del PIC es mostrado en la figura 70.

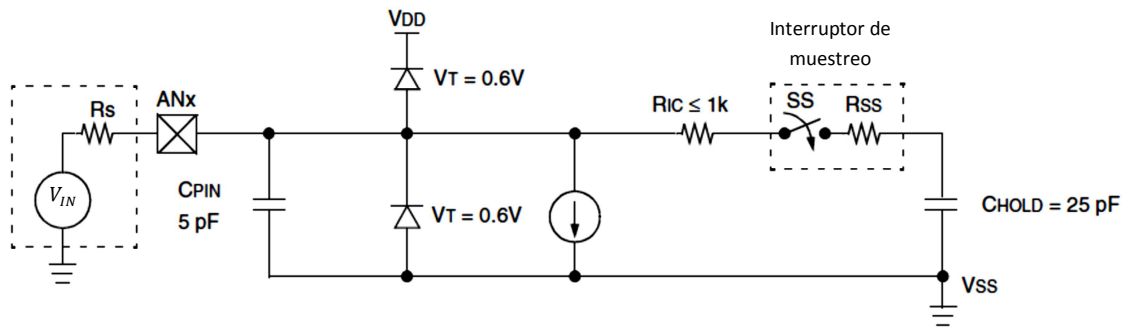


Figura 70. Circuito de entrada analógico del PIC182550.

De acuerdo a las hojas de especificaciones del PIC18F2550 el T_{ACQ} mínimo se calcula de la siguiente forma [29]:

$$T_{ACQ} = \text{tiempo de estabilización del amplificador} + \text{tiempo de carga del capacitor } C_{HOLD} + \text{coeficiente de temperatura}$$

$$T_{ACQ} = T_{AMP} + T_C + T_{COFF}$$

Para el cálculo se toman en cuenta los siguientes valores dados por el fabricante [29]:

- capacitor de retención de carga $C_{HOLD} = 25 \text{ pF}$
- resistencia del interruptor de muestreo $R_{SS} = 2 \text{ k}\Omega$
- temperatura máxima del sistema $T = 85^\circ\text{C}$
- resistencia de interconexión $R_{IC} = 1 \text{ k}\Omega$

Para este caso utilizamos una fuente de 5V con una resistencia interna $R_s = 30 \text{ m}\Omega$ (obtenido de las hojas de especificación del regulador L4941 de 5V [30]).

El valor del tiempo de estabilización del amplificador es dado en las hojas de especificaciones del PIC18F2550 [29]:

$$T_{AMP} = 0.2\mu s$$

El tiempo de carga del capacitor de retención de carga se calcula de la siguiente forma [29]:

$$T_C = -(C_{HOLD})(R_{IC} + R_{SS} + R_S) \ln(1/2048)$$

$$T_C = -(25pF)(1k\Omega + 2k\Omega + 30m\Omega) \ln(1/2048) = 0.57\mu s$$

El coeficiente de temperatura se calcula como sigue [29]:

$$T_{COFF} = (T - 25^\circ C) \left(\frac{0.02\mu s}{^\circ C} \right) = 1.2\mu s$$

Por lo tanto el tiempo de adquisición total es:

$$T_{ACQ} = 0.2\mu s + 0.57\mu s + 1.2\mu s$$

$$T_{ACQ} = 1.97\mu s$$

Tiempo de conversión (T_{AD}): Es el tiempo que tarda en realizarse la conversión bit por bit, después de la cual obtenemos el valor digital de la tensión analógica de entrada. Para el PIC18F2550 son necesarios 11 T_{AD} para completar la conversión de los 10 bits. Tomando en consideración la tabla 13 obtenida de la hoja de datos del PIC [29], elegimos una frecuencia de reloj de 20 MHz y un divisor de 16, por lo tanto tenemos un tiempo $T_{AD} = 800ns$. Cabe mencionar que debemos esperar un tiempo de 3 T_{AD} antes de iniciar una nueva conversión.

T_{AD}	Frecuencia máxima del reloj
Operación	PIC18F2550
2 T_{OSC}	2.86 MHz
4 T_{OSC}	5.71 MHz
8 T_{OSC}	11.43 MHz
16 T_{OSC}	22.86 MHz
32 T_{OSC}	45.71 MHz
64 T_{OSC}	48 MHz

Tabla 13. Frecuencia de reloj vs tiempo de conversión T_{AD} .

Tomando en cuenta los tiempos necesarios para la conversión, tenemos un tiempo total de:

$$T_{TOT} = T_{ACQ} + 11T_{AD} + 3T_{AD} = 1.97\mu s + 11(800ns) + 3(800ns)$$

$$T_{TOT} = 13.17\mu s$$

Este resultado solamente corresponde a una estimación del tiempo necesario para la conversión, tomando en consideración el reloj de 20MHz mencionado.

4.2.5.1. Configuración del módulo A/D

La hoja de especificaciones del microcontrolador empleado marca una serie de pasos a seguir para asegurar una conversión libre de errores. Las etapas principales son las siguientes [29]:

1. Configurar módulo A/D:
 - Configurar entradas analógicas y digitales.
 - Seleccionar canales de entrada.
 - Seleccionar reloj de conversión.
 - Encender el módulo.
2. Comenzar conversión:
 - Poner en 1 el bit GO/DONE.
3. Esperar a que la conversión sea realizada:
 - Poleo para el bit GO/DONE.
4. Leer los resultados.
5. Para una nueva conversión ir a paso 1, esperando un tiempo mínimo de $3 T_{AD}$ antes de comenzar una nueva conversión.

Para realizar cada uno de los pasos antes mencionados se configuraron directamente los registros correspondientes al módulo A/D del microcontrolador. Existen dos maneras de realizarlo, una de ellas es utilizando el lenguaje de bajo nivel ensamblador y otro utilizando lenguaje C.

El problema que tenemos con el lenguaje ensamblador es que al ser un lenguaje de bajo nivel nos metemos directamente con direcciones de memoria, saltos, referencias, operaciones básicas, por lo que tan solo para realizar una instrucción de condición utilizamos mucho código. Es también útil mencionar que aunque es complejo programar en ensamblador, este lenguaje también ofrece otras ventajas como la posibilidad de optimizar al máximo un código, para que se realice en el menor tiempo posible.

Para hacer frente a las complicaciones de programar en lenguaje ensamblador, se utilizan lenguajes de alto nivel, como el lenguaje C que nos ofrece ventajas en cuanto a la rapidez de diseño del programa, reducción de líneas de código, además de permitirnos realizar programas mucho más complejos, ya que contiene una serie de librerías para realizar tareas de uso común, por ejemplo la utilización de la comunicación serial, conversión A/D, funciones matemáticas, entre muchas otras, ahorrándonos líneas de código. Debido a que en nuestro caso la optimización del código no es un elemento crítico de diseño, se realizó la programación en lenguaje C.

El programa CCS es un Compilador o traductor de un lenguaje de alto nivel a lenguaje de máquina, en este caso es un traductor de lenguaje C, hecho especialmente para su utilización en microcontroladores PIC de microchip. En él, tenemos funciones que nos ayudan a facilitar el uso de los diferentes módulos del microcontrolador, con el que reducimos el tiempo de diseño.

Las funciones esenciales que nos ofrece el compilador CCS para el manejo del módulo A/D del PIC18F2550, son las siguientes:

- `SETUP_ADC ()`: Permite configurar el reloj de conversión.
- `SETUP_ADC_PORTS ()`: Con esta función se configuran las entradas como analógicas o digitales.
- `SET_ADC_CHANNEL ()`: Sirve para seleccionar el canal a convertir.
- `READ_ADC ()`: Con el cual se comienza la conversión y además es leído el valor resultante.

En la figura 71 podemos ver el diagrama de flujo correspondiente al programa que se utilizó para realizar la conversión A/D, es importante mencionar que se utilizaron 7 de 10 canales del convertidor. El programa completo en lenguaje C, el cual permitió realizar la conversión A/D, es presentado en el apéndice A.

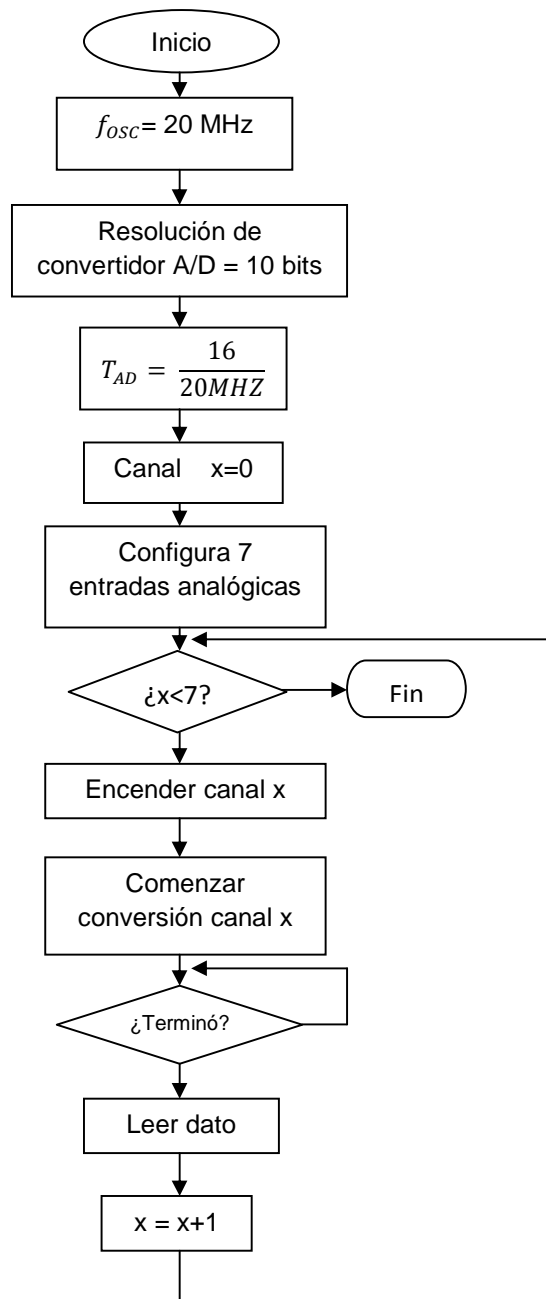


Figura 71. Diagrama de flujo correspondiente a la conversión A/D.

Los 7 canales que corresponden a los pines del microcontrolador AN0-AN4 y AN8-AN9, fueron utilizados para digitalizar las señales analógicas de interés:

- Frecuencia cardiaca.
- Saturación de oxígeno (SpO₂).
- ECG.
- Frecuencia respiratoria bucal.
- Frecuencia respiratoria nasal.
- Expansión torácica.
- Ronquido.

Como se mencionó anteriormente, el módulo convertidor A/D cuenta con 10 canales multiplexados. El multiplexado es necesario dado que el PIC solo cuenta con un solo convertidor A/D y este realiza la conversión del canal en turno seleccionado por el multiplexor, es por esto que en la figura 71 se puede ver que es necesario realizar un escaneo de los 7 canales, digitalizando la información de estos uno por uno. Por su parte el circuito Sample/Hold contenido en el módulo permitirá corregir el sesgo causado por el tiempo que se tarda en realizar el cambio de un canal a otro. Al término de la conversión se obtiene un número digital correspondiente al valor de voltaje presente en la entrada de señal analógica correspondiente y al cual se le da tratamiento posterior una vez digitalizado para poder almacenarlo en la memoria USB.

4.3. Almacenamiento de las señales.

Una vez digitalizadas las señales analógicas se seleccionó un método por el cual se almacenaron digitalmente las señales. Un importante elemento a recordar es que dado que el instrumento debe ser portátil, el almacenamiento se debe realizar en un elemento compacto para garantizar la portabilidad del equipo. Otro punto a considerar en esta misma línea es que el almacenamiento de las señales de interés debe realizarse por tiempo prolongado el cual puede ser de 2, 4, 6 u 8 horas continuas, finalmente, una vez realizado el registro el especialista podrá

desplegar los datos almacenados, mediante el uso de una computadora de manera fácil y rápida.

4.3.1. Diferentes formas de almacenamiento de datos

En la actualidad existe un gran número de medios de almacenamiento digitales, cada uno puede satisfacer cierto tipo de necesidades, por lo cual se deben tener bien definidas las características del sistema a diseñar para así elegir la mejor opción.

Una de las técnicas más habituales para el registro de datos en sistemas digitales de monitoreo de variables fisiológicas, es el uso de la memoria de una computadora para el registro de los datos (ver figura 72). En este caso es necesario en primer lugar digitalizar los datos para poder procesarlos con la computadora; finalmente, y una vez que se tienen capturadas las señales, la computadora es trasladada al sitio en el que se analizarán los datos de manera más detallada. Esta forma de captura conlleva sus riesgos, tales como daño permanente de la PC debido a inclemencias del medioambiente en el que se toman las muestras e incluso el extravío de la misma en el traslado dado su elevado costo; esto puede ocurrir al utilizar este método ya que el registro de las variables se tiene que realizar en el domicilio del paciente y la interpretación de los datos en la ubicación del especialista que por lo general es un hospital.

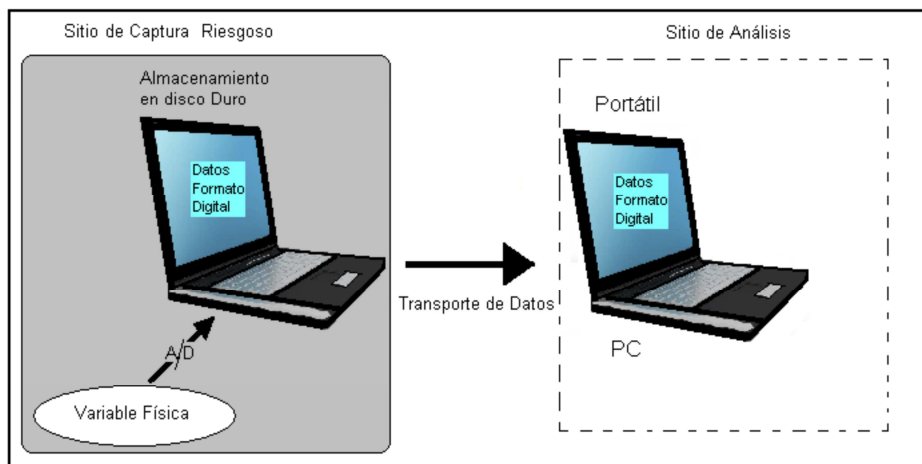


Figura 72. Captura de información usando una PC.

Analizando este tipo de almacenamiento podemos observar lo incomodo que puede resultar el traslado de la computadora de un sitio a otro; tomando en cuenta esto se necesita otro tipo de almacenamiento el cual nos ofrezca portabilidad y que no resulte más grande que el propio instrumento.

4.3.1.1. Memorias EEPROM

Son circuitos integrados de almacenamiento que utilizan el protocolo de comunicación I^2C , las cuales pueden ser escritas y borradas eléctricamente utilizando una sola tensión de 5 V o 3.3 V. Se organizan por páginas para facilitar el direccionamiento y almacenamiento (ver figura 73).

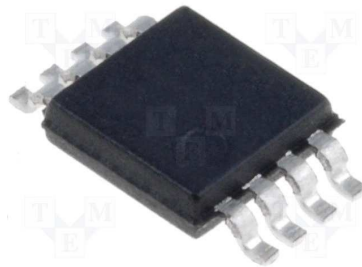


Figura 73. Memoria EEPROM de Microchip.

La tabla 14 muestra las ventajas y desventajas que se pueden tener con este tipo de memorias.

Ventajas	Desventajas
Tamaño	Máxima capacidad de 1 Mbit
Facilidad de programación	No es extraíble
Compatibilidad con PIC's	-
Bajo consumo	-

Tabla 14. Ventajas y desventajas de las memorias EEPROM.

4.3.1.2. Memoria SD

Es una memoria de tipo flash como la mostrada en la figura 74 comúnmente utilizada como soporte de memoria en pequeños dispositivos electrónicos modernos tales como cámaras fotográficas digitales, reproductores MP4, teléfonos

celulares, entre otros, los cuales cuentan con una ranura específica para ello. Es importante mencionar que ofrecen gran cantidad de almacenamiento a bajo costo.



Figura 74. Memoria SD.

La tabla 15 muestra las ventajas y desventajas que se pueden tener con este tipo de memorias.

Ventajas	Desventajas
Tamaño	Implementación de sistema de archivos
Es extraíble	Extensión de código considerable
-	Poca información sobre manejo de este tipo de memorias
-	Algunas PC no tienen lectores de memoria SD

Tabla 15. Ventajas y desventajas de las memorias SD.

4.3.1.3. Memoria flash USB

Una unidad flash USB (bus serie universal) es un dispositivo pequeño y portátil que se conecta al puerto USB de la mayoría de computadoras actuales, la figura 75 muestra una imagen de una memoria de este tipo. Al igual que un disco duro, una unidad flash USB almacena información, con la diferencia de que con la memoria USB se puede transferir información de forma muy práctica de un equipo a otro. Las unidades flash USB varían en tamaño y forma, estas pueden guardar desde megabytes hasta gigabytes de información. A las unidades flash USB también se les denomina lápices de memoria, minidiscos duros, unidades de memoria o llaves de memoria [31].



Figura 75. Memoria flash USB.

La tabla 16 muestra las ventajas y desventajas que se pueden tener con este tipo de memorias.

Ventajas	Desventajas
Tamaño	Utilización de C.I extra
Es extraíble	-
Almacenamiento masivo	-
Compatibilidad con todo tipo de PC	-
Programación simple utilizando el C.I. VNC1L de FTDI	-
Bajo consumo	-

Tabla 16. Ventajas y desventajas de las memorias flash USB.

Como se había mencionado en el capítulo 1 y dadas las ventajas que ofrece este tipo de almacenamiento con respecto a los anteriores, se eligió el empleo de la memoria USB como medio de almacenamiento masivo. De esta forma el esquema típico que se tiene para este tipo de almacenamiento se muestra en la figura 76. Como se puede observar en la figura, la memoria USB necesita de un host o anfitrión para poder operar, en este caso y como se puede ver, el anfitrión es una computadora.

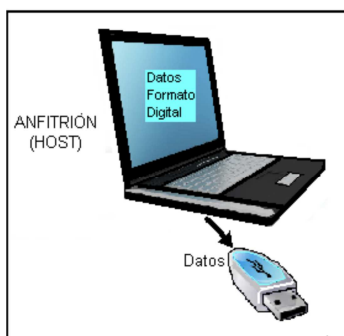


Figura 76. Almacenamiento en memoria flash USB.

Posteriormente se tratará la forma en cómo el elemento anfitrión es sustituido por otro elemento más portable y que también realiza el mismo trabajo pero es mucho más compacto adaptándose a las necesidades de este trabajo.

Para tal fin es necesaria la utilización del circuito integrado VNC1L del fabricante FTDI. En el siguiente apartado mostraremos la teoría de funcionamiento del circuito integrado mencionado.

4.4. Módulo VDIP1

El VDIP1 es un módulo de desarrollo para utilizar el C.I. VNC1L el cual proporciona características de anfitrión a algún tipo de microcontrolador, para de esta manera poder escribir en una memoria flash USB. Este módulo mostrado en la figura 77 permite un desarrollo rápido de prototipos así como una fácil implementación en dispositivos portátiles. Cabe mencionar que el módulo solo sirve como acondicionamiento para poder utilizar el VNC1L por lo que a partir de este momento solo se hablará de la interacción del microcontrolador elegido y el VNC1L.



Figura 77. Módulo de desarrollo VDIP1.

4.4.1. Circuito integrado VNC1L

El C.I. VNC1L contiene dos puertos host USB así como una interfaz de comunicación UART, SPI, Paralela, para utilizarse con dispositivos microcontroladores u otros sistemas de fin específico. El VNC1L contiene un bloque de instrucciones de máquina para propósitos específicos, el cual se conoce como firmware y que está grabado en su memoria. El firmware brinda al VNC1L

una interfaz llamada monitor de comandos cuya función principal es que un dispositivo microcontrolador, se comunique vía UART, SPI, o Paralelo, con dispositivos USB esclavos, mediante el envío y recepción de datos y comandos. La elección del tipo de comunicación en el VNC1L se realiza por medio de hardware, poniendo resistencias de pull-up o pull-down en los pines destinados a ello.

El VNC1L por defecto tiene cargado un tipo de firmware que le proporciona ciertas características para ser utilizado en determinadas aplicaciones, pero además es posible cargarle otros tipos de firmware para así obtener distintas características que se adecuen a las necesidades de cierta aplicación.

4.4.1.1. Tipos de firmware

Cada uno de los firmwares proporcionados por el fabricante dará al VNC1L determinadas funciones. Algunos de los principales son tratados en los siguientes apartados.

4.4.1.1.1. Firmware VDAP

Proporciona funcionalidad de host USB a un dispositivo microcontrolador como lo puede ser un PIC, con el fin de conectar dispositivos de almacenamiento en el puerto 2 y periféricos esclavos USB en el puerto 1. El esquema es mostrado en la figura 78.

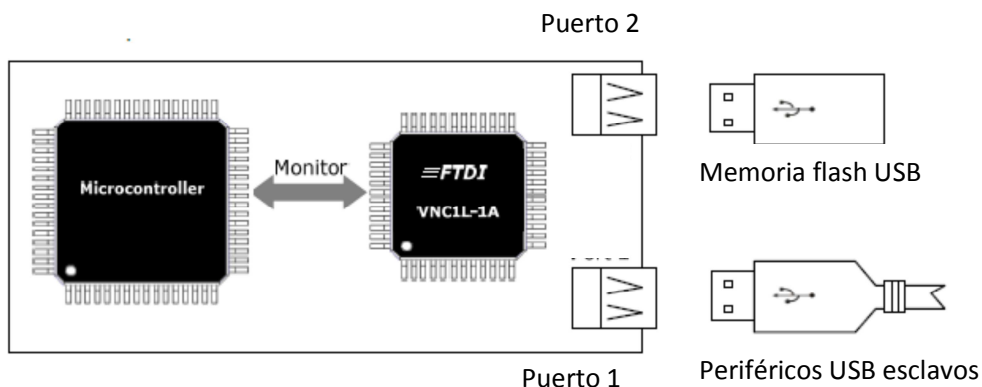


Figura 78. VNC1L conectado a un microcontrolador.

4.4.1.1.2. Otros tipos de firmware

- **Firmware VMSC:** Este es similar al firmware VDAP, pero proporciona nuevos comandos para poder reproducir audio a través de un decodificador MP3.
- **Firmware VDPS:** Este tipo de firmware permite una conexión al puerto host de una PC, además acepta conexión con periféricos esclavos.

Existen otros tipos de firmware, con los cuales se obtienen diferentes tipos de funcionalidad, estos pueden ser revisados más a fondo en el manual de usuario [32].

4.4.2. Actualización del firmware

Para que el C.I. VNC1L funcione tiene cargado un firmware por defecto, el cual se puede cambiar actualizándolo. Existen dos formas para actualizar el firmware.

- Descargar la herramienta de programación VPROG del sitio web FTDI, y programar vía puerto serial con la PC.
- Descargar el archivo de actualización de la página web del fabricante, y por medio de una memoria flash USB, cargar el archivo al C.I.

El segundo método es mucho más práctico, razón por lo cual fue el que finalmente se utilizó, ya que solo se necesitó alimentar eléctricamente al módulo e introducir la memoria USB con el archivo de actualización previamente cargado.

4.4.3. Funcionamiento del VNC1L

El manejo del VNC1L se realiza por medio del monitor de comandos mencionado anteriormente, con el que se envían instrucciones por medio de la comunicación elegida, ya sea UART, SPI, Paralela. Existen dos formas básicas de entrada de comandos, el extendido que utiliza caracteres imprimibles y el corto que utiliza números binarios como representación de los comandos.

Cabe mencionar además que podemos ingresar los comandos de forma binaria, o como código ASCII.

Estas instrucciones permiten realizar entre otros los siguientes pasos:

- Configuración de la velocidad de transmisión.
- Tipo de datos ya sean ASCII o binarios.
- Sincronía.
- Búsqueda de dispositivos USB.
- Apertura y creación de archivo.
- Escritura en archivo.
- Lectura de archivo.
- Cierre de archivo.

Cada comando es enviado al módulo, este realiza la instrucción si el comando es correcto o en su defecto manda un mensaje de error si es que el comando está mal escrito o el circuito no puede realizar la instrucción en ese momento. Toda la colección de instrucciones posibles, pueden ser consultadas en el manual de usuario del VNC1L [32].

Cierta configuración inicial es cargada por defecto cuando se carga el firmware. Cabe mencionar que además de los tipos de firmware típicos, se pueden hacer modificaciones en ellos para que por defecto se cargue alguna configuración en el VNC1L; para lograrlo, el fabricante proporciona una herramienta llamada “Vinculum Firmware Customizer” que se puede descargar de su página web, con esta herramienta es posible modificar parámetros como velocidad de transmisión, tipo de entrada de datos, tipo de comandos, entre otras.

4.4.4. Conexión del módulo VDIP1

Como se había mencionado antes el VDIP1 es un módulo de desarrollo, este permite el acceso a 24 de los 48 pines disponibles del VNC1L (ver figura 79), en una distribución tipo dip, con los que se pueden utilizar las interfaces de comunicación UART, SPI y Paralela; los demás pines del VNC1L están conectados internamente en el módulo o están sin conexión ya que para las aplicaciones a las que va enfocado el módulo no son necesarios. El VDIP1 se alimenta con un voltaje de 5V, teniendo un consumo máximo de 25 mA. Cada uno de los pines disponibles mostrados en la tabla 17, proporciona una interfaz de comunicación que puede ser elegida entre SPI, UART, y Paralela, por medio de conexiones de selección disponibles (J3 y J4); también tiene disponibles dos LED's indicativos y un conector USB hembra para acceso al puerto 2 del VNC1L. En este caso el módulo VDIP1 no tiene el conector para el puerto 1 que generalmente es utilizado con dispositivos USB esclavos, lo que es innecesario para nuestra aplicación ya que solo necesitaremos el puerto 2 que permite la conexión con memorias flash USB [33].

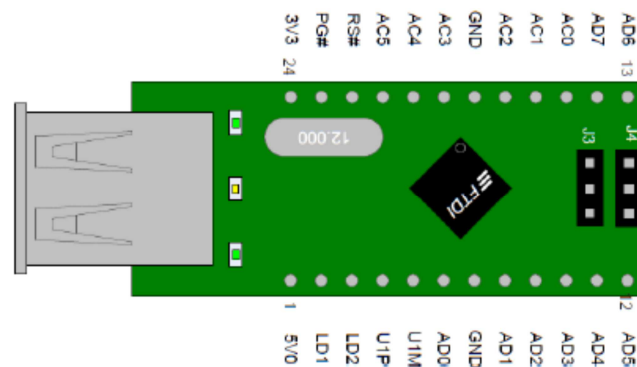


Figura 79. Distribución de pines del VDIP1.

N° de pin	Nombre	Tipo	Descripción
1	5V0	Alimentación	Pin de alimentación del módulo 5.0 V
2	LD1	Salida	LED indicador de actividad en el puerto 1
3	LD2	Salida	LED indicador de actividad en el puerto 1
4	U1P	E/S	Puerto 1 USB- señal de datos +, para proveer al módulo del puerto 1 si es necesario.
5	U1M	E/S	Puerto 1 USB-señal de datos -, para proveer al módulo del puerto 1 si es necesario.
6	AD0	E/S	Bus de control y datos bidireccional, AD bit 0
7	GND	Alimentación	
8	AD1	E/S	Bus de control y datos bidireccional, AD bit 1
9	AD2	E/S	Bus de control y datos bidireccional, AD bit 2
10	AD3	E/S	Bus de control y datos bidireccional, AD bit 3
11	AD4	E/S	Bus de control y datos bidireccional, AD bit 4
12	AD5	E/S	Bus de control y datos bidireccional, AD bit 5
13	AD6	E/S	Bus de control y datos bidireccional, AD bit 6
14	AD7	E/S	Bus de control y datos bidireccional, AD bit 7
15	AC0	E/S	Bus de control y datos bidireccional, AC bit 0
16	AC1	E/S	Bus de control y datos bidireccional, AC bit 1
17	AC2	E/S	Bus de control y datos bidireccional, AD bit 2
18	GND	Alimentación	Pin de alimentación del módulo, tierra
19	AC3	E/S	Bus de control y datos bidireccional, AD bit 3
20	AC4	E/S	Bus de control y datos bidireccional, AD bit 4
21	AC5	E/S	Bus de control y datos bidireccional, AD bit 5
22	RS#	Entrada	Puede ser usado por un dispositivo externo para reiniciar el VNC1L, también para actualizar el firmware.
23	PG#	Entrada	Usado para actualizar el firmware junto con RS#
24	3V3	Alimentación	Voltaje de 3.3 V de salida, disponible en la tarjeta.

Tabla 17. Distribución de pines del VDIP1.

A pesar de que el VNC1L contiene 48 pines, el módulo de desarrollo VDIP1 solo tiene acceso a 24, los cuales son suficientes para realizar una comunicación con algún tipo de microcontrolador como lo es el PIC y realizar almacenamiento de datos en una memoria flash USB por el puerto 2.

4.5. Interfaz para almacenamiento de señales en memoria USB

Como ya se mencionó previamente, un microcontrolador por sí solo no puede funcionar como dispositivo anfitrión en comunicaciones tipo USB; una computadora por el contrario es por sí un dispositivo anfitrión, que se puede comunicar vía interfaz USB con otros del mismo tipo y además con dispositivos USB esclavos. Basta con conectar una memoria USB en una PC, para poder realizar intercambio de información, de esta manera podemos transferir los datos almacenados en la memoria USB. El VCN1L es un circuito integrado que proporciona características de anfitrión al microcontrolador elegido, de esta manera le permite comunicarse con dispositivos USB esclavos. En el caso de este trabajo se tiene especial interés en el almacenamiento de los datos procesados por el microcontrolador PIC en una memoria flash USB, para así tener un registro de las señales de interés.

4.5.1. Selección del microcontrolador para el manejo del VNC1L

El criterio principal para la elección del microcontrolador está dado por el tipo de comunicación que puede soportar, como lo hemos dicho el VNC1L permite tres posibles tipos de comunicación, UART, SPI y Paralela. Por practicidad se eligió utilizar la comunicación serial UART, debido a los siguientes puntos:

- Alta velocidad de transmisión.
- Solo dos líneas de datos, y cuatro si se realiza control de flujo.
- La mayoría de los microcontroladores soportan este tipo de comunicación.
- Se tienen librerías destinadas a este tipo de comunicación en compiladores de lenguaje C que facilitan la programación.
- Es menos compleja de entender y manejar que las otras.

Hemos de recordar que para realizar la conversión A/D, se seleccionó el microcontrolador 18F2550 debido principalmente a que ofrece la cantidad suficiente de canales de conversión, además proporciona una interfaz de comunicación serial UART, que junto con el compilador CCS son una buena

opción para la implementación requerida y de esta forma se pudo llevar a la práctica el proyecto planeado en un principio. Es así como el microcontrolador no solo nos permitió digitalizar las señales, sino que también funcionó como interfaz para el almacenamiento de las señales.

4.5.2. Comunicación: microcontrolador – VNC1L

La comunicación se realizó finalmente como ya se mencionó vía interfaz serial UART, para ello el módulo VDIP1 destina ciertos pines del VNC1L ya vistos y presentados nuevamente en la tabla 18 de forma aislada.

N° de pin	Nombre	Tipo	Descripción
6	TXD	Salida	Salida de datos de transmisión asíncrona
8	RXD	Entrada	Entrada de datos de recepción asíncrona
9	CTS#	Salida	Para control de flujo
10	RTS#	Entrada	Para control de flujo

Tabla 18. Pines para comunicación serial UART.

Como se recordará la comunicación serial consiste en el envío de un bit de información de manera secuencial, esto es, un bit a la vez. La comunicación serial UART en los microcontroladores PIC de gama alta, puede ser realizada de dos formas:

- Sincrona: Utiliza una línea de datos para transmisión y recepción, y una línea más de sincronía, con la que el dispositivo maestro proporciona una fuente reloj. Es comúnmente utilizada cuando hay distancias pequeñas (no mayor a 20 metros) entre transmisor y receptor [28].
- Asíncrona: Utiliza una línea de datos para transmisión y otra para recepción, sin embargo, es necesario que los dos dispositivos que se están comunicando tengan fuentes de reloj independientes y estén sincronizados. A diferencia de la comunicación síncrona con este método se pueden alcanzar distancias de hasta 1200 metros entre transmisor y receptor [28].

En este trabajo se utilizó la comunicación serial asíncrona ya que tanto el microcontrolador como el VNC1L cuentan con fuentes de reloj independientes.

Son necesarias por lo tanto solo dos líneas de datos que están incluidas por defecto en el PIC18F2550, RX y TX, cabe mencionar que aunque estas líneas son suficientes, también existe otro concepto en la comunicación asíncrona y que es conocido como “Handshaking” (intercambio de pulsos para sincronización) que permite tener un control de flujo en la comunicación y evitar errores debido por ejemplo a si el receptor se sobrecarga de información. El VNC1L cuenta con líneas destinadas al control de flujo (CTS# y RTS#) mostrados en la tabla 18, por lo que se decidió incluir este tipo de control, obteniendo una comunicación libre de errores.

Por otro lado debido a que el microcontrolador no trae consigo pines destinados al handshaking, se implementó su función con dos pines del puerto C, a los cuales se les llamó RTS y CTS. Su funcionamiento consiste en que cuando el receptor (modulo VDIP1) está listo para recibir datos, el pin RTS de este pasará a estado alto; este valor será leído por el transmisor (PIC18F2550) en el pin CTS, indicando que está libre para enviar datos.

4.5.3. Programación del microcontrolador para manipulación del VNC1L

El VNC1L funciona con comandos que le indican la función a realizar, una vez recibida la instrucción, este responde con un mensaje que indica si fue realizada con éxito o un mensaje de error si la instrucción no es reconocida, o si por el momento no se puede realizar. Cada comando es enviado vía una interfaz de comunicación, por lo que se debe poner especial cuidado en implementar la programación correcta para la comunicación microcontrolador-VNC1L.

Se pueden diferenciar dos tipos de comandos a utilizar, los correspondientes a la configuración del monitor y los que tienen que ver con el manejo de la memoria USB. En las tablas 19 y 20, se muestran los comandos principales para el manejo de la memoria USB, cada uno puede llevar o no un parámetro y al final de cada uno de ellos se debe enviar un carácter conocido como de retorno de carro (RC); si el comando es realizado con éxito por el VNC1L, entonces el monitor de comandos envía los caracteres “D:\>RC” al microcontrolador, que indican que la

instrucción fue debidamente ejecutada, es de esta forma que se puede controlar el funcionamiento del VNC1L. Los parámetros son datos que necesita la instrucción en curso, ya sea un número o nombre, en este trabajo se utilizaron los siguientes:

- *divisor*: Es un número de 3 bytes para la codificación de la velocidad de transmisión.
- *file*: Es un nombre de archivo valido que puede estar conformado por una combinación de letras mayúsculas, números y los siguientes caracteres especiales, \$ % ' - _ @ () { } # &.
- *dword*: Es un valor de 4 bytes.

Comando	Función
SBD- <i>divisor</i> -RC	Cambia la velocidad de transmisión del monitor de acuerdo al parámetro enviado
E-RC	Sincronización
e-RC	Sincronización

Tabla 19. Comandos principales para la configuración del monitor.

Comando	Función
RC	Al enviar el retorno de carro, el monitor responde con D:\>RC si hay un disco disponible
OPW- <i>file</i> -RC	Abre un archivo para escribir o crea un nuevo archivo
WRF- <i>dword</i> -RC	Escribe el número de bytes especificados en el parámetro <i>dword</i> en el archivo abierto actualmente.
CLF- <i>file</i> -RC	Cierra el archivo abierto actualmente.

Tabla 20. Comandos principales para el manejo de la memoria USB.

4.5.3.1. Módulo de comunicación serial del microcontrolador elegido PIC18F2550

Es importante conocer el funcionamiento del módulo de comunicación serial del PIC18F2550 ya que es este el que nos permitirá enviar los comandos al VNC1L. El compilador CCS nos proporciona una directiva para el uso de este módulo:

- #USE RS233: Esta directiva nos permite configurar varios parámetros mostrados en la tabla 21.

Parámetro	Descripción
BAUD = X	Para la velocidad de transmisión en baudios
XMIT= pin	Elección del pin de transmisión
RCV= pin	Elección del pin de recepción
BITS = x	Cantidad de bits

Tabla 21. Parámetros principales de la directiva RS232.

Además de los parámetros vistos en la tabla 21, la directiva también nos permite utilizar las funciones, `getc()`, `putc()` y `printf()`. Estas funciones nos facilitan el envío de caracteres ASCII así como de cualquier otro tipo de formato. A pesar de la facilidad del uso de estas funciones, al realizar pruebas de almacenamiento no se lograba llegar a velocidades óptimas de registro de datos, ya que solo se alcanzaban a registrar 210 datos/s, analizando el código y realizando pruebas se vio que el problema estaba en la función `printf()` la cual reducía drásticamente la velocidad de transmisión. Una vez conocido esto, se implementó una función específica para el envío de bytes la cual permitió enviar al VNC1L los comandos correspondientes así como los datos a almacenar, con esta nueva función fue posible grabar datos a una velocidad aproximada de 1200datos/s.

4.5.3.1.1. Función `Printf()` para aumentar la velocidad de envío

La función es llamada `serial_sendbyte()` (ver apéndice A), envía uno por uno cada byte de información deseada. Para su utilización necesitamos modificar el registro TXREG del PIC18F2550. La figura 80 muestra el diagrama de flujo correspondiente a esta función.

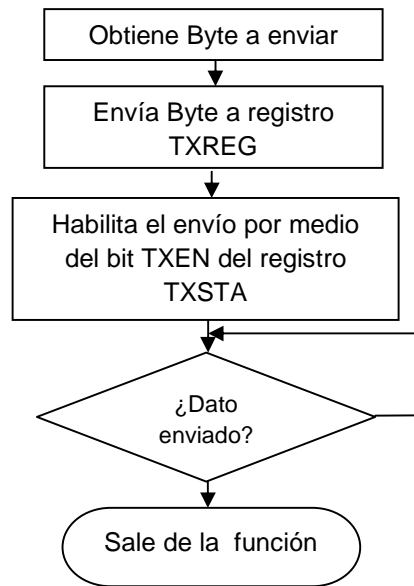


Figura 80. Diagrama de flujo de la función de envío de datos.

Como podemos ver en la figura 80, cuando tenemos el dato de interés, lo enviamos al registro TXREG, para después habilitar el envío y esperar hasta que se haya completado la transmisión.

Para la recepción de datos se utilizó una interrupción llamada `int_rda`, la cual se activa al recibir un dato. Cuando entra a la subrutina llamada `rutina_rda()`, almacenamos el dato en memoria, este nos sirve para recibir los mensajes que envía el monitor de comandos. Al recibir los caracteres "D:\>RC" confirmamos que la instrucción ha sido ejecutada correctamente.

Por defecto el PIC18F2550 destina los pines 17-RC6/TX y 18-RC7/RX, los cuales servirán como líneas de transmisión y recepción, además de estos se implementó el control de flujo utilizando los pines 11-RC0 (RTS) y 12-RC1 (CTS), para esto fue necesario poner en alto o bajo el pin RTS, y leyendo el estado del pin CTS.

4.5.3.2. Programación del PIC18F2550 para comunicación con el VNC1L

La figura 81 muestra un diagrama de flujo general de la programación del PIC18F2550 para su comunicación con el VNC1L.

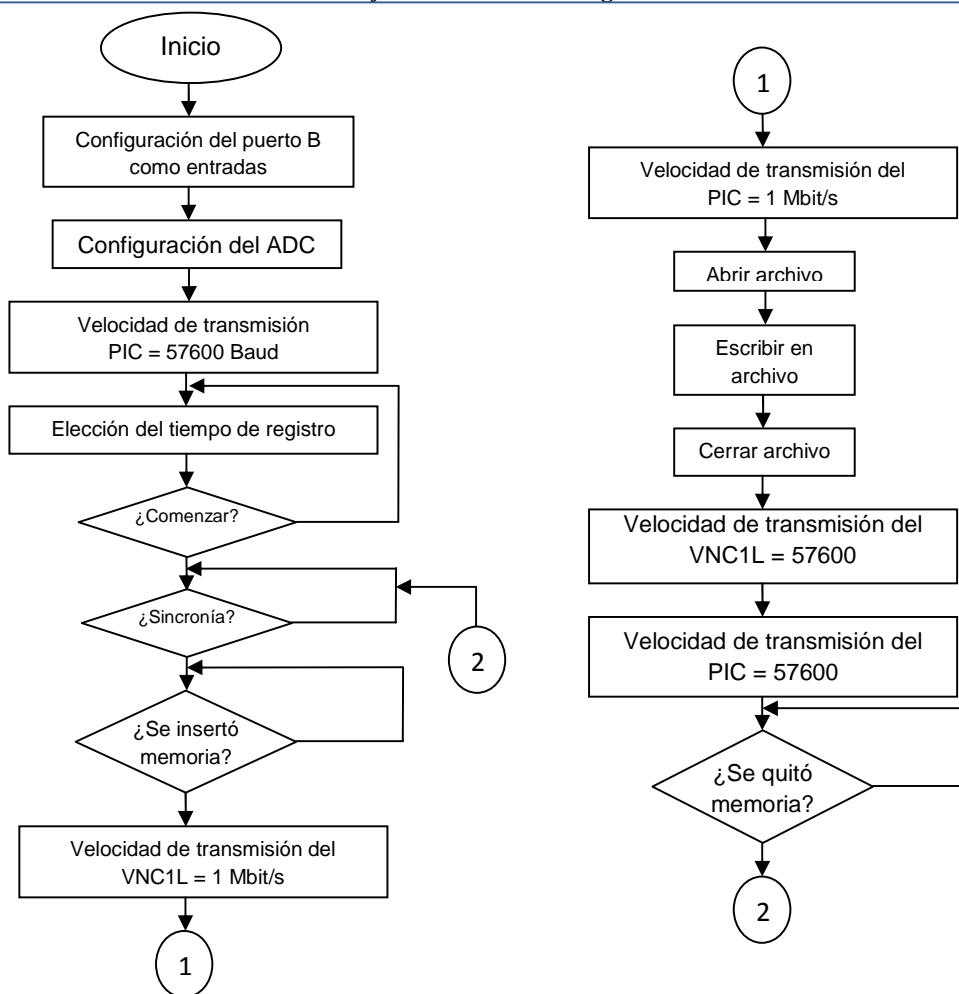


Figura 81. Diagrama de flujo general de la programación del PIC18F2550 para comunicación con el VNC1L.

Adicionalmente podemos decir que el diagrama de la figura 81 nos ofrece una idea de cómo funciona el sistema completo, ya que el objetivo del trabajo presentado es el almacenamiento de datos provenientes de los sensores de interés. De acuerdo a esto en la figura 82 se muestra un diagrama de flujo del procedimiento necesario para poner a funcionar el sistema.

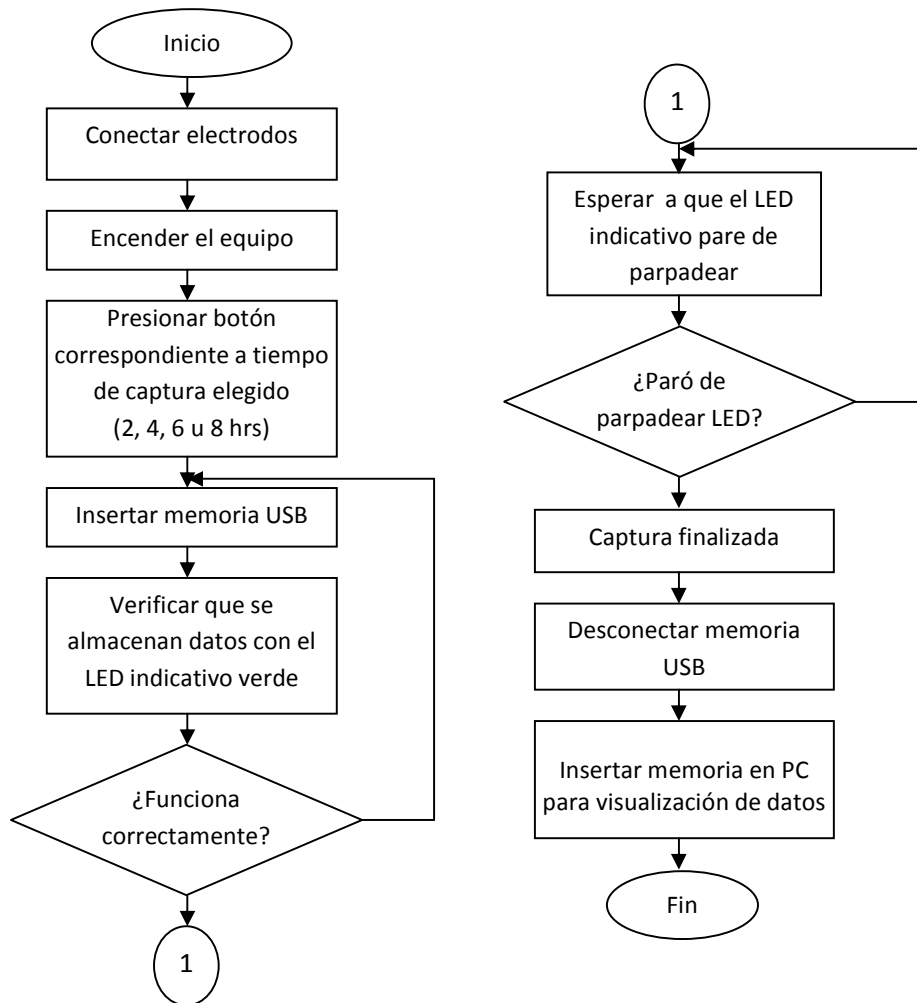


Figura 82. Diagrama de flujo del procedimiento de utilización del sistema.

Analizando los diagramas de flujo mostrados en las figuras 81 y 82, se puede ver que contiene los siguientes bloques importantes, los cuales fueron implementados en subrutinas dentro del programa cargado al PIC, el programa completo se puede ver en el apéndice A.

- **Selección del tiempo de adquisición de datos:** El puerto B nos sirve para elegir una opción del tiempo de adquisición de datos de entre cuatro posibles, utilizando para esto la instrucción “case”. Los tiempos pueden ser de 2, 4, 6 y 8 horas, una vez elegido el tiempo la condición “comienza” indicará al PIC que

comience con la toma de lectura de datos. La figura 83 muestra el diagrama de flujo correspondiente a la función que nombramos `Selec_Tiempo()`, (ver apéndice A). Para la configuración del puerto B se utilizó la instrucción `set_tris_b()`, incluida en la librerías del compilador CCS. Es importante mencionar que como requisito se debe elegir el tiempo total que va a durar el estudio o tiempo de captura, para estimar la cantidad de datos que se van a almacenar en el bloque de tiempo seleccionado, ya que para almacenar los datos en la memoria USB se debe indicar la cantidad de bytes que se van a enviar. En el apartado 4.5.3.3 se explicará el procedimiento para el cálculo de datos correspondientes a las horas de estudio.

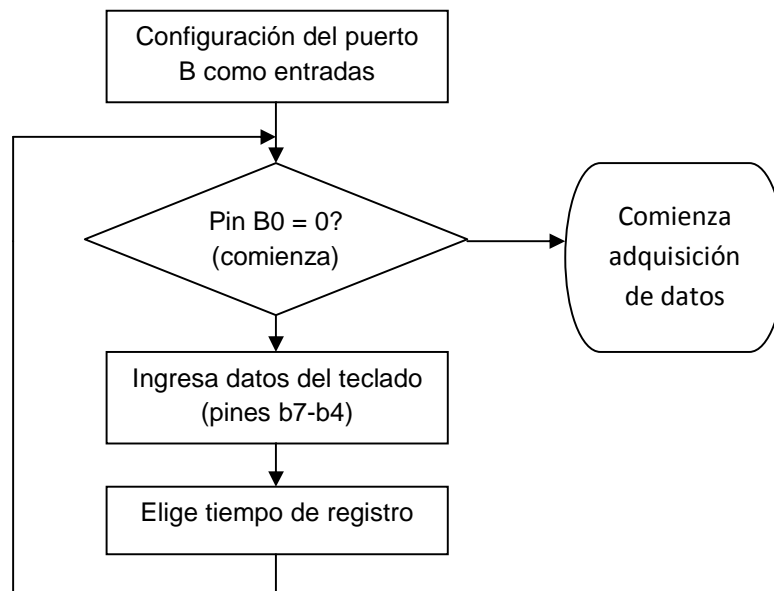


Figura 83. Diagrama de flujo para la elección del tiempo de adquisición de datos.

- **Sincronía:** Para realizar la sincronización entre el PIC y el VNC1L debemos enviar los caracteres “E” y “e” del PIC al VNC1L, una vez que los haya recibido el VNC1L, el monitor de comandos responderá de la misma forma, de esta manera sabemos que los dispositivos están sincronizados. En la figura 84, se muestra el diagrama de flujo correspondiente a la función de sincronía, a la que se le dio el nombre de `VNC1L_Sync()`, la estructura completa en lenguaje C de esta función se presenta en el apéndice A.

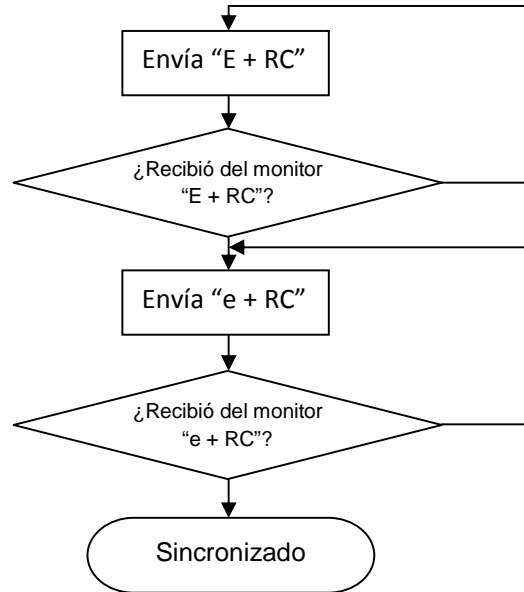


Figura 84. Diagrama de flujo de la función de sincronía.

- Reconocimiento de memoria USB:** Para saber si una memoria ha sido conectada o desconectada del puerto 2 del módulo VDIP1, se debe enviar el carácter de retorno de carro al VNC1L y esperar a que el monitor de comandos responda con los caracteres "D:\>RC". La figura 85, muestra el diagrama de flujo correspondiente a la función llamada VNC1L_FindDisk(). La función completa se presenta en el apéndice A y como ya se mencionó previamente se emplea en el programa para saber si una memoria USB ha sido conectada en el módulo VNC1L.

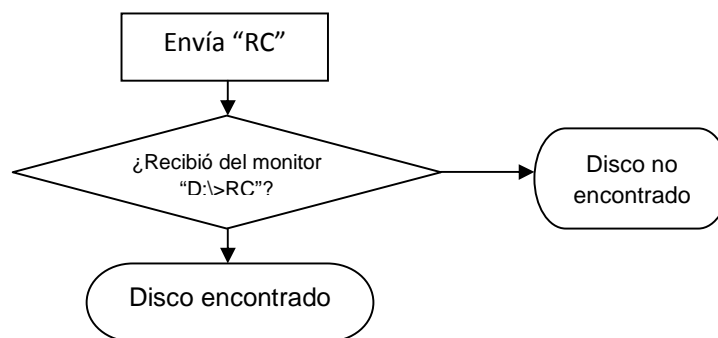


Figura 85. Diagrama de flujo de la función para reconocer memoria USB.

- **Velocidad de transmisión del PIC:** Para establecer la velocidad de transmisión del PIC se modificó directamente el registro SPBRGH y SPBRG. Como previamente se indicó, la velocidad se ajustó a 57600 bit/s para esto se empleó la instrucción `set_uart_speed(57600)` del CCS, de esta forma se facilita la programación. Por otro lado, para establecer la velocidad de 1Mbit/s, fue necesario ingresar el valor correspondiente directamente a los registros. Para calcular el valor que se debe ingresar en los registros utilizamos la siguiente fórmula [29] :

$$baud = \frac{f_{osc}}{4(n + 1)}$$

Donde n es el valor que deberemos ingresar al registro SPBRGH:SPBRG, entonces, para una velocidad de 1Mbit/s y considerando la frecuencia del reloj utilizado para el PIC, que es de 20MHz se tiene que:

$$n = \frac{20MHz}{4(1000000)} - 1$$

Por lo tanto:

$$n = 4$$

Con este valor podremos configurar los registros SPBRGH:SPBRG y así obtener una velocidad de transmisión de 1 Mbit/s.

- **Velocidad de transmisión del VNC1L:** Para modificar la velocidad de transmisión del VNC1L la cual debe ser la misma que la del PIC basta con enviar el comando SBD seguido de un espacio y enseguida el valor del divisor que proporcionará dicha velocidad, a su vez es necesario enviar el retorno de carro. Para seleccionar el divisor mencionado anteriormente es necesario verificar la tabla 6.2 del manual de usuario del VNC1L [32], de esta forma se tiene que para una velocidad de 1Mbit/s se debe ingresar el divisor mostrado en la tabla 22.

1er byte	2do byte	3er byte
0x03	0x00	0x00

Tabla 22. Divisor para el comando SBD.

- **Abrir y cerrar archivo:** Para abrir un archivo de datos en la memoria USB se creó la función llamada VNC1L_OpenFile(), al término de la captura de datos, es necesario cerrar el archivo para evitar un mensaje de error, es por esto que fue necesario crear la función VNC1L_CloseFile(), en el apéndice A se presenta la forma detallada de la construcción de esta función; los comandos empleados para estructurar estas funciones se presentan a continuación en la tabla 23. Cada comando es enviado carácter por carácter por medio de la función Serial_Sendbyte().

Comando para abrir archivo	OPW+"nombre de archivo"+RC
Comando para cerrar archivo	CLF+"nombre de archivo"+RC

Tabla 23. Comandos para la apertura y cierre del archivo de texto creado.

- **Escribir en archivo:** La escritura de datos en el archivo previamente creado se realiza por medio del comando WRF seguido de un espacio y enseguida la cantidad de bytes a escribir, para después enviar uno a uno los bytes deseados hasta completar la transferencia. Como los datos enviados son los valores obtenidos por el convertidor A/D, es conveniente recalcar que la conversión A/D está incluida dentro de la función VNC1L_WriteToFile() y que se muestra en el apéndice A. La figura 86 muestra el diagrama de flujo de dicha función.

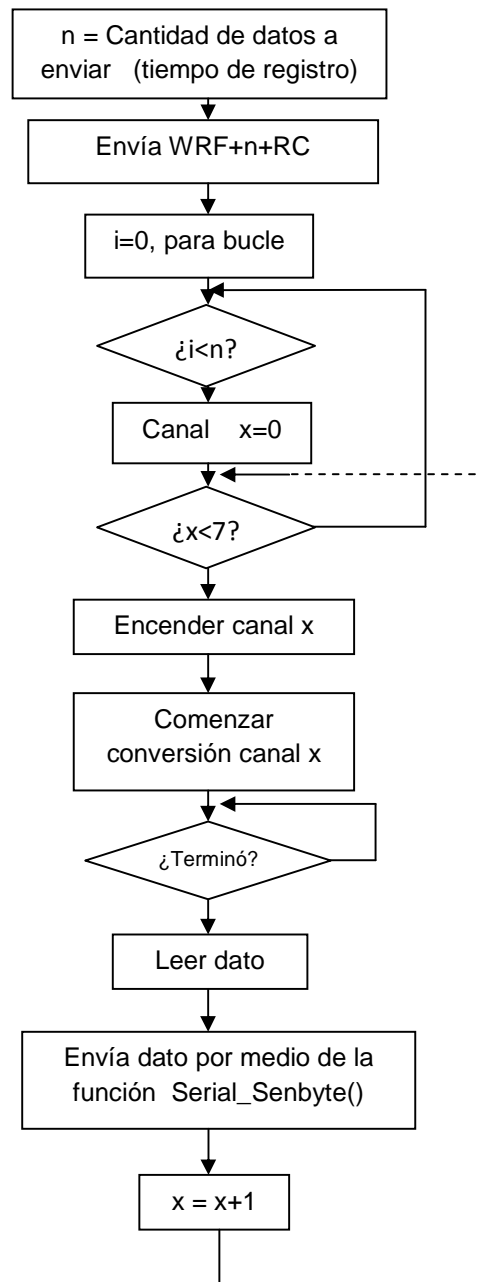


Figura 86. Diagrama de flujo de la función de escritura de datos.

Como se puede ver en la figura 86, el programa envía la cantidad de datos necesaria para que se cumpla el tiempo de registro, ya sean 2, 4, 6 y 8 horas. Para esto, se realiza la conversión de cada canal enviando el respectivo valor digital que será almacenado en la memoria USB, para después pasar al siguiente canal y así consecutivamente hasta obtener el valor de todos los canales, una vez hecho esto vuelve a realizar el mismo barrido hasta completar la cantidad de datos necesaria.

En el diagrama general de la figura 86, se puede ver el funcionamiento a grandes rasgos; el programa espera a que el usuario ingrese la cantidad de horas de registro por medio de los botones de puerto B, mientras monitorea que se presione la tecla de comienzo, una vez realizado esto el microcontrolador se sincroniza con el VNC1L y entra en un ciclo infinito a la espera de que sea conectada una memoria USB, al detectar una memoria en el puerto 2 del VDIP1, el microcontrolador comienza a realizar la conversión A/D y el almacenamiento de cada canal por el lapso de tiempo elegido, después de este tiempo el programa entra en otro ciclo infinito esperando que la USB sea retirada, para finalmente regresar a la espera de que nuevamente una memoria USB sea insertada.

4.5.3.3. Cálculo del tiempo de captura de datos

Como se ha mencionado anteriormente cuando por medio del microcontrolador PIC deseamos almacenar datos en una memoria flash USB es necesario enviar la cantidad de bytes que se desea escribir en dicha memoria una vez que se haya realizado el procedimiento de comunicación con el VNC1L. Por esta razón y tomando en cuenta el objetivo de este trabajo, se calculó la cantidad de bytes de datos correspondientes a determinado tiempo de captura (2, 4, 6 u 8 hrs), utilizando el módulo TIMER1 del PIC18F2550; el funcionamiento del TIMER1 es explicado en el siguiente apartado.

4.5.3.3.1. Funcionamiento del módulo TIMER1 del PIC18F2550

El TIMER es un módulo que sirve como contador, debido a que cuenta eventos externos ocurridos en alguno de sus pines de entrada o como temporizador contando pulsos de un reloj interno o externo; un microcontrolador puede tener uno o varios módulos, variando en ellos características como la cantidad de bits que utilizan [29].

El TIMER1 que se utilizó en este trabajo cuenta con las siguientes características principales:

- Elección de temporizador o contador de 16 bits.
- Elección de reloj interno o externo.
- Interrupción por desbordamiento del TIMER.

Para poder utilizar el TIMER1 es necesario realizar cambios en los registros correspondientes para elegir el reloj que utilizará, si es necesario un preescalador o para poner en marcha la cuenta. Como se ha dicho anteriormente la programación puede ser realizada en ensamblador o lenguaje C, pero en este caso como se ha venido manejando, se realizó en lenguaje C; las siguientes instrucciones fueron las que se utilizaron para el manejo del TIMER1 [28].

- `setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_4)`: En esta instrucción se realiza la elección de la fuente de reloj y el preescalador, en este caso se eligió el reloj interno y un preescalador de 4.
- `set_timer1(0x0000)`: Esta instrucción permite poner el contador del TIMER1 en cualquier valor entre 0 y 65535, en este caso es cero.
- `get_timer1()`: Esta sirve para obtener el valor actual del TIMER1 y es el que permite saber el tiempo transcurrido.

4.5.3.3.2. Programación realizada para el cálculo del tiempo de captura

El primer paso es calcular el tiempo que tarda el sistema en guardar cierta cantidad de datos en la memoria, para esto se realizó el procedimiento mostrado

en la figura 87 como un diagrama de flujo, donde se utilizó el TIMER1 del PIC18F2550 para el cálculo del tiempo. Cabe mencionar que el procedimiento mencionado se realizó dentro de la función VNC1L_WriteToFile() lugar en que también es realizada la conversión A/D.

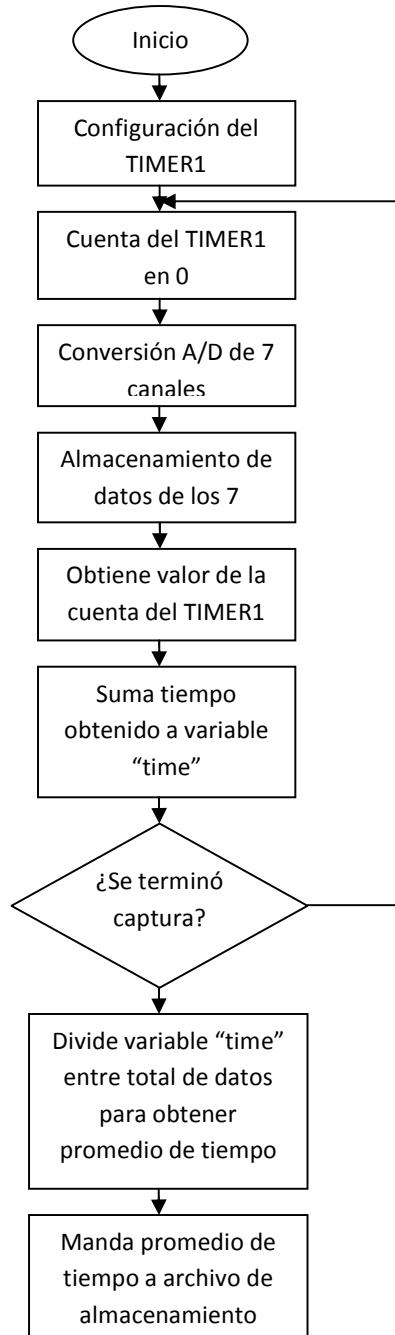


Figura 87. Diagrama de flujo para cálculo de tiempo de captura de datos.

Una vez realizado el cálculo del tiempo correspondiente a los a los 7 canales capturados, se obtiene un promedio que se envía al archivo de texto donde están almacenados los datos, con este promedio se realizó una estimación de la equivalencia entre la cantidad de bytes de datos y el tiempo de registro.

Cabe mencionar que para cada registro la equivalencia es diferente aunque la variación es mínima, ya que en el convertidor A/D varia el tiempo de conversión de acuerdo a la magnitud del voltaje de entrada, que en este caso es variable. Una vez realizados varios estudios obtuvimos un valor estimado calculado de manera manual de la equivalencia antes mencionada, el cual sirvió como dato para la función de escritura VNC1L_WriteToFile(). La equivalencia es la siguiente:

$$30276004 \text{ bytes} = 1 \text{ hr de captura}$$

4.6. Diagrama eléctrico de conexiones del PIC18F2550 y el módulo VDIP1

La conversión A/D y la interfaz de comunicación con el módulo VDIP1 se realizó en el mismo microcontrolador PIC18F2550, con lo que se aprovechó de buena forma la capacidad del mismo. En general, el esquema mostrado en la figura 88, nos indica que las señales provenientes de la etapa de acondicionamiento entran a los pines de conversión A/D, para después ser procesadas y enviadas al VNC1L por medio de la interfaz de comunicación serial UART y a su vez queden almacenadas en la memoria flash USB.

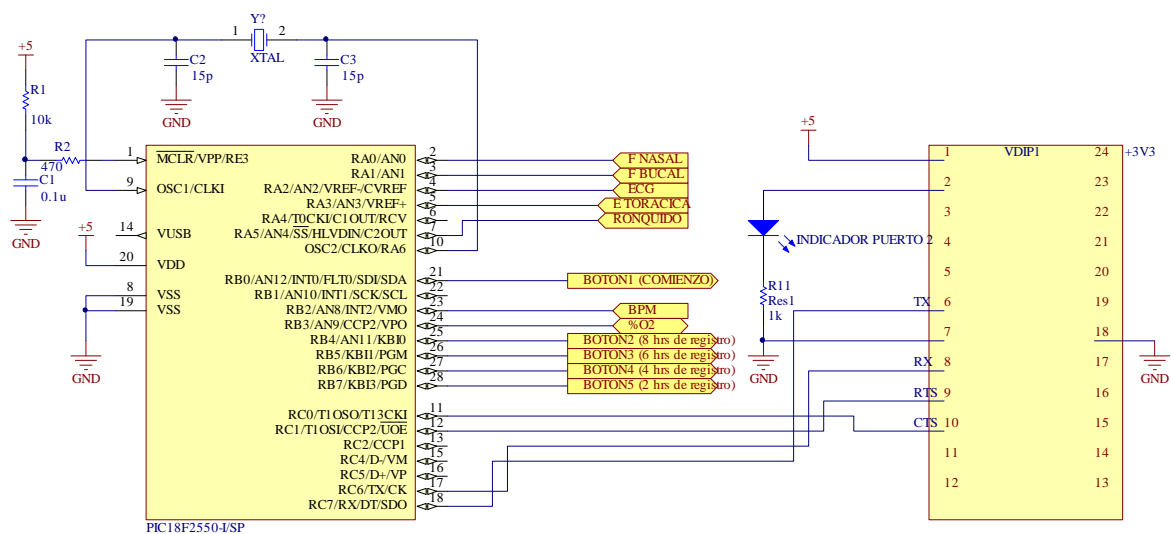


Figura 88. Diagrama de conexiones del PIC18F2550 y el VDIP1.

Capítulo 5

Visualización de las señales en PC

5.1. Introducción

El registro de las señales fisiológicas de interés, es solo el primer paso para lograr el objetivo del sistema planteado en los capítulos anteriores, el cual tiene como intención proporcionar al especialista información acerca de la calidad del sueño del paciente por medio de señales de tipo cardiorespiratorio adquiridas durante esta etapa. Los datos de las señales almacenadas en un archivo de texto, por si solas no ofrecen información útil para el especialista, ya que son solo números sin un sentido práctico. El especialista requiere que esa información sea desplegada visualmente, para así, poder analizar en conjunto las formas de onda y tener una idea de los eventos ocurridos durante el sueño del paciente.

La principal herramienta para realizar una interfaz que permita visualizar las señales digitales, es la PC ya que en ella se pueden procesar gran cantidad de datos, y con el software pertinente se pueden desplegar las señales de forma gráfica en el monitor.

5.2. Software de programación

Existe una amplia variedad de herramientas de desarrollo de software que permiten realizar programas de despliegue gráfico. Los lenguajes C, C#, C++, Java, Basic, por ejemplo, pueden ser utilizados para la programación, cada uno nos ofrece ventajas y desventajas, también pueden estar enfocados a distintas aplicaciones, ya sean de entretenimiento, investigación, industriales entre otras. Tomando en cuenta nuestras necesidades y recursos de software se tienen dos opciones principales: Visual Basic y LabVIEW.

5.2.1. Alternativas (VISUAL BASIC y LabVIEW)

Tanto VISUAL BASIC, como LabVIEW son herramientas de desarrollo de software que permiten realizar programas para múltiples aplicaciones, cada uno tiene diferentes enfoques y lenguajes de programación. Las ventajas y desventajas que cada uno ofrece, permitieron elegir el más adecuado para esta aplicación, la cual requiere de un software de despliegue gráfico, que permita el procesamiento de

señales digitales y que sea amigable para el especialista, ya que este será finalmente quien lo utilice directamente.

5.2.1.1. VISUAL BASIC

Visual Basic es una herramienta de desarrollo de software que te permite crear aplicaciones para el sistema operativo Windows, para la web, para el manejo de dispositivos portátiles, entre otros [34]. Utiliza un lenguaje de programación visual, ya que gran cantidad de tareas se pueden realizar por medio de operaciones gráficas sin la utilización de código. La principal ventaja que tiene es la facilidad de uso, una persona con conocimientos básicos de programación puede aprender rápidamente el entorno de desarrollo [35].

- **Ventajas:** El entorno de programación gráfico junto con el lenguaje BASIC permiten el desarrollo rápido de aplicaciones. Posee un módulo para graficar datos provenientes de archivos de texto llamado MSCHART. Los programas realizados tienen estilos parecidos a los programas de Windows convencionales por lo que son amigables y de fácil manejo.
- **Desventajas:** No tiene módulos dedicados a procesamiento de señales digitales, y tiene pocas utilidades para desarrollo de instrumentación.

5.2.1.2. LabVIEW

Es un entorno de programación gráfica, que permite el desarrollo de aplicaciones para sistemas de adquisición de datos, test y medida, control, instrumentación, entre otros. Durante los últimos años se ha popularizado en áreas educativas y de investigación debido a los alcances que tiene en el procesamiento de señales digitales. Por otra parte la simpleza de su entorno de desarrollo facilita su uso.

- **Ventajas:** Programación gráfica fácil de aprender. Módulos para procesamiento de señales digitales. Completamente recomendable para desarrollo de instrumentación virtual. Interfaz para sistemas de adquisición de datos. Despliegue gráfico amigable.
- **Desventajas:** Alto costo de la licencia.

Tomando en cuenta todas las características que nos ofrece el entorno de desarrollo LabVIEW, consideramos que este es el más adecuado para nuestra aplicación, ya que además de permitirnos desplegar las señales almacenadas en la memoria USB, también podemos darles procesamiento digital para así dejarlas en óptimo estado antes de ser desplegarlas.

5.3. Interfaz gráfica para visualización de las señales

En el laboratorio de electrónica del CCADET se cuenta con la licencia para utilizar el LabVIEW versión 8.5, este ofrece herramientas para el manejo de señales, concretamente el entorno interactivo llamado SignalExpress con el cual se puede dar tratamiento a señales provenientes de archivos de texto, además provee de herramientas de procesamiento, tales como filtros y otras funciones en LabVIEW [36].

La programación en LabVIEW se efectúa por medio de lenguaje gráfico, en la cual se realizan conexiones de módulos especiales por medio de “cables eléctricos” para realizar ciertas tareas que van desde operaciones matemáticas, hasta graficas y procesamiento digital, además de permitir incluir líneas de código en lenguaje C. Esta parte de la programación se realiza en la ventana llamada Block Diagram; el código realizado en esta ventana está ligado al Front Panel que es la ventana que ofrece interacción con el usuario, en esta ventana se localizan botones, indicadores y gráficos, los cuales sirven como medio de entrada y salida de datos del programa, también, estos pueden ser manipulados por el usuario. Una vez generado un archivo ejecutable del software diseñado, solo será visible el Front Panel [37].

5.3.1. Entorno SignalExpress

Como se había mencionado antes, este entorno de programación ofrece la posibilidad de dar tratamiento a señales provenientes de sistemas de adquisición de datos, ya sea de manera directa con dispositivos de adquisición o por medio de archivos de texto, los cuales contendrán ya las señales digitalizadas. Las herramientas principales que se utilizan son las siguientes:

- **Load from ASCII(Time Domain):** Esta herramienta (ver figura 89) nos permite mostrar gráficamente las señales contenidas en un archivo en formato ASCII. Una vez elegida la herramienta, un menú interactivo como el mostrado en la figura 90 es desplegado, en el tenemos la oportunidad de elegir la ruta donde se encuentra el archivo, la cantidad de señales a graficar y también nos ofrece una muestra de la señal graficada. Una vez realizado esto, solo debemos agregar una gráfica para que las señales sean mostradas.

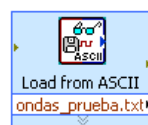


Figura 89. Icono de la herramienta Load from ASCII.

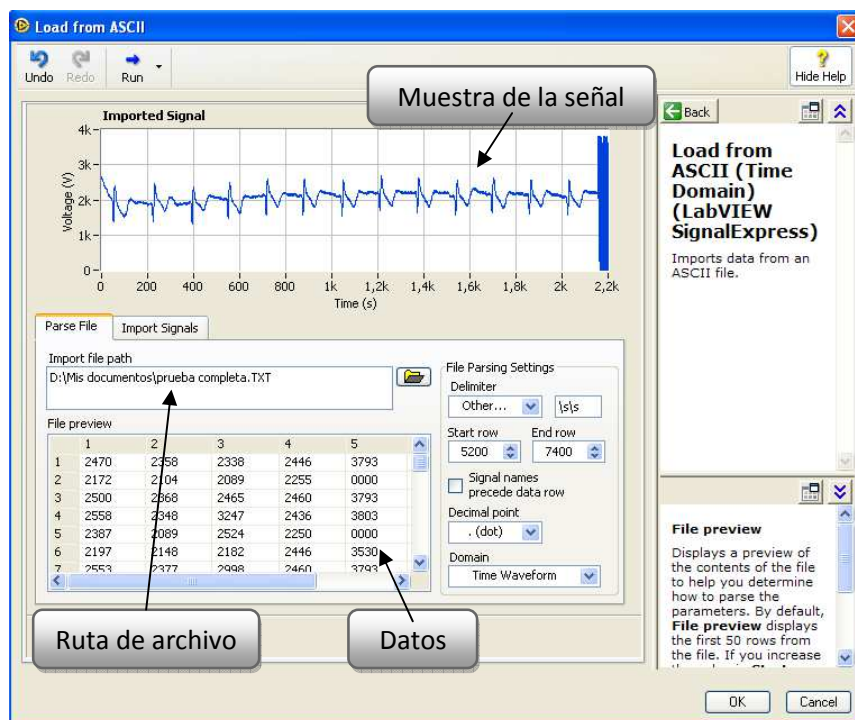


Figura 90. Menú interactivo para cargar señales de archivo.

- **Filter:** Como su nombre lo dice, esta herramienta (ver figura 91) nos permite filtrar señales de manera digital por medio de filtros tipo IIR y FIR, ya mencionados en el capítulo 3, en cualquiera de sus configuraciones Butterworth, Bessel o Chebyshev. Una vez elegido, se despliega un menú

interactivo como el mostrado en la figura 92, donde podemos elegir la cantidad de canales, el tipo de filtro y las frecuencias de corte necesarias. Las señales de interés entran al bloque para finalmente obtener las señales ya filtradas.



Figura 91. Icono de la herramienta Filter.

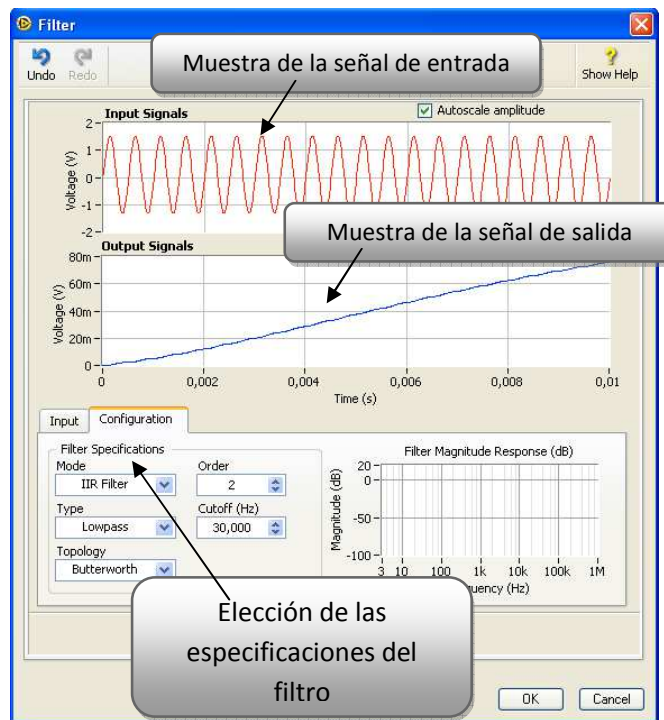


Figura 92. Menú interactivo para filtrado de las señales.

5.3.2. Diagrama de bloques de la programación en LabVIEW

La programación completa del software requerido, fue realizada aprovechando múltiples herramientas de LabVIEW, tal como las presentadas en el apartado anterior, adicionalmente se emplearon otras herramientas principalmente ofrecidas por el entorno de SignalExpress. A pesar de que las herramientas de *Load from*

ASCII y Filter son suficientes para desplegar gráficamente las señales de interés, los objetivos en cuanto al software de visualización requerido hicieron necesario implementar un programa más complejo. En la figura 93 podemos ver el diagrama de bloques del programa completo, y en la figura 94 el panel frontal correspondiente. Los bloques principales del programa serán vistos más a fondo en los apartados siguientes.

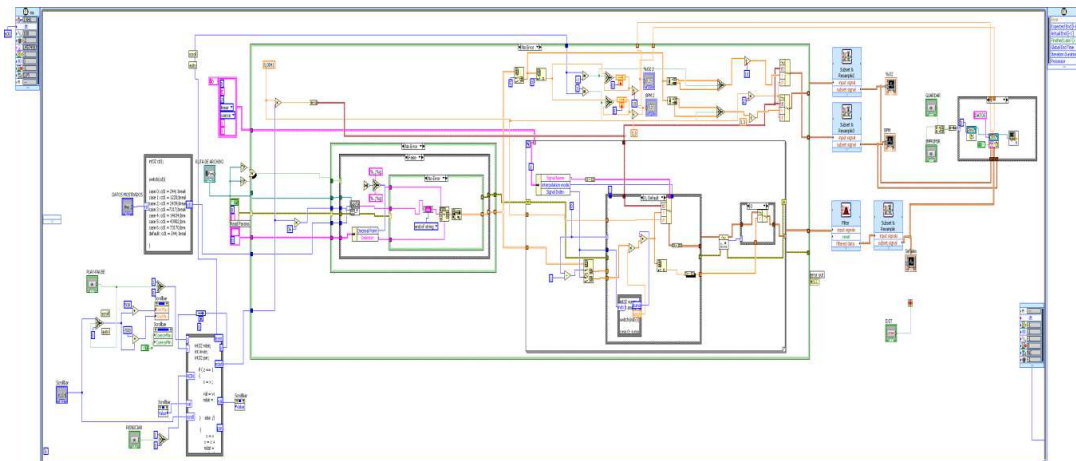


Figura 93. Diagrama a bloques completo del software de visualización.

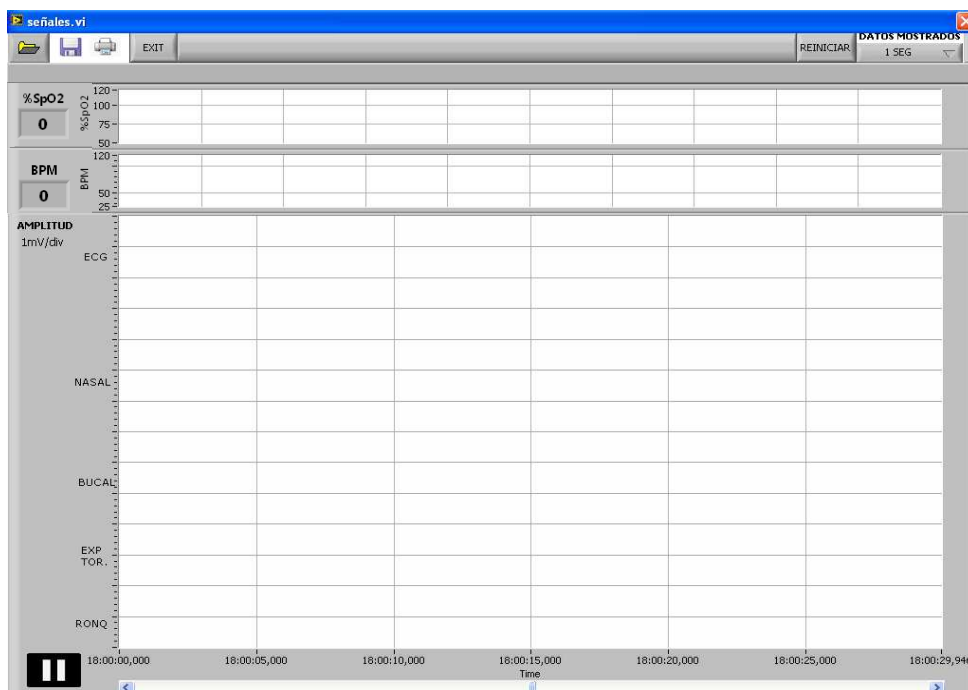


Figura 94. Panel frontal del software de visualización.

Todo el programa es ejecutado continuamente por medio de un bloque tipo While con control de tiempo llamado Time Loop mostrado en la figura 95. En él, debemos ingresar el periodo, para así controlar la rapidez del ciclo. Esta característica es necesaria ya que de esta forma podremos hacer modificaciones continuamente al programa por medio del panel frontal, además de permitirnos realizar un barrido automático de las señales en el tiempo.

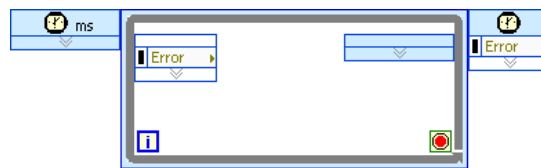


Figura 95. Estructura de tiempo Time Loop.

5.3.2.1. Lectura de datos provenientes de la memoria USB

Como se había mencionado antes, la herramienta Load from ASCII, ofrece la oportunidad de leer datos de un archivo de texto, en nuestro caso provenientes de la memoria USB, pero se tienen algunos inconvenientes ya que no es posible mostrar los datos correspondientes a 2, 4, 6 u 8 horas de una sola vez en la misma gráfica, pues sería ilegible; para solucionarlo se realizó un barrido de las señales en el tiempo y de esta forma, poder efectuar una inspección a los largo de las horas de registro. Lo que se hizo, fue entrar al diagrama de bloques de la herramienta mencionada para realizar algunas modificaciones que nos permitieron obtener las características deseadas.

La parte del programa dedicada a la lectura de datos es presentada en la figura 96, donde la herramienta principal utilizada es el bloque llamado *Read_lines_fromFile* el cual funciona con líneas de entrada que le indican la ruta donde se encuentra el archivo, la cantidad de líneas a leer, la línea donde debe comenzar y una línea de salida donde se obtienen las cadenas de caracteres con los datos del archivo.

La ruta será proporcionada por el usuario por medio del botón mostrado en la figura 97, el cual desplegará los archivos disponibles.

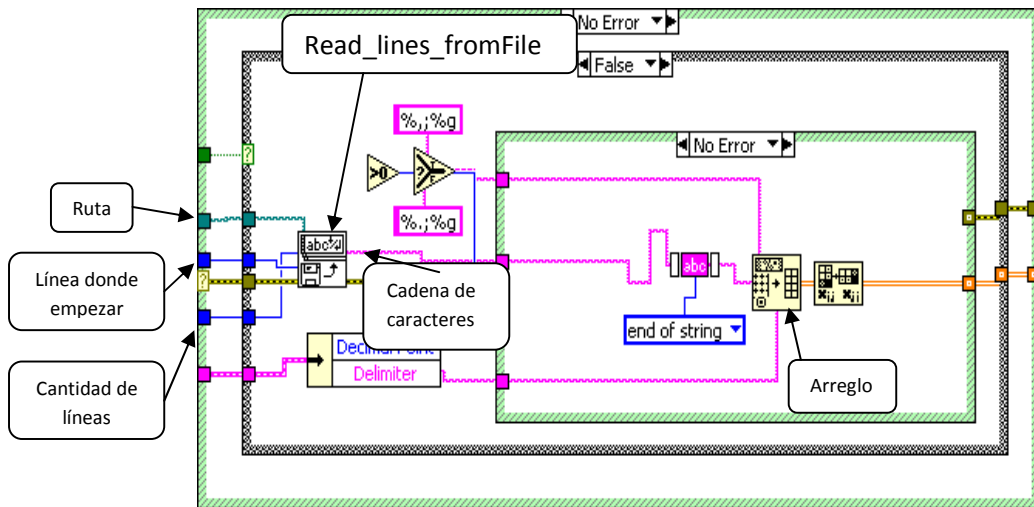


Figura 96. Lectura de datos del archivo de texto.



Figura 97. Botón para elegir el archivo de texto accesible desde el panel frontal.

La línea donde se comienza a leer el archivo es controlada por un bloque realizado en lenguaje C mostrado en la figura 98, este bloque nos permite realizar el barrido por cada línea que integra el archivo donde están contenidos los datos, además, selecciona el tipo de incremento, el cual puede ser realizado manualmente por medio de la barra Scroll (ver figura 94) o automáticamente donde los incrementos se efectúan conforme el Time Loop realiza iteraciones.

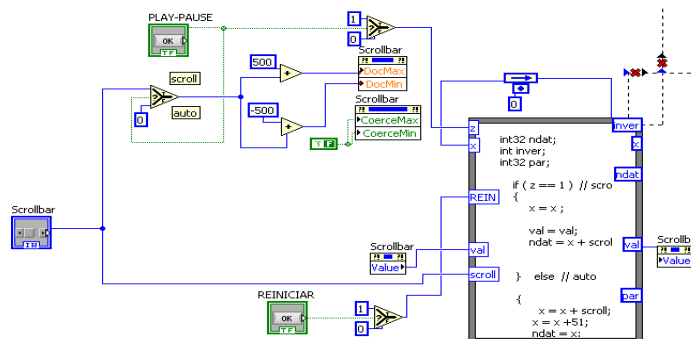


Figura 98. Bloque para el control del barrido en el archivo de datos.

La cantidad de líneas que leerá el programa es controlada por otro bloque realizado en lenguaje C mostrado en la figura 99, el cual nos permitirá elegir la cantidad de datos desplegados por medio del botón mostrado en la figura 100. Las opciones posibles son 1, 5, 10 y 30 segundos y 1, 3 y 5 minutos de datos, que fueron elegidos de acuerdo a los requerimientos de un médico especialista en estudios del sueño.

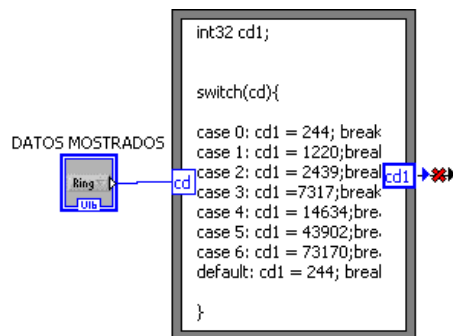


Figura 99. Control de la cantidad de datos mostrado en pantalla.

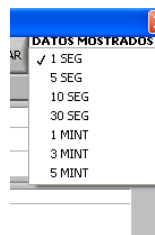


Figura 100. Elección de la cantidad de datos mostrados.

A la salida del bloque *Read_lines_fromFile* obtenemos cadenas de caracteres correspondientes a cada una de las líneas del archivo leído. Las cuales serán ingresadas a un arreglo, distribuyendo los datos en filas correspondientes a cada canal.

5.3.2.2. Despliegue gráfico de las señales almacenadas en la memoria USB

Una vez que los datos del archivo son leídos y almacenados en el arreglo, la siguiente etapa consiste en formar una señal por cada fila del arreglo, para de esta forma obtener las señales de interés en un formato que permita graficarlas. El bloque que realiza esta tarea es mostrado en la figura 101.

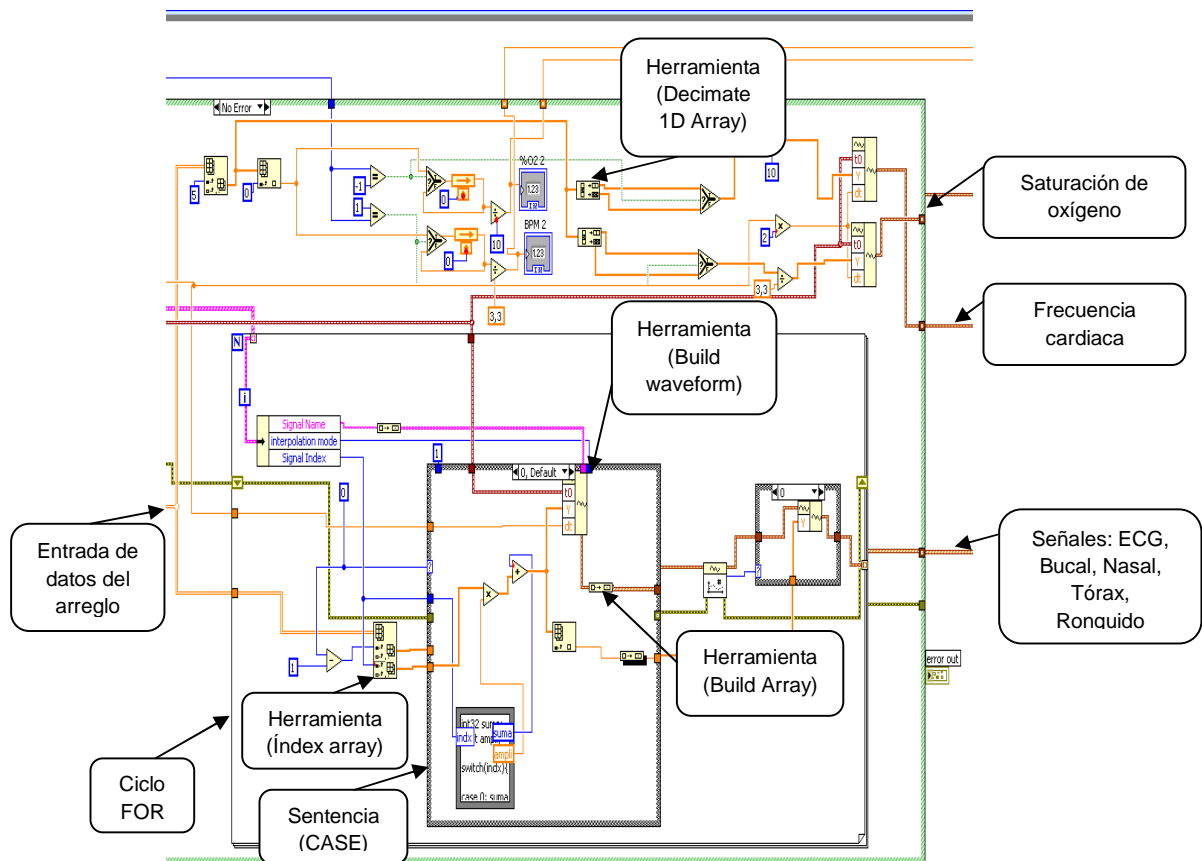


Figura 101. Bloque para obtener las formas de onda de las señales.

El ciclo *FOR* junto con la instrucción *CASE* mostradas en la figura 101, permiten realizar un barrido para seleccionar cada fila del arreglo de datos, por medio de la herramienta llamada *Index Array*, que permite seleccionar cada dato del arreglo por medio de un índice, para después construir las formas de onda por medio de otra herramienta llamada *Build Waveform*; finalmente, la herramienta *Build Array* concatena todas las señales construidas para tenerlas en una sola línea de datos, la cual contiene las señales de ECG, Bucal, Nasal, Tórax y Ronquido, listas para ser graficadas.

Para obtener las señales de frecuencia cardiaca y saturación de oxígeno se dio un tratamiento especial ya que las señales se encuentran intercaladas en una sola señal; a pesar de que estas señales fueron demultiplexadas antes de introducirlas

al microcontrolador decidimos almacenar en el archivo multiplexando estas dos señales en un solo canal, ya que su frecuencia es muy baja y no necesita alta frecuencia de muestreo, de esta manera ahorramos tiempo de procesamiento sin afectar a las señales de interés. La primer etapa es seleccionar la fila que contiene las señales y después por medio del la herramienta *Decimate 1D Array* (ver figura 101) separar los datos correspondientes a cada una, para finalmente obtener las dos señales listas para ser graficadas y también el valor instantáneo de cada una, visible al usuario por medio de indicadores numéricos mostrados en la figura 102.

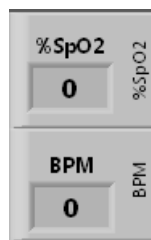


Figura 102. Indicadores del valor instantáneo de frecuencia cardiaca y saturación de oxígeno.

La última etapa corresponde a mostrar gráficamente las señales en la pantalla de la PC, esto se llevó a cabo con la herramienta conocida como *Waveform Chart* la cual permite por medio de una ventana en el panel frontal mostrar las señales que le son ingresadas. A pesar de que las señales de interés fueron filtradas en la etapa de acondicionamiento analógico, cierta cantidad de ruido sigue presente en la señales por lo que se consideró oportuno utilizar la herramienta de *filter* para de esta manera obtener señales libres de ruido. La figura 103 muestra la etapa correspondiente al filtrado y despliegue gráfico de las señales.

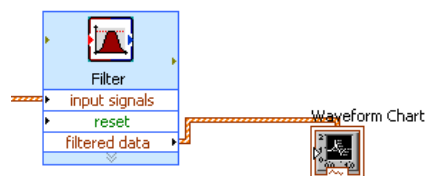


Figura 103. Bloque de filtrado y despliegue gráfico.

Para el filtrado final se utilizó un filtro pasa bajas IIR de tipo Butterworth, ya que tiene una respuesta plana en la banda de paso y digitalmente es más rápido de procesar que los tipos FIR; la frecuencia de corte elegida fue de 30Hz con la cual se obtuvo una buena respuesta.

5.3.2.3. Impresión y almacenamiento de las gráficas desplegadas

Además de ofrecer al usuario la visualización de las señales fisiológicas, también se le agregó al software la posibilidad de imprimir y guardar las gráficas que se están mostrando en determinado momento, para esto, están destinados dos botones ubicados en la parte superior izquierda del panel frontal, los cuales se pueden ver en la figura 104.

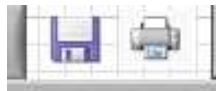


Figura 104.

El botón de guardar permite elegir el nombre del archivo, el cual será almacenado en formato HTML. En cuanto el botón de impresión permite seleccionar la impresora y el número de impresiones a realizar (ver figura 105).



(a)

(b)

Figura 105. Ventanas de despliegue para almacenamiento (a) e impresión (b).

Para realizar esta tarea se utilizó una combinación de las herramientas *New Report* y *Report_graph_table*, las cuales permiten generar un archivo de reporte y a la vez ingresarle gráficos provenientes de las señales; para elegir la tarea a realizar con el reporte hecho, fueron agregados los botones guardar e imprimir a

los cuales el usuario tiene acceso desde el panel frontal del instrumento virtual. El diagrama a bloques correspondiente es mostrado en la figura 106.

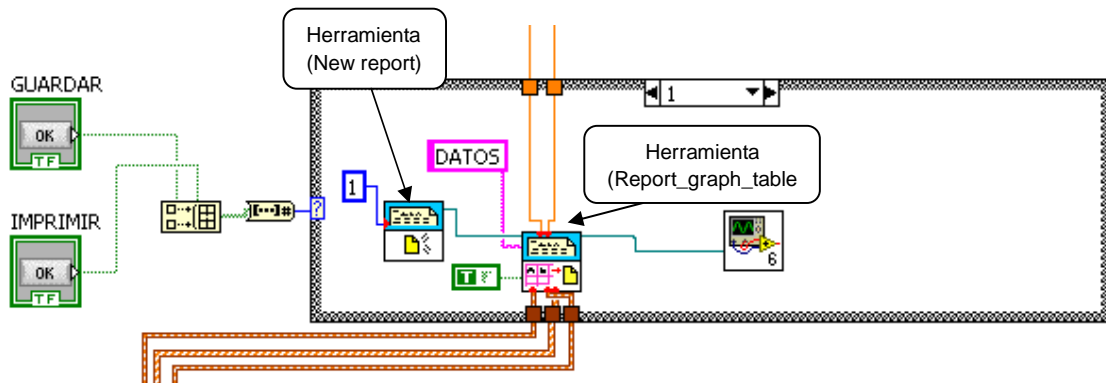


Figura 106. Diagrama de bloques de la impresión y almacenamiento de graficas.

Una vez elegida la tarea a realizar, una imagen como la mostrada en la figura 107, es impresa o almacenada en la PC, esto puede ser útil al especialista cuando por ejemplo hay un evento específico de gran importancia durante el sueño del paciente.

Visualización de las señales en PC

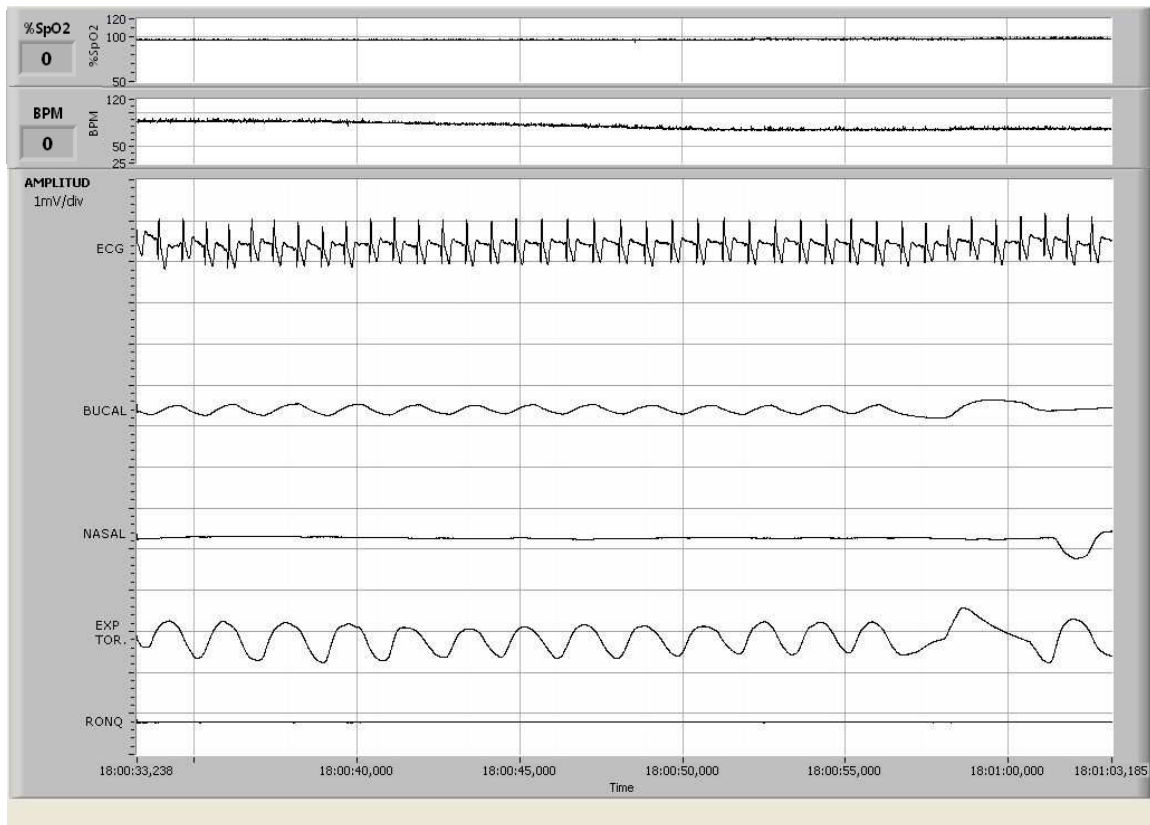


Figura 107. Gráfica almacenada por el software de visualización.

Capítulo 6

Fuente de alimentación

6.1. Introducción

La fuente de alimentación es una de las partes más importantes en cualquier sistema electrónico ya que es la que suministra energía y permite el funcionamiento de todos los dispositivos. Hablando a grandes rasgos, existen dos topologías de fuentes de alimentación, las lineales y las conmutadas. Su aplicación depende de los requerimientos del sistema. En general, la mayoría de estas fuentes utilizan la red eléctrica para el suministro de energía. Por medio de circuitos eléctricos y electrónicos la señal de la red es acondicionada para convertir la corriente alterna a corriente continua que es con la que funcionan todos los instrumentos electrónicos, es importante además considerar la potencia que consumirá la carga para de esta manera tener una fuente de alimentación con potencia suficiente para el buen funcionamiento del sistema.

Muchos de los sistemas electrónicos tienen la característica de ser móviles, por lo que no pueden obtener energía directamente de la red eléctrica, se tienen por ejemplo a los automóviles, computadoras portátiles, celulares, reproductores de audio y video, entre otros, los cuales utilizan baterías. En estos dispositivos es donde se almacena cierta cantidad de energía que permitirá su funcionamiento por determinado tiempo.

Acorde con las necesidades de la aplicación, el suministro principal de energía eléctrica puede ser por medio de la red eléctrica, por baterías o por medio de energías alternas, tales como solar, eólica y otras. Este hecho también está ligado al tipo de circuitos electrónicos que se emplean, de tal forma que permitan acondicionar el voltaje y la potencia necesaria para el sistema que van a alimentar, estos circuitos, entre otras cosas se encargan de convertir y acondicionar un voltaje en otro, esto quiere decir que fijan niveles de voltaje adecuados, además de que manejan la potencia necesaria para el buen funcionamiento de todo el sistema.

Los requerimientos de funcionalidad de algunos instrumentos electrónicos, obligan a la elección de determinada fuente de alimentación con características

específicas, de esta manera se puede optar por una fuente lineal que es de bajo costo y diseño simple, pero sacrificando eficiencia y tamaño, o una fuente de tipo conmutada que tiene mejor eficiencia y menor tamaño pero con la inconveniencia de la complejidad, mayor costo y alto ruido generado por la conmutación. Se puede también elegir una fuente a base de baterías, para que el equipo sea aún más portable y seguro frente a descargas eléctricas, sin embargo, el reemplazo ó recarga de estas puede resultar algo incómodo y costoso.

6.2. Requerimientos de la fuente de alimentación del sistema propuesto

Los circuitos electrónicos utilizados en el diseño del sistema simplificado para estudios del sueño, requieren del suministro de energía a distintos niveles de voltaje y a determinada potencia para el funcionamiento del sistema en por lo menos ocho horas continuas.

La tabla 24 muestra las características principales de la fuente de alimentación necesaria, las cuales fueron obtenidas de acuerdo a las especificaciones de los circuitos electrónicos utilizados.

Sistema simplificado para estudio del sueño	
Potencia total	0.5 Watts
Voltaje para etapa digital	5V DC
Voltaje para etapa de acondicionamiento analógico	±5V DC
Voltaje para ChipOx	3.3 V DC
Voltaje para acondicionamiento del ChipOx	≥7 V DC

Tabla 24. Características necesarias para fuente de alimentación.

La elección del tipo de fuente de alimentación que requiere el sistema presentado en este trabajo, está muy ligada a la característica de portabilidad que se necesita, es por esto que se consideró que la mejor opción es la utilización de baterías, además de un circuito electrónico de acondicionamiento que nos permita obtener

las características mencionadas en la tabla 24. Un elemento adicional que tiene este tipo de fuente seleccionada es que protegerá al paciente de posibles descargas eléctricas causadas por contacto con la red eléctrica, ya que esta fuente nunca tendrá conexión directa a la línea de suministro eléctrico, evitando así que alguna corriente se descargue a través del paciente.

6.3. Fuente de alimentación a base de baterías

Como ya se mencionó en el apartado anterior, el sistema presentado en este trabajo debe ser portátil, es por esto que para cumplir con esta característica se debe utilizar una fuente de alimentación que utilice baterías, por medio de una sola se obtiene la energía necesaria para este sistema.

Cuando se usan baterías el problema a resolver radica en conocer bien las características que debe tener la fuente, en cuanto a niveles de voltaje, polaridad y capacidad de energía, esto de acuerdo a los requerimientos del sistema que va a energizar.

Dado que una batería suministra un determinado voltaje de corriente directa, solo nos preocupamos por obtener los niveles de voltaje con la polaridad adecuada, mostrados en la tabla 24.

Los niveles de voltaje de 5 y 3.3 V necesarios para el sistema, fueron obtenidos a partir de reguladores de tensión conectados directamente a la batería, siendo esta la mejor opción considerando que se requiere una fuente de bajo costo y espacio reducido, ya que solo es necesaria la elección de un circuito integrado adecuado para esta función. El voltaje de 5 V con polaridad negativa y el voltaje necesario para el circuito de acondicionamiento del ChipOx que debe tener un nivel $\geq 7V$ fueron obtenidos a partir de un circuito integrado de bajo costo con matrícula MAX660 de National Instruments que será visto más adelante.

6.3.1. Elección de batería

En el mercado existe una gran variedad de baterías con distintas capacidades de energía, tamaños, calidad y costo. En la tabla 25 se muestran las características principales de tres diferentes tipos de baterías [38].

Característica	Ni-cd	Ni-mh	Li-ion
Densidad de energía (Wh/kg)	45-80	60-120	150-190
Ciclo de vida	1500	300-500	300-500
Tiempo de carga rápida	1 h	2 a 4 h	1.5 a 3h
Tolerancia a la sobrecarga	moderada	baja	baja
Celdas de voltaje	1.2 V	1.2 V	3.7 V
Toxicidad	alta	relativamente baja	baja

Tabla 25. Características principales de baterías tipo, níquel-cadmio níquel-metal-hidruro y litio-ion.

Como podemos observar en la tabla 25 las baterías de li-ion tienen una mayor capacidad de energía, lo que en la actualidad las ha hecho más populares en dispositivos portátiles, ya que se puede tener una alta cantidad de energía almacenada en un espacio pequeño. Tomando en cuenta las características antes mencionadas decidimos utilizar una batería de li-ion que nos permitirá tener la energía necesaria para que nuestro instrumento pueda trabajar por largos periodos de tiempo, en un tamaño compacto.

El nivel de voltaje de cualquier batería va disminuyendo conforme transcurre el tiempo con cierta demanda de energía, en nuestro caso estimamos un consumo aproximado de 100 mA a 5V de DC. Tomando en cuenta que nuestro dispositivo debe trabajar al menos por 8 horas continuas con un voltaje no menor a 5 V, debemos elegir una batería que nos proporcione un voltaje mayor a 5 V durante el tiempo de operación. Si realizamos un cálculo del tiempo de operación y la cantidad de corriente demandada por el circuito tenemos:

$$\text{Energía requerida} = 100\text{mA} * 8\text{h} = 800\text{mAh}$$

Como habíamos mencionado anteriormente una batería no mantiene un voltaje constante con cierta demanda de energía, por lo que una batería con capacidad de 800mAh a 9V por ejemplo no nos asegura que mantendrá un voltaje por arriba de los 5V requeridos durante 8 horas continuas, por esta razón y de manera provisional elegimos la batería de polímero li-ion del fabricante YOKU con las características mencionadas en la tabla 26, que está muy por arriba de la capacidad calculada, pero que nos ofrece la oportunidad de realizar pruebas del funcionamiento del sistema durante la cantidad de horas mínimas requeridas.

Capacidad	4200 mAh
Voltaje nominal	7.4 V (dos celdas de energía)
Ciclo de vida	≥300 veces

Tabla 26. Características principales de la batería utilizada.

Como se ha mencionado antes, el voltaje de la batería disminuirá conforme transcurre el tiempo, por lo que adicionalmente se debe utilizar un circuito electrónico el cual permite tener niveles de voltaje fijos durante el tiempo de operación del sistema a pesar de que el voltaje en la batería este variando. En el mercado existen circuitos integrados que funcionan como reguladores de voltaje, manteniendo niveles constantes, aun habiendo variaciones en la entrada.

6.3.2. Reguladores de voltaje

Los reguladores de voltaje tienen como función proporcionar niveles de tensión estables para alimentar circuitos electrónicos a partir de una fuente de energía con voltaje variante, la variación se puede dar debido a fluctuaciones en la carga o también a condiciones no deseadas de la propia fuente de energía.

Existen gran cantidad de circuitos integrados reguladores de tensión, los más comunes son los denominados reguladores de tensión fija "tri-terminal", la figura 108 muestra una representación típica de estos [19]. En forma general un circuito regulador contiene internamente una referencia de tensión, un amplificador-comparador de error y dispositivos de control y protección utilizando una cantidad mínima de componentes externos.

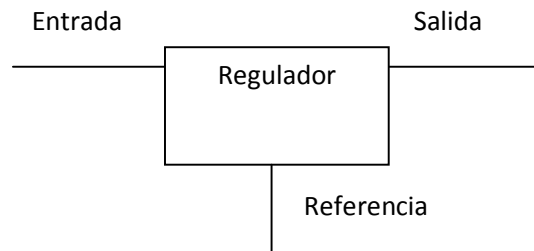


Figura 108. Regulador de tensión de tres terminales.

En los circuitos integrados mencionados, la terminal de referencia comúnmente va conectada a tierra, la entrada recibe el voltaje que queremos regular y a la salida obtenemos el voltaje regulado; en los pines de entrada y salida se colocan capacitores que estabilizan el voltaje y que permiten el funcionamiento adecuado del circuito, estos regularmente tienen valores en el rango de los μF . En las hojas de especificaciones de cada circuito integrado se encuentran los requerimientos de los componentes externos, así como las características del regulador de tensión (ver apéndice D).

Algunas de las características más importantes al momento de elegir un regulador de tensión son las siguientes:

- Regulación de línea. Es una medida de la capacidad del circuito para mantener el nivel de voltaje de salida bajo variaciones de la entrada.
- Regulación de carga. Es una medida de la capacidad del circuito para mantener el nivel de voltaje a la salida bajo variaciones de la carga.
- Tensión de referencia. Voltaje de referencia del regulador para el ajuste del voltaje de salida.
- Corriente de salida máxima. Es la corriente máxima de salida que puede proporcionar el regulador.
- Voltaje de caída (Dropout). Es la mínima diferencia de voltaje entre la salida y la entrada que permite un funcionamiento óptimo del regulador, es por esta razón que el voltaje de entrada siempre debe ser mayor que el nivel de voltaje que deseamos a la salida.

Como se mencionó anteriormente, el voltaje de la batería estará cayendo conforme transcurre el tiempo por lo que se debe aprovechar al máximo el nivel de voltaje que tenga antes de que empiece a caer y rebase un nivel no deseado. Un nivel por debajo de los 5 V es inservible ya que se necesita un voltaje mayor, de por al menos el voltaje de caída del regulador de tensión elegido para obtener a la salida el voltaje deseado. Por esta razón, la elección de los reguladores se restringe a aquellos que tengan la característica de bajo voltaje de caída, pero que además tengan un consumo de corriente de reposo bajo.

6.3.2.1. Regulador de voltaje L4941

El regulador de voltaje L4941 es un circuito integrado del fabricante ST Microelectronics, de bajo voltaje de caída, bajo consumo de corriente, protección contra polaridad invertida y que es recomendado para aplicaciones alimentadas con baterías.

Las características más importantes del circuito integrado son mostradas en la tabla 27. El conjunto de características del L4941, su bajo costo y su encapsulado para montaje superficial, fueron las razones principales por las que se eligió este circuito.

Parámetro	Valor típico
Voltaje de salida	5 V
Voltaje máximo de entrada	16 V
Corriente máxima de salida	1 A
Consumo de corriente	6 mA
Voltaje de caída	250 mV

Tabla 27. Características principales del L4941.

Para su correcto funcionamiento las hojas de especificaciones [30] indican que debemos utilizar un capacitor de 0.1 μ F a la entrada y un capacitor de 22 μ F a la salida, en la figura 109 se muestra el diagrama esquemático para la utilización de este circuito integrado.

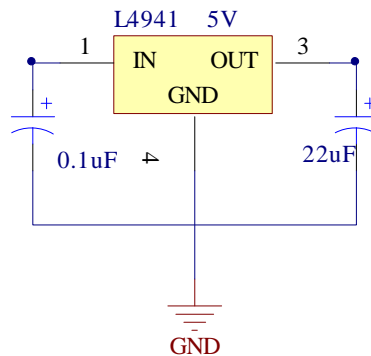


Figura 109. Diagrama esquemático de la conexión del regulador L4941.

Utilizando este regulador, se obtuvo un valor fijo de 4.9 V con el que se alimentó la etapa de acondicionamiento analógico y la etapa digital del sistema; el bajo voltaje de caída permitió aprovechar el nivel de voltaje de la batería hasta un valor mínimo de 5.45 V, sin límite en la corriente de salida dado que el circuito de carga solo demanda 100mA como máximo.

6.3.2.2. Regulador de voltaje LM1117

El regulador de voltaje LM1117 es un C.I. del fabricante National Instruments, de bajo voltaje de caída y bajo consumo de corriente de reposo, el cual es recomendado para aplicaciones de instrumentación alimentadas por baterías.

Las características más importantes del circuito integrado son mostradas en la tabla 28. El conjunto de características del LM1117, su bajo costo y encapsulado para montaje superficial, fueron las razones principales por las que lo elegimos.

Parámetro	Valor típico
Voltaje de salida	3.3 V
Voltaje máximo de entrada	20 V
Corriente máxima de salida	800 mA
Consumo de corriente	5 mA
Voltaje de caída	900 mV

Figura 28. Características principales del LM1117.

En las hojas de especificaciones [39] se recomienda utilizar un capacitor de $10\ \mu\text{F}$ a la entrada y un capacitor de $22\ \mu\text{F}$ como mínimo en la salida (ver apéndice D), pero se observó que incrementando este valor de capacitancia se obtiene una mejor estabilidad, es por esto que se eligió utilizar uno de $100\ \mu\text{F}$, la conexión final del regulador se puede ver en la figura 110 donde se muestra el diagrama esquemático del regulador de $3.3\ \text{V}$.

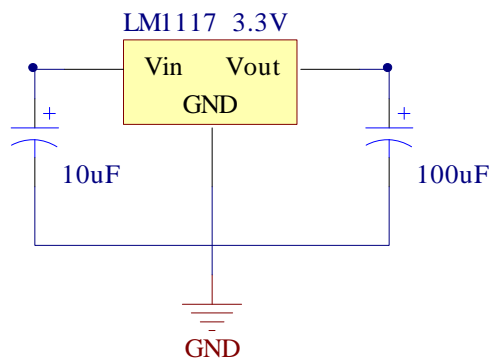


Figura 110. Diagrama esquemático de la conexión del regulador LM1117.

Este regulador entrega a la salida un voltaje fijo de $3.3\ \text{V}$ con una entrada de voltaje mínima de $4.2\ \text{V}$ adecuada para nuestro diseño. Esta salida de voltaje regulada nos permitió alimentar al ChipOx.

6.3.3. Circuito integrado MAX660

Como se vio en el apartado anterior, los voltajes de $5\ \text{V}$ y $3.3\ \text{V}$ fueron obtenidos a partir de reguladores de voltaje, los cuales son alimentados directamente de la batería, además, se pudo ver que el voltaje mínimo de entrada para que operen correctamente los reguladores es de $4.2\ \text{V}$ y $5.45\ \text{V}$ respectivamente. Un problema adicional se presentó en el diseño al tratar de suministrar el voltaje de $-5\ \text{V}$, el cual es utilizado en la etapa de acondicionamiento analógico concretamente en los amplificadores operacionales, también se requirió solucionar el problema de suministro de voltaje de $7\ \text{V}$ utilizado en la etapa de acondicionamiento del ChipOx, puesto que no se tenía la posibilidad de utilizar simples reguladores de tensión debido a que la batería no proporciona voltaje negativo, por otro lado el voltaje de

7 V está muy cercano al voltaje nominal de la batería por lo que no fue posible usar reguladores convencionales como los tratados previamente. Por estas razones surgió la necesidad de encontrar una alternativa que permitiera obtener los niveles de voltaje requeridos a partir de un voltaje de 5 V para aprovechar al máximo la batería.

El circuito integrado max660 del fabricante National Instruments es un convertidor de voltaje conmutado, el cual permite invertir voltajes positivos en el rango de 1.5 a 5.5 V a su correspondiente voltaje negativo, además puede ser utilizado como doblador de voltaje. Adicionalmente, este es recomendado para sistemas alimentados por baterías.

El max660 contiene cuatro conmutadores CMOS los cuales están funcionando en cierta secuencia para invertir el voltaje de entrada. La transferencia y almacenamiento de energía son proporcionados por capacitores externos. Para utilizar la función de doblador de voltaje adicionalmente se agregan dos diodos y una configuración sugerida por el fabricante para lograr esta función. Las características más importantes de este circuito integrado son mostradas en la tabla 29.

Parámetro	Valor típico
Voltaje de entrada	1.5 V a 5.5 V
Corriente máxima de salida	100 mA
Consumo de corriente	120 μ A
Eficiencia	94% a 50 mA

Tabla 29. Características principales del MAX660.

Para un voltaje de 5V el cual es proporcionado por el regulador L4941, en el max660 se obtuvieron los voltajes de -4.9 y 9.4 V en diferentes terminales del circuito integrado, resultado que para esta aplicación es adecuado ya que los amplificadores operacionales y el circuito de acondicionamiento del ChipOx tienen amplio rango de funcionamiento. En la figura 111 se puede ver el diagrama esquemático de este circuito, el cual es una aplicación recomendada por el

fabricante para obtener un inversor y doblador de voltaje con un único max660 [40].

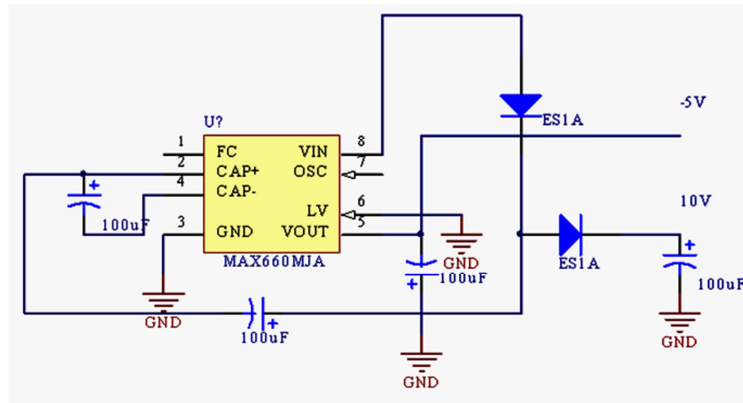


Figura 111. Diagrama esquemático del circuito inversor y doblador de voltaje.

Las hojas de especificaciones recomiendan la utilización de capacitores de 100 μF y diodos de conmutación rápida, en este caso se eligieron los diodos ultrarrápidos de montaje superficial ES1A del fabricante FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, con los que se logró una buena respuesta.

6.3.4. Circuito de protección contra inversión de polaridad

Debido a que la batería se debe recargar constantemente y por lo mismo, es necesario retirarla del sistema para recargarla de manera externa, es indispensable proteger la electrónica contra situaciones que provoquen una inversión accidental de polaridad al momento de colocar la batería, para esto se utilizó el circuito mostrado en la figura 112.

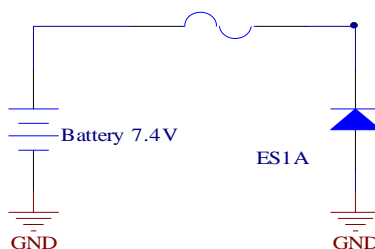


Figura 112. Diagrama esquemático del circuito protección contra inversión de polaridad.

Al analizar el circuito anterior se puede ver que mientras la batería esté puesta correctamente el diodo ES1A estará en inversa con lo que no habrá conducción a través de él y la corriente fluirá al circuito, en cambio cuando la batería es invertida el diodo entra en conducción provocando un corto circuito que cortará la alimentación por medio del fusible, protegiendo así el resto del circuito.

Tanto el fusible como el diodo son de alta velocidad por lo que entran en funcionamiento inmediatamente previniendo posibles daños en el sistema.

6.3.5. Circuito completo de la fuente de alimentación

Un diagrama completo de la fuente de alimentación es mostrado en la figura 113, en esta imagen se pueden ver todos los circuitos explicados anteriormente y la magnitud de los voltajes de salida sin carga.

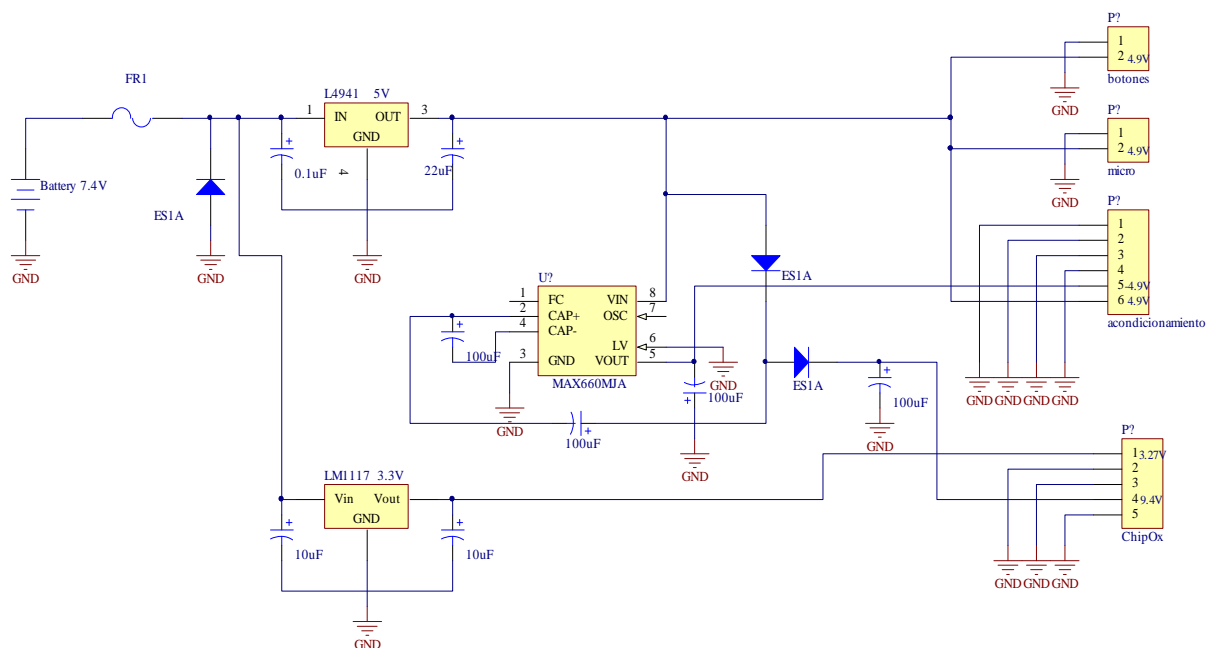


Figura 113. Diagrama esquemático completo de la fuente de alimentación.

Como se puede ver en la figura 113, los reguladores de 3.3 y 5 V son alimentados directamente con el voltaje de la batería, entregando a la salida voltajes constantes a pesar de la caída de voltaje en esta. Como ya se mencionó, el voltaje crítico mínimo para garantizar la operación adecuada de los reguladores es de 5.4 para el L4941, a partir de este momento es cuando será necesario recargar la batería nuevamente, de esta forma se podrá operar el sistema de manera confiable. Por otro lado el max660 es alimentado por el regulador de L4941 para de esta manera garantizar un voltaje negativo cercano a los -5 V y uno positivo cercano a los 10 V. Se tuvo especial cuidado en establecer todas las terminales de tierra necesarias para todas las etapas del sistema, de esta manera se redujo el ruido de manera considerable.

Todos los elementos utilizados en el circuito son de montaje superficial lo que permitió reducir el tamaño y conservar la característica de portabilidad de todo el sistema, además se puso especial atención en la selección del tipo de componentes, de tal manera que fueran de bajo consumo de potencia para así aprovechar de mejor manera la carga de la batería. Una imagen del circuito impreso diseñado puede ser consultada en el apéndice C.

Capítulo 7

Resultados y conclusiones

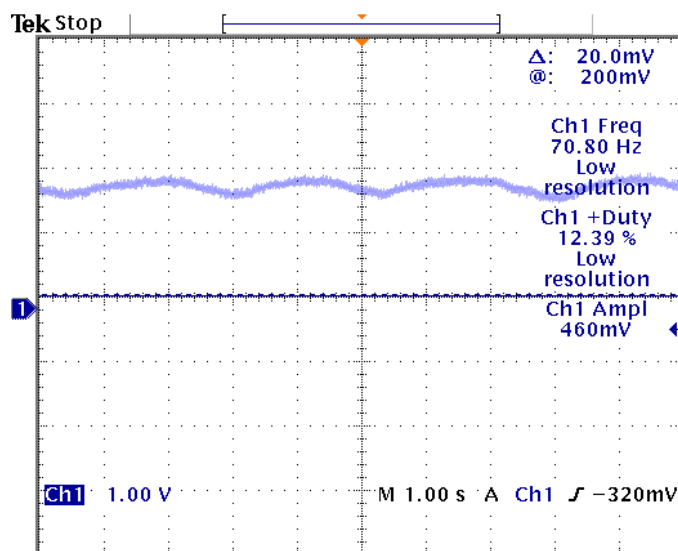
7.1. Pruebas y resultados

El proyecto presentado en este trabajo como se ha mencionado anteriormente tiene como objetivo servir como herramienta en clínicas del sueño para el diagnóstico de los trastornos del sueño, concretamente en aquellos del tipo respiratorio que pueden ser estudiados con sistemas simplificados.

Durante el diseño del sistema fue necesario realizar varias pruebas a las distintas etapas con el fin de conocer el comportamiento del sistema.

7.1.1. Etapa de acondicionamiento analógico

La principal función de esta etapa es amplificar, filtrar y adecuar las señales provenientes de los sensores para su posterior conversión A/D. Una vez realizado el diseño de esta etapa, se obtuvieron los siguientes resultados que podemos observar en las figuras de la 114 a 118, las cuales fueron obtenidas por medio de un osciloscopio digital tektronix.



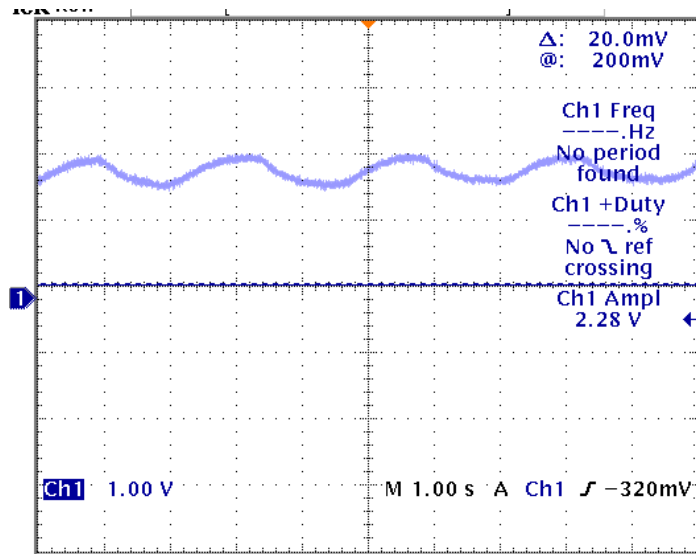


Figura 115. Señal de frecuencia respiratoria nasal acondicionada y tomada a la entrada del ADC.

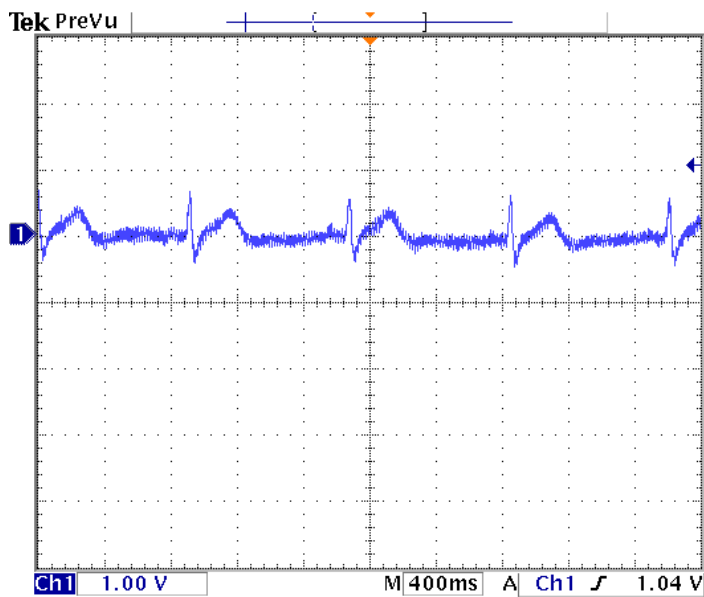


Figura 116. Señal de ECG acondicionada y tomada antes de ser digitalizada.

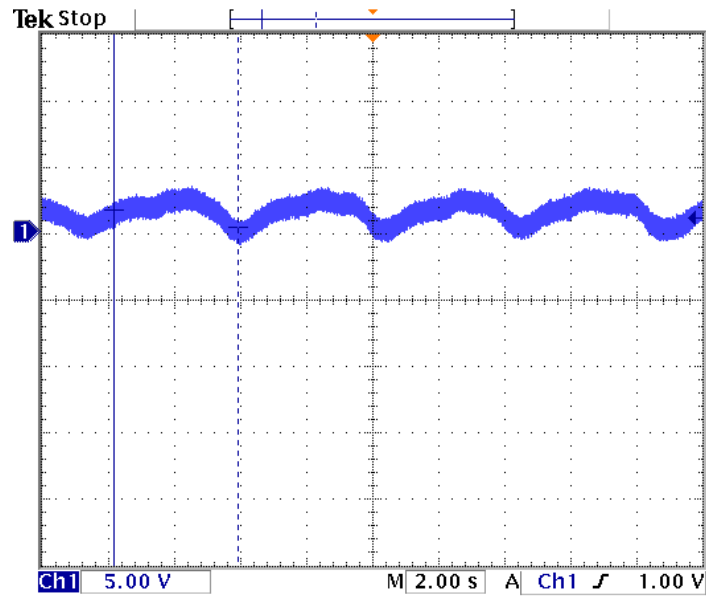


Figura 117. Señal de expansión torácica acondicionada y tomada antes de ser digitalizada.

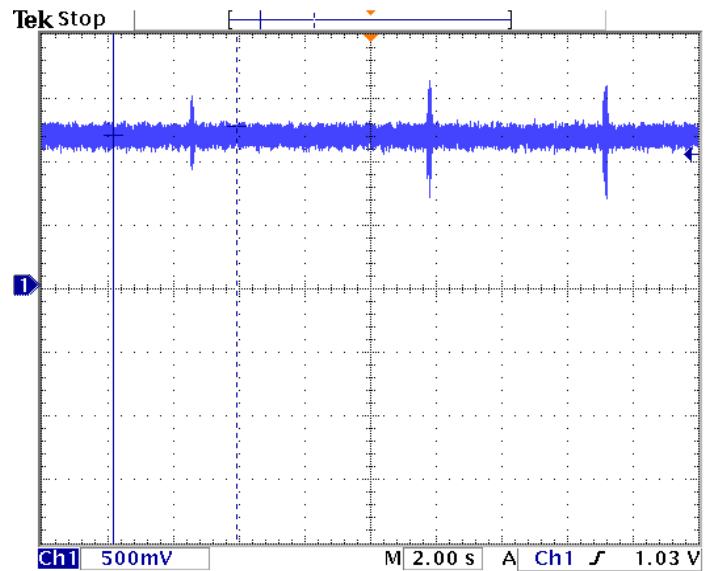


Figura 118. Señal de ronquido acondicionada y tomada antes de entrar al PIC.

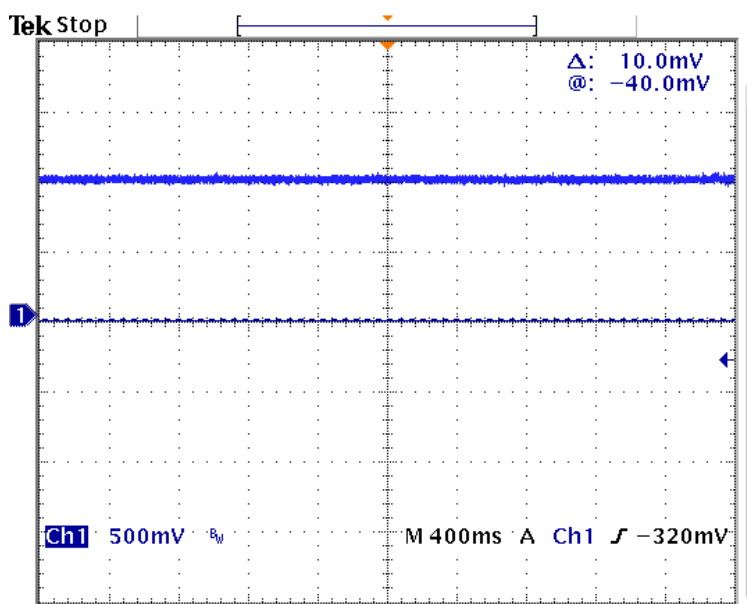


Figura 119. Señal SpO_2 demultiplexada y tomada a la salida del pin 14 del Demux SMP08.

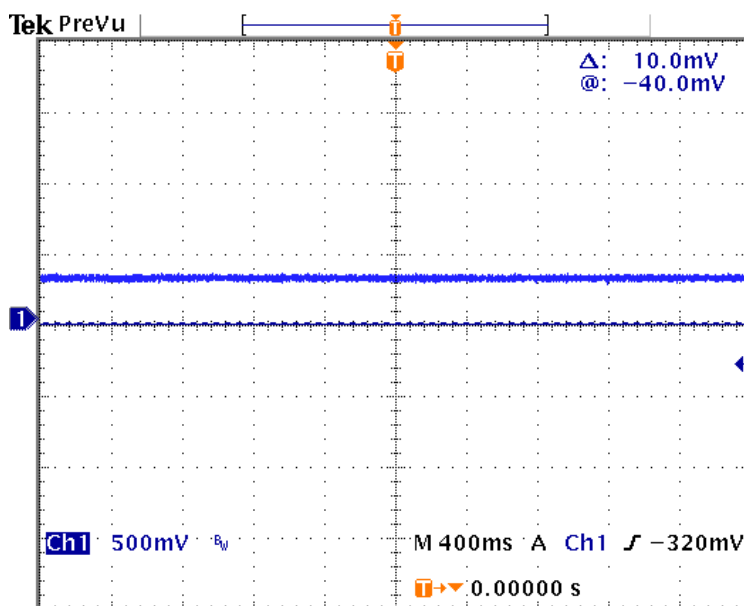


Figura 120. Señal de frecuencia cardiaca demultiplexada y tomada a la salida del pin 15 del Demux SMP08.

Como se puede ver en las figuras de la 114 a 118, las señales de ECG, frecuencia respiratoria nasal y bucal, ronquido y expansión torácica tienen amplitudes no mayores a los 5 V positivos, esta característica es obligada ya que el microcontrolador encargado de la conversión A/D tiene un rango de voltaje de entrada de 0 a 5 V. También se puede ver que a pesar de que el ruido en estas señales no fue eliminado por completo, si se logró atenuarlo, con lo que se obtuvieron señales con las formas de onda típicas encontradas en la literatura. Debemos tomar en cuenta que los filtros utilizados fueron de 1º y 2º orden por lo que el resultado obtenido es aceptable; una segunda etapa de filtrado se realizó por software con lo que se obtuvieron señales libres de ruido.

Las figuras 119 y 120 muestran las señales provenientes del ChipOx, las cuales fueron obtenidas por medio de un proceso de demultiplexaje, se puede ver que son señales de DC proporcionales a un valor de SpO_2 y frecuencia cardiaca; para obtener el valor real de cada una de ellas fue necesario realizar un tratamiento algebraico, el cual se llevó a cabo por medio de software, lo que nos proporcionó valores entre 0 y 100% de SpO_2 y entre 0 y 300 BPM.

7.1.2. Almacenamiento digital de las señales

Una vez realizado el acondicionamiento analógico de las señales como ya se mencionó en capítulos anteriores, la siguiente etapa fue realizar la conversión A/D, necesaria para poder almacenar las señales en una memoria USB. La figura 121 muestra un archivo de texto en el cual podemos observar los canales de interés almacenados en forma de lista.

Archivo	Edición	Formato	Ver	Ayuda	
1943	2373	2109	2290	2133	0942
1918	2368	2055	2290	2211	0263
1943	2416	2050	2290	2153	0942
1962	2421	2104	2294	2124	0263
1933	2377	2094	2290	2211	0937
1914	2373	2036	2285	2265	0263
1948	2416	2055	2299	2192	0947
1958	2407	2104	2299	2182	0263
1933	2368	2075	2304	2270	0937
1918	2373	2026	2290	2294	0263
1953	2426	2055	2290	2231	0937
1958	2407	2104	2304	2221	0263
1923	2358	2060	2285	2304	0942
1918	2387	2006	2304	2299	0268
1958	2441	2070	2275	2226	0937
1948	2387	2084	2290	2226	0263
1918	2358	2036	2299	2275	0937
1928	2397	2006	2290	2250	0263
1953	2426	2055	2290	2158	0942
1948	2373	2075	2290	2172	0263
1918	2358	2016	2290	2226	0942
1938	2412	2006	2294	2143	0263
1962	2426	2055	2294	2055	0942
1948	2387	2060	2290	2075	0263
1918	2358	2001	2275	2114	0942
1938	2412	1997	2290	2016	0263
1958	2421	2055	2275	1948	0942
1953	2382	2045	2290	1982	0263
1914	2382	1987	2290	2001	0937
1953	2416	1997	2299	1909	0263
1962	2416	2055	2299	1860	0942
1928	2368	2026	2290	1918	0263
1918	2373	1977	2290	1928	0942
1953	2441	2011	2290	1850	0263
1958	2407	2045	2290	1816	0947

Figura 121. Ejemplo de las señales de interés almacenadas en un archivo de texto.

Durante las pruebas realizadas, la velocidad de almacenamiento de señales alcanzada fue de 1395 datos/segundo, lo cual se midió con un cronómetro. En las pruebas realizadas se configuró un estudio de 8 horas, obteniendo un registro continuo por 8 horas con 4 minutos (debido a que se estimó la cantidad de datos correspondiente a 8 horas mediante el cálculo previamente visto en el apartado 4.5.3.3.), generando un archivo de texto de 235.512 MB almacenado en una memoria USB. Para las pruebas se utilizó una memoria Kingston de 2GB, cabe mencionar que el sistema desarrollado funciona con memorias de tipo USB 2.0 de hasta 2GB formateadas en FAT32 con un tamaño máximo de cluster de 512 bytes.

7.1.3. Fuente de alimentación

La fuente desarrollada funciona con una batería de li-ion, con la cual fueron realizadas pruebas por 8 horas continuas, entregando los voltajes mostrados en la tabla 30 a la salida de los reguladores.

Sistema simplificado para estudio del sueño	
Voltaje para etapa digital	4.95V DC
Voltaje para etapa de acondicionamiento analógico	+4.95 V y -4.89 V DC
Voltaje para ChipOx	3.27 V DC
Voltaje para acondicionamiento del ChipOx	8.83 V DC

Tabla 30. Voltajes proporcionados por la fuente de voltaje.

En la tabla 30 se puede observar que los voltajes no son exactos a los valores calculados y necesarios por el sistema que fueron planteados en el capítulo 6, pero son lo suficientemente cercanos para el buen funcionamiento de la circuitería; esto se pudo comprobar en las pruebas ya que el sistema funcionó de manera adecuada.

Como se mencionó en el capítulo 6, la batería no conserva el voltaje nominal durante todo el tiempo de operación, por lo que es de gran importancia conocer el comportamiento de esta durante el tiempo de operación. Al realizar la prueba de 8 horas continuas se obtuvieron los siguientes resultados mostrados en la tabla 31.

Voltaje inicial de la batería	8.22 V
Voltaje final de la batería	7.33 V

Tabla 31. Comportamiento de la batería con carga, al inicio y fin de la prueba.

Se puede observar en la tabla 31 que el voltaje de la batería al final de la prueba continúa estando por arriba de los 5.4 V mínimos necesarios, esto considerando el voltaje de caída de los reguladores para el buen funcionamiento de la fuente y por consiguiente del sistema. El voltaje inicial de la batería difiere de los 7.4 V que indica tener, esto ya que los 7.4 V son de voltaje nominal donde por mayor tiempo se mantiene el voltaje de la batería y los 8.22 V fueron medidos una vez que la batería fue cargada completamente.

7.1.4. Comportamiento total del sistema desarrollado

Este trabajo culminó con la realización de un prototipo mostrado en la figura 122, con el cual se realizaron varias pruebas de aproximadamente 8 horas, de manera continua.



Figura 122. Prototipo desarrollado del sistema simplificado para estudios del sueño.

Como se mencionó anteriormente, las pruebas fueron realizadas con una memoria USB de la marca Kingston de 2 GB, una batería de Li-ion, y sensores especiales para cada una de las señales de interés, el montaje de todo el equipo listo para la realización de la prueba es mostrado en la figura 123.



Figura 123. Montaje del sistema para prueba de funcionamiento.

El resultado obtenido del funcionamiento de todo el sistema es mostrado en la figura 124, donde se puede ver la pantalla del software desarrollado para la visualización de las señales, en el cual se encuentran todas las señales de interés mostradas de manera amigable al usuario.

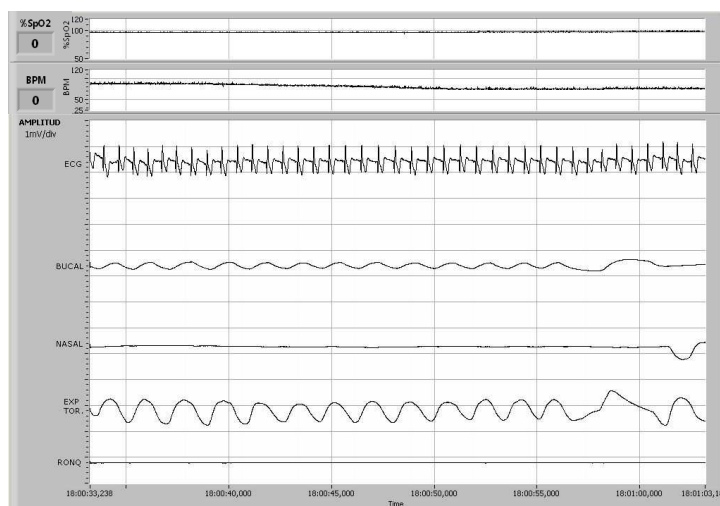


Figura 124. Interfaz gráfica con las señales de interés.

En la figura 124 se puede ver que las señales se presentan más limpias de ruido, en comparación con las señales analógicas de las figuras 114 a 120, esto fue logrado por medio de filtros digitales los cuales fueron mencionados en el capítulo 5. Las señales desplegadas por el software, permitirán al especialista realizar un diagnóstico de la calidad del sueño del paciente, objetivo principal del sistema.

Durante el montaje del sistema, se tuvieron algunos problemas causados por el mal funcionamiento del sensor de frecuencia respiratoria bucal y nasal, el cual provocaba que el microcontrolador no funcionara de manera adecuada, suspendiendo el almacenamiento de las señales, una vez encontrado el problema, se reparó el daño del sensor corrigiendo la anomalía. Algunos otros problemas fueron causados por el chasis provisional utilizado, ya que el espacio está reducido y se presentaron momentos donde las tarjetas tenían falsos contactos, una vez encontrados los problemas fueron corregidos, esto permitió realizar la prueba por 8 horas continuas de manera satisfactoria.

7.2. Manejo del software de visualización

El prototipo desarrollado se encargará de almacenar las señales de interés en la memoria USB, una vez realizado esto, el especialista debe introducir esta memoria en alguna computadora que cuente con el software de visualización para realizar el análisis de la prueba.

Una pantalla como la mostrada en figura 125 es desplegada una vez que se haya abierto el programa.

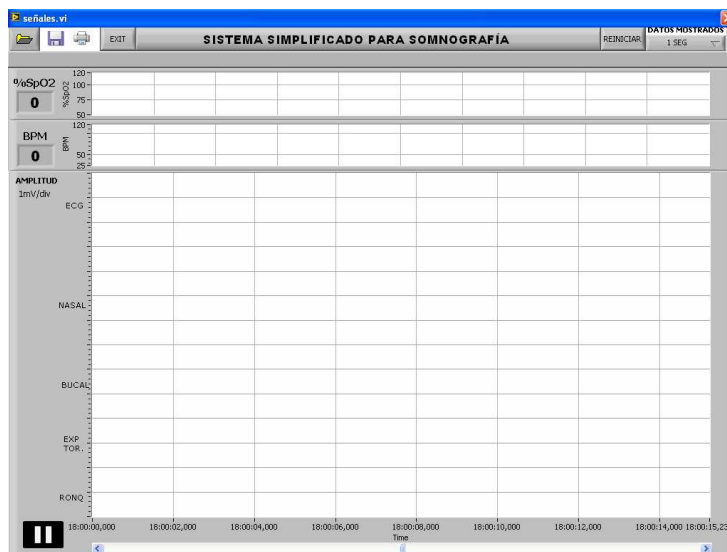


Figura 125. Pantalla de inicio del programa de visualización.

Como cualquier otro programa el siguiente paso es elegir el archivo que se requiere visualizar por medio del botón en forma de folder ubicado en la parte superior izquierda, el cual se puede ver en la figura 126.



Figura 126. Botón para abrir archivo.

Una vez presionado el botón para abrir archivo, una ventana como la de la figura 127 es desplegada, en la cual se puede buscar y elegir el archivo que se desea abrir.

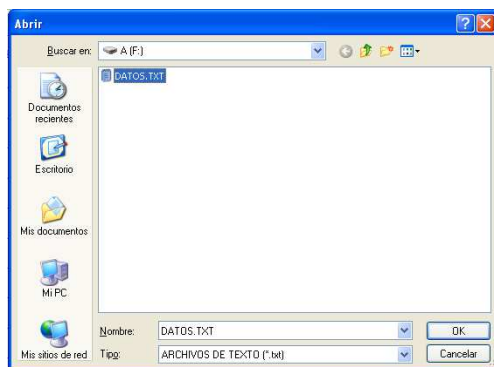


Figura 127. Ventana para búsqueda de archivo.

Al elegir el archivo, automáticamente se grafican las señales con corrimiento en el tiempo. En la figura 128 se puede ver la pantalla de reproducción.

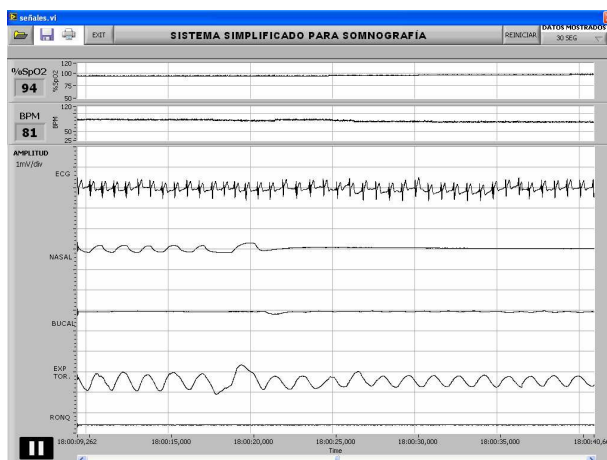


Figura 128. Pantalla con las señales graficadas.

Una función importante es un botón mostrado en la figura 129, con el cual se puede detener o reanudar la reproducción de las señales.



Figura 129. Botón para la reproducción y pausa de las señales.

A pesar de que las señales se reproducen automáticamente, el programa cuenta con una barra scroll con la que el especialista se puede desplazar a través del tiempo por las señales, esto se puede ver en la figura 130.

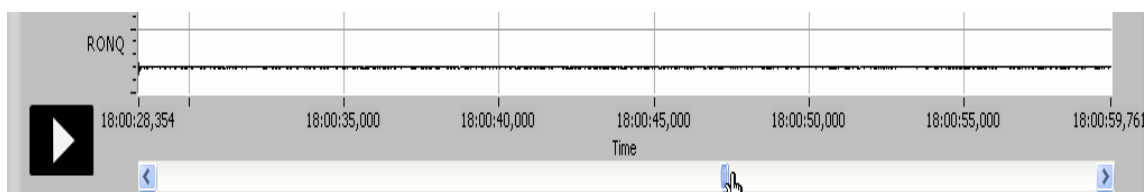


Figura 130. Desplazamiento manual por medio de la barra scroll.

Por medio del botón de reproducción y la barra scroll, el usuario puede ubicarse en cualquier punto en el tiempo de la prueba y obtener visualmente las señales correspondientes a ese momento, esta característica es muy importante ya que de esta manera el especialista puede realizar un análisis riguroso en todos los datos del archivo.

La cantidad de datos desplegados en pantalla se controla por medio del botón mostrado en la figura 131 ubicado en la parte superior derecha, con este botón se puede elegir el tiempo de datos mostrados en pantalla, ya sean 1, 5, 10 y 30 segundos, o 1, 3 y 5 minutos, esto es importante ya que muchas veces el especialista necesita analizar intervalos grandes de datos, para ver ciertos comportamientos, o pequeños intervalos para observar ciertas características de las ondas.

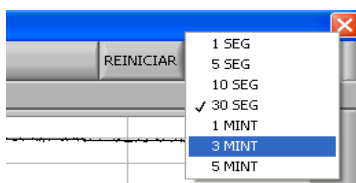


Figura 131. Elección del tiempo de datos mostrado.

En la figura 131, también se observa el botón REINICIAR, con este se puede regresar al tiempo inicial de las señales, de esta manera se puede regresar al inicio del registro de manera rápida.

Por último fueron agregados dos botones, para imprimir o guardar la imagen mostrada en pantalla (ver figura 132), de esta manera el especialista podrá conservar las señales de un intervalo de tiempo; esto puede ser útil cuando la pantalla muestra eventos extraños o muy importantes para el estudio que se esté realizando.



Figura 132. Botones para almacenamiento e impresión.

7.3. Conclusiones

Dado que el objetivo principal de este trabajo fue realizar un equipo portátil que permitiera realizar estudios simplificados del sueño, almacenando las señales de interés en una memoria USB para después desplegarlas por medio de un software, se obtuvo un prototipo con las características mencionadas que pretende ser una opción viable ante las necesidades de la población de este país con algún trastorno del sueño de tipo cardiorrespiratorio.

Una vez realizado el diseño de todas las etapas necesarias para el sistema, se logró el prototipo (ver figura 122) el cual fue probado por 8 horas continuas respondiendo de manera adecuada, con respecto a las pruebas que se realizaron y que son mencionadas en los subcapítulos anteriores, se cumplieron las especificaciones originales de diseño, manteniendo la característica de portabilidad y bajo costo. Las características más importantes del sistema son mostradas en la tabla 31.

Canales	SpO2, BPM, ECG, frecuencia respiratoria bucal y nasal, expansión torácica y ronquido.
Frecuencia de muestreo	232 Hz
Alimentación	Batería de 7.4 V de li-ion
Tiempo de operación máximo	Hasta 8 horas.
Consumo de corriente	Aproximadamente 100mA
Tipo de almacenamiento	Memoria flash USB
Peso sin batería	235 gramos
Dimensiones	151.3 mm x 43 mm x 78.1mm
Software de despliegue de información	Interfaz de visualización realizado en LabVIEW
Tamaño máximo de archivo para 8 hrs de registro	232.5 MB

Tabla 31. Características importantes del prototipo del sistema simplificado para estudios del sueño.

En la tabla 32 podemos ver una comparación de dos sistemas comerciales que sirven para realizar estudios simplificados del sueño.

	Sleep Trek 3 de Grass Technologies	Stardust II de Philips
Canales	SpO2, BPM, frecuencia respiratoria, RIP, ronquido, posición corporal.	Frecuencia respiratoria, SpO2, expansión torácica, posición corporal.
Frecuencia de muestreo	200 Hz	200 Hz y 80 Hz para oximetría
Tiempo de registro	12 horas	8.5 Horas
Batería	Litio 3.6 V	Litio 9 V
Peso	280 gramos	102 gramos
Dimensiones	158 mm x 25 mm x 89 mm	110 mm x 20 mm x 58 mm
Precio	\$ 56 000 aprox. [41]	\$ 45 000 aprox. [42]

Tabla 32. Características importantes de dos equipos portátiles para estudios del sueño simplificado.

Como podemos ver en la tabla 32, los equipos comerciales dedicados a realizar estudios simplificados del sueño no están estandarizados, por lo que varían en la cantidad de canales disponibles y el tiempo máximo de registro, esto debido a que

los especialistas en trastornos del sueño tienen diferentes necesidades y enfoques de las señales de interés en un estudio del sueño.

El prototipo desarrollado y presentado en este trabajo cuenta con los canales y tiempo máximo de registro sugeridos por un especialista en trastornos del sueño y como se puede ver es comparable con los equipos comerciales, aunque no igual, ya que este además, incluye el sensado de ECG, a diferencia de los equipos comerciales que no lo incorporan. Otro factor importante a considerar es que si bien los equipos comerciales son más pequeños y ligeros, tienen un costo muy elevado. Por otro lado, estos equipos solo están a la venta en el extranjero con lo que se eleva aun más su costo al considerar el mantenimiento de estos.

El prototipo desarrollado nos ofrece ventajas en cuanto al costo y cantidad de canales sin perder la característica de portabilidad, además de ser equipo nacional. Podemos decir a manera de conclusión que el equipo desarrollado puede competir con los equipos comerciales ya que ofrece características especiales a un costo bajo, el cual permitirá su utilización en clínicas del sueño.

En este momento el prototipo continúa en la etapa de prueba, pero se tiene como objetivo presentarlo a la clínica del sueño de la UNAM para que ellos de manera profesional lo puedan probar y en determinado momento lo puedan validar como dispositivo de uso médico. Hasta el momento, el prototipo ha entregado resultados favorables por lo que se puede decir que se cumplió el objetivo principal de esta tesis.

7.3.1. Mejoras probables

El prototipo desarrollado ha funcionado de manera adecuada, cumpliendo con las especificaciones de diseño, pero hay detalles que pueden ser mejorados en un futuro. El enfoque de mejora está dirigido a la fuente de alimentación ya que por el momento no fue la prioridad de este trabajo, por lo que es probable que se le realicen mejoras para obtener una mejor eficiencia, además sería útil incluir un cargador de batería eficiente dentro de la fuente de alimentación, ya que por el momento la carga se realiza de manera externa con un cargador provisional.

Otra parte importante es diseñar un gabinete adecuado y cómodo para la realización del estudio, ya que por ahora se utilizó un gabinete provisional que no es adecuado para la aplicación, por lo que fue necesario una adaptación.

En general el sistema ofrece características importantes y únicas con lo cual se pretende que sea de utilidad a los miembros de la sociedad mexicana que sufren de algún tipo de trastorno del sueño y se espera sea utilizado en un futuro próximo en la clínica del sueño de la UNAM.

Referencias y Bibliografía

Referencias

- [1] "Treinta y cuatro millones de mexicanos sufren trastornos del sueño", extraído en: 26-Agosto-2011 de: <http://www.salud.com/salud-en-general/treinta-y-cuatro-millones-mexicanos-sufren-trastornos-del-sueno.asp>
- [2] "Los estudios de sueño domiciliarios reducen las listas de espera" extraído en: 30-Agosto-2011 de: <http://salud.ideal.es/oximesa/723-los-estudios-de-sueno-domiciliarios-reducen-las-listas-de-espera.html>
- [3] "Sistemas de adquisición de datos", extraído en: 19-Agosto-2011 de: www.sapiensman.com/control_automatico/control_automatico7.htm
- [4] Saravia, E., "Sistema autónomo de adquisición de datos portátil", 2004, extraído en: 22-agosto-2011 de: www.3.fi.mdp.edu.ar/electronica/articulos/
- [5] Webster, J., "Médical Instrumentation Applications and Design", 4th edition, United States of America: John Wiley & Sons, 2010.
- [6] "Catálogo de productos", extraído en: 5-noviembre-2011 de: http://www.protech.com/Downloads/Misc/Pdf/Pro-Tech_CatalogFINAL.pdf
- [7] Harsanyi, G., "Sensors in biomedical applications fundamentals, technology and applications", United States of America: CRC, 2000. [8] "Electrocardiograma", extraído en: 28-septiembre-2011 de: <http://med.javeriana.edu.co/fisiologia/nguias/ekgall.htm>
- [9] "Electrocardiografía", extraído en: 8-septiembre-2011 de: <http://www.electrocardiografia.es/>
- [10] "Frecuencia cardíaca", extraído en: 10-septiembre-2011 de: <http://www.frecuencia-cardiaca.com/>
- [11] Rodríguez, C., proyecto de fin de carrera, "Desarrollo de un sistema de adquisición, procesado y transmisión de Electrocardiogramas", Ingeniería Técnica en informática, Escuela Superior de Ciencias Experimentales y Tecnología, Universidad del Rey Juan Carlos, extraído en: 11-octubre-2011 de: http://dac.escet.urcj.es/PFC/cristina_rodriguez/FMem.html.
- [12] "Generación de la electricidad estática", extraído en: 10-septiembre-2011 de: <http://www.tochtli.fisica.uson.mx/electro/triboelectrica.htm>
- [13] "Estudios del sueño", Hospital general universitario, extraído en: 10-septiembre-2011 de: <http://www.universitygeneralhospital.com/Press/mediaKits/9729.SLB.Spanish.SleepStudy.pdf>

- [14] "Transductores", extraído en: 5-noviembre-2011 de: <http://www.grasstechnologies.com/products/transducers/transducers.html>
- [15] "Clínica del ronquido y apnea del sueño", extraído en: 12-noviembre-2011 de: <http://www.ronquido.mx/>
- [16] "Ronquido y síndrome de apneas obstructivas", extraído en: 12-noviembre-2011 de: http://www.saludalia.com/Saludalia/servlets/asisa/parseador/ps.jsp?x= doc_ronquido1
- [17] Santiago, A., trabajo de fin de carrera, "Sistema óptico autónomo para la medida de parámetros biomédicos", Ingeniería Técnica de Telecomunicaciones, especialidad Sistemas de Telecomunicación, extraído en: 23-noviembre-2011 de: <http://upcommons.upc.edu/pfc/bitstream/2099.1/9542/1/memoria.pdf>
- [18] "Oximetría de pulso", extraído en: 23-noviembre-2011 de: <http://www.portalbiomedico.com/equipamiento-biomedico/oximetro/oximetria-de-pulso-conceptos.html>
- [19] Ruíz, G., "Electrónica básica para ingenieros", 1ª edición, España: Universidad de Cantabria, 2001.
- [20] Franco, S., "Diseño con amplificadores operacionales y circuitos integrados analógicos", 3ª edición, México: Mc Graw Hill, 2002.
- [21] "Ritmo respiratorio", extraído en: 29-noviembre-2011 de: http://www.goodhealth.com/health_a_to_z/biblioteca_de_la_salud/problemas_de_salud/como_medir_el_ritmo_respiratorio_counting_respiration_rate
- [22] Coughlin, R. & Driscoll, F., "Amplificadores Operacionales Y Circuitos Integrados Lineales", México: Prentice-Hall Hispanoamericana, 1993.
- [23] "Filtro supresor de banda", extraído en: 11-noviembre-2011 de: <http://proton.ucting.udg.mx/~horacioh/Filtro%20supresor%20de%20banda.htm>
- [24] Escobar, L., "Laboratorio de DSPs", México: Facultad de ingeniería UNAM, 2002.
- [25] Oliveri, M., "Elementos de diseño de circuitos de Amplificación del ECG", XII Seminario de ingeniería biomédica, Facultades medicina de ingeniería, Universidad de la Republica, Montevideo: Uruguay, 2004.
- [26] "Manual de usuario de Módulo digital de oximetría ChipOx", extraído en: 2-septiembre-2011 de: <http://www.mtl-system.com/Products/Envitec/SPO2/chipox/47-07-00330002-g.pdf>

- [27] "Conversión analógica digital y digital analógica", extraído en: 28-octubre-2011 de: http://www.slideshare.net/elneko/conversin-analgica-digital-y-conversin-digital-analgica?src=related_normal&rel=927360
- [28] García, G., "Compilador C CCS y simulador Proteus para microcontroladores PIC", México: Alfaomega, 2008.
- [29] "Hojas de datos de Microchip PIC18F2455/2550/4455/4550", extraído en: 19-agosto-2011 de: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/39632e.pdf>
- [30] "Hojas de datos de Regulador lineal de bajo Dropout L4941", extraído en: 25-agosto-2011 de: http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/L/4/9/4/L4941.shtml
- [31] "¿qué es una unidad flash USB?", extraído en: 8-diciembre-2011 de: <http://windows.microsoft.com/es-xl/windows-vista/what-is-a-usb-flash-drive>
- [32] "Manual de usuario de Vinculum Firmware", extraído en: 5-septiembre-2011 de: http://www.ftdichip.com/Firmware/Precompiled/UM_VinculumFirmware_V205.pdf
- [33] "Hojas de datos de Vinculum VNC1L Module", extraído en: 5-septiembre-2011 de: http://www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/Modules/DS_VDIP1.pdf
- [34] García, J., Rodríguez, J., & Brazález, A. "Aprenda Visual Basic 6.0 como si estuviera en primero", España: Universidad de Navarra, 1999.
- [35] Halvorson, M., "Visual basic 2008", United States of America: Microsoft, 2008.
- [36] "¿Que es LabVIEW SignalExpress?", extraído en: 22-enero -2012 de: <http://www.ni.com/labview/signalexpress/whatis.htm>
- [37] Lajara, J., Pelegrí, J., "LabVIEW Entorno gráfico de programación", México: Alfaomega, 2007.
- [38] "Tabla comparativa de baterías", extraído en: 28-enero-2012 de: <http://www.foroselectronica.es/f89/baterias-comparativa-litio-nimh-nicd-lipo-729.html>
- [39] "Hojas de datos de Regulador lineal de bajo Dropout LM1117", extraído en: 25-agosto-2011 de: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm1117-n.pdf>
- [40] "Hojas de datos de Convertidor de voltaje monolítico MAX660", extraído en: 20-enero-2011 de: <http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX660.pdf>

[41] “Dispositivos que ayudan a mejorar el sueño”, extraído en: 18-abril-2011 de: <http://www.techradar.com/news/portable-devices/other-devices/10-gadgets-to-help-you-get-a-better-nights-sleep-664336>

[42] “Productos”, extraído en: 18-abril-2012 de: http://www.medexsupply.com/product_info.php?products_id=40708

Bibliografía

Measurement Computing Corporation, “Data acquisition Handbook”, 3th edition, United States of America: 2012.

Prutchi, D. & Norris, M., “Design and development of Medical Electronic Instrumentation”, United States of America: Wiley-Interscience, 2005.

Webster, J., “Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation”, United States of America: Wiley-Interscience, 2006.

“Diseño de Filtros Digitales”, extraído en: 9-noviembre-2011 de: <http://www.tecnun.es/asignaturas/tratamiento%20digital/tema8.pdf>

“Filtro digital FIR”, extraído en: 28-octubre-2011 de: <http://www.duiops.net/hifi/enciclopedia/filtro-digital-FIR.htm>

“Filtro digital IIR”, extraído en: 28-octubre-2011 de: <http://www.duiops.net/hifi/enciclopedia/filtro-digital-IIR.htm>

Apéndice A

Códigos fuente

Programación para microcontrolador PIC 18F2550

```
#include <18f2550.h>
#device adc=10
#FUSES NOWDT,HS,CPUDIV1,NOWRT
#USE DELAY(CLOCK = 20000000)
#use rs232(xmit = pin_c6, rcv = pin_c7, bits= 8, parity= n)
#use fast_io(c)
#BYTE portc = 0xF82
#BYTE TRISC = 0xF94
#BYTE BAUDCON = 0xFB8
#BIT CREN = 0xFAB.4
#BYTE TXREG = 0xFAD
#BIT TRMT = 0xFAC.1
#BIT TXEN = 0xFAC.5
#BIT RCIF= 0xF9E.5
#BYTE RCREG = 0xFAE
#BIT BRGH = 0xFAC.2
#BYTE SPBRGH = 0xFB0
#BYTE SPBRG = 0xFAF

char _RTS = 0x01; // R
char _CTS = 0x02; // C
char FLOW_NONE = 0x00;
char FLOW_RTS_CTS = 0x01;
char FLOW_CONTROL_ENABLED = 0x00; // I

// Variables buffer para puerto serial

char SERIAL_RX_FIFO[0x20]; // A
char RX_FIFO_SIZE = sizeof(SERIAL_RX_FIFO); // I
char RX_FIFO_COUNT = 0x00; // R
char * RX_FIFO_HEAD_PTR = &SERIAL_RX_FIFO[0x00]; // I
char * RX_FIFO_TAIL_PTR = &SERIAL_RX_FIFO[0x00]; // I
char * RX_FIFO_START = RX_FIFO_TAIL_PTR; // S
char * RX_FIFO_END = RX_FIFO_START + RX_FIFO_SIZE; // S
```

```

char RX_STATUS = 0x00; // R
char RX_FIFO_OVERRUN = 0x01;
char RX_FIFO_UPPER_LIMIT = 0x03 *(RX_FIFO_SIZE / 0x04); // B
char RX_FIFO_LOWER_LIMIT = (RX_FIFO_SIZE / 0x04); // B

// Variables útiles

int control;
int a;
int x=0;
int y=1;
int d;
int16 q;

long n=1;
long m=1;
long ciclo;

float i=0;

double p;
double val;
double time = 0;
double div;
double aux;
double cic;
double promedio;

//*****
// D
//*****

enum { // E
    VNC1L_Idle, // E
    VNC1L_DiskAvailable,
    VNC1L_CreateFile,
    VNC1L_WriteFile,
    VNC1L_EndFile,
    VNC1L_WaitForRemove
};
char VNC1L_State = VNC1L_Idle; // I
char Synchronised = 0x01;
char GotDisk = 0x01;

```

```

////////////////////////////////////
//*****
void serial_resetrxfifo()
{
    disable_interrupts(INT_RDA);           // D
    disable_interrupts(GLOBAL);
    RX_FIFO_COUNT = 0x00;                 // R
    RX_STATUS = 0x00;                     // R
    RX_FIFO_HEAD_PTR = (&SERIAL_RX_FIFO[0x00]); // E
    RX_FIFO_TAIL_PTR = (&SERIAL_RX_FIFO[0x00]); // E
    enable_interrupts(INT_RDA);
    enable_interrupts(GLOBAL);            // H
    if (FLOW_CONTROL_ENABLED == 0x01)     // S
    {
        portc &= ~_RTS;                   // E
    }
}
//*****
void serial_init(long BaudRate, char Handshaking) // I
{
    disable_interrupts(INT_RDA);           // D
    disable_interrupts(GLOBAL);
    BAUDCON = 0x00;
    TRISC = 0xBE;                          // B
    portc |= _RTS;                          // E
    set_uart_speed(57600);                  // E
    if (Handshaking == FLOW_RTS_CTS)
    {
        portc &= ~_RTS;                   // S
        FLOW_CONTROL_ENABLED = 0x01;      // E
    }
    serial_resetrxfifo();                   // R
    clear_interrupt(int_rda);
    enable_interrupts(INT_RDA);            // H
    enable_interrupts(GLOBAL);
    CREN = 0x01;                           // H
}

```

```

//*****
// E
//*****
void serial_sendbyte(char TX_BYTE)
{
    if (FLOW_CONTROL_ENABLED == 0x01)
    {
        while (portc & _CTS);           // E
    }
    while (!TRMT);                     // E
    TXREG = TX_BYTE;                   // M
    TXEN = 1;                           // C
    while (!TRMT);                     // E
}
//*****
// L
//*****
void serial_receivebyte(char RX_BYTE)
{
    RX_BYTE = RCREG;
    RCIF = 0x00;                       // L
}
//*****
// A
//*****
void serial_addtorxfifo()
{
    if (RX_FIFO_COUNT >= RX_FIFO_SIZE) // S
    {
        RX_STATUS = RX_STATUS | RX_FIFO_OVERRUN; // E
        if (FLOW_CONTROL_ENABLED == 0x01) // S
        {
            portc |= _RTS; // E
        }
        return;
    }
    if (RX_FIFO_COUNT >= RX_FIFO_UPPER_LIMIT) // M

```

```

    if (FLOW_CONTROL_ENABLED == 0x01)          // S
    {
        portc |= _RTS;                          // E
    }
}
disable_interrupts(GLOBAL);                    // D
*RX_FIFO_HEAD_PTR++ = RCREG;                   // A
RX_FIFO_COUNT++;                               // I
if (RX_FIFO_HEAD_PTR >= RX_FIFO_END)          // S
{
    RX_FIFO_HEAD_PTR = RX_FIFO_START;          // E
}
if ((RX_FIFO_COUNT < RX_FIFO_UPPER_LIMIT) && (FLOW_CONTROL_ENABLED == 0x01))
{
    portc &= ~_RTS;                            // E
}
enable_interrupts(GLOBAL);                     // H
}
//*****
// L
//*****
void serial_readfromrxfifo(char * RX_FIFO_BYTE)
{
    if (RX_FIFO_COUNT == 0)                     // S
    {
        return;                                 // S
    }
    disable_interrupts(GLOBAL);                 // D
    *RX_FIFO_BYTE = *RX_FIFO_TAIL_PTR++;        // L
    RX_FIFO_COUNT--;                            //D
    if (RX_FIFO_TAIL_PTR >= RX_FIFO_END)        // S
        RX_FIFO_TAIL_PTR = RX_FIFO_START;      // E
}
enable_interrupts(GLOBAL);
if ((RX_FIFO_COUNT < RX_FIFO_LOWER_LIMIT) && (FLOW_CONTROL_ENABLED == 0x01))
{
    portc &= ~_RTS;                            // E
}

```

```

    }
}
//*****
// C
//*****
void VNC1L_Big_E()
{
    serial_sendbyte('E');           // E
    serial_sendbyte(0x0D);          // E
}
//*****
// C
//*****
void VNC1L_Small_e()
{
    serial_sendbyte('e');           // E
    serial_sendbyte(0x0D);          // E
}
//*****
// S
//*****
char VNC1L_Sync()
{
    char LoopCount = 0x00;
    char FIFOByte1 = 0x00;
    char FIFOByte2 = 0x00;
    char Got_Big_E = 0x00;
    char Got_Small_e = 0x00;
    serial_resetrxfifo();           // R
    while ((Got_Big_E == 0x00) && (LoopCount < 0xFF))
    {
        VNC1L_Big_E();             // E
        LoopCount++;               // I
        while (RX_FIFO_COUNT < 0x02)
        {
            delay_ms(10);          // E
        }
    }
}

```

```

if (RX_FIFO_COUNT > 0x00)           // S
{
    while (RX_FIFO_COUNT > 0x02)    // L
    {
        serial_readfromrxfifo(&FIFOByte1); // S
    }
    serial_readfromrxfifo(&FIFOByte1); // C
    serial_readfromrxfifo(&FIFOByte2);
    if ((FIFOByte1 == 'E') && (FIFOByte2 == 0x0D))
    {
        Got_Big_E = 0x01;
    }
    else
    {
        delay_ms(10);
    }
}
}
if (Got_Big_E == 0x01)
{
    VNC1L_Small_e();
    while (RX_FIFO_COUNT < 0x02)
    {
        delay_ms(10); // E
    }
    serial_readfromrxfifo(&FIFOByte1); // C
    serial_readfromrxfifo(&FIFOByte2);
    if ((FIFOByte1 == 'e') && (FIFOByte2 == 0x0D))
    {
        Got_Small_e = 0x01; // S
    }
}
return Got_Small_e;
}
//*****
// B
//*****

```

```

char VNC1L_FindDisk()                                // R
{
    char FIFOByte1 = 0x00;
    char FIFOByte2 = 0x00;
    char FIFOByte3 = 0x00;
    char FIFOByte4 = 0x00;
    char FIFOByte5 = 0x00;
    serial_resetrxfifo();
    serial_sendbyte(0x0D);                            // E
    while (RX_FIFO_COUNT < 0x05);                    // E
    serial_readfromrxfifo(&FIFOByte1);                // L
    serial_readfromrxfifo(&FIFOByte2);
    serial_readfromrxfifo(&FIFOByte3);
    serial_readfromrxfifo(&FIFOByte4);
    serial_readfromrxfifo(&FIFOByte5);

    if ((FIFOByte1 == 'D') && (FIFOByte2 == ':') && (FIFOByte3 == 0x5C) && (FIFOByte4 == '>') &&
(FIFOByte5 == 0x0D)) // C
    {
        return 0x01;                                // S
    }
    else
    {
        while (RX_FIFO_COUNT > 0x00)
        {
            serial_readfromrxfifo(&FIFOByte1);        // L
        }
        return 0x00;                                // R
    }
}
//*****
// C
//*****
void VNC1L_OpenFile()
{
    char FIFOByte = 0x00;
    serial_sendbyte('O');                            // E

```



```

serial_sendbyte('P');           // E
serial_sendbyte('W');           // E
serial_sendbyte(' ');           // E
serial_sendbyte('d');           // E
serial_sendbyte('a');           // E
serial_sendbyte('t');           // E
serial_sendbyte('o');           // E
serial_sendbyte('s');           // E
serial_sendbyte('.');           // E
serial_sendbyte('t');           // E
serial_sendbyte('x');           // E
serial_sendbyte('t');           // E
serial_sendbyte(0x0D);          // E
while (RX_FIFO_COUNT < 0x05)    // E
{
    //delay_ms(10);             // E
}
while (RX_FIFO_COUNT > 0x00)
{
    serial_readfromrxfifo(&FIFOByte); // L
}
}
void operacion(double z)
{
    a = (int)z;
    serial_sendbyte(a+48);
    z = (z - a)*10;
    a = (int)z;
    serial_sendbyte(a+48);
    z = (z-a)*10;
    a = (int)z;
    serial_sendbyte(a+48);
    z= (z-a)*10;
    a=(int)z;
    serial_sendbyte(a+48);
}

```

```

void escribir(int d)
{
switch (d)
{
case 1:
// 2 HORAS

serial_sendbyte('W');           // E
serial_sendbyte('R');           // E
serial_sendbyte('F');           // E
serial_sendbyte(' ');           // E
serial_sendbyte(0x03);          // E
serial_sendbyte(0x9B);          // E
serial_sendbyte(0xF3);          // E
serial_sendbyte(0x49);          // E
serial_sendbyte(0x0D);          // E
break;
case 2:
// 4 HORAS
serial_sendbyte('W');           // E
serial_sendbyte('R');           // E
serial_sendbyte('F');           // E
serial_sendbyte(' ');           // E
serial_sendbyte(0x07);          // E
serial_sendbyte(0x2F);          // E
serial_sendbyte(0xEF);          // E
serial_sendbyte(0x79);          // E
serial_sendbyte(0x0D);          // E
break;
case 3:
// 6 HORAS
serial_sendbyte('W');           // E
serial_sendbyte('R');           // E
serial_sendbyte('F');           // E
serial_sendbyte(' ');           // E
serial_sendbyte(0x0A);          // E
serial_sendbyte(0xCB);          // E

```

```

    serial_sendbyte(0xE2);           // E
    serial_sendbyte(0xB9);           // E
    serial_sendbyte(0x0D);           // E
    break;
case 4:
// 8 HORAS
    serial_sendbyte('W');           // E
    serial_sendbyte('R');           // E
    serial_sendbyte('F');           // E
    serial_sendbyte(' ');
    serial_sendbyte(0x0E);           // E
    serial_sendbyte(0x5F);           // E
    serial_sendbyte(0xDE);           // E
    serial_sendbyte(0xE9);           // E
    serial_sendbyte(0x0D);           // E
    break;
}
}
//*****
// C
//*****
void VNC1L_WriteToFile()
{
    char FIFOByte = 0x00;
    escribir(d);
    serial_sendbyte(d+48);
    serial_sendbyte(0x0D);
    serial_sendbyte(0x0A);
    set_timer1(0x0000);
    while(m<ciclo)
    {
        n=1;
        while(n<14501)                // B
        {
            if(x==5)
            {
                if(y==1)

```

```

    {
        x=8;
        y=2;
    }
    else
    {
        x=9;
        y=1;
    }
}
set_adc_channel(x);           // C
delay_us(10);
q= read_adc();
p=( 5.0*q/1024);             // M
operacion(p);
n++;
x++;
if(x>8)
{
    x=0;                       // P
    serial_sendbyte(0x0D);
    serial_sendbyte(0x0A);
    val = get_timer1();
    set_timer1(0x0000);
    time = time + (val*0.0000008);
}
else
{
    serial_sendbyte(0x20);
    serial_sendbyte(0x20);
}
}
m++;
}
cic = (double)ciclo;
div = ((12)/(145*(cic-1)));
promedio = (time*div);

```

```

operacion(promedio);
serial_sendbyte(0x0D);
serial_sendbyte(0x0A);
while (RX_FIFO_COUNT < 0x05)           // E
{
}
while (RX_FIFO_COUNT > 0x00)
{
    serial_readfromrxfifo(&FIFOByte);    // L
}
}
//*****
// C
//*****
void VNC1L_CloseFile()
{
    char FIFOByte = 0x00;
    serial_sendbyte('C');                // E
    serial_sendbyte('L');                // E
    serial_sendbyte('F');                // E
    serial_sendbyte(' ');                // E
    serial_sendbyte('d');                // E
    serial_sendbyte('a');                // E
    serial_sendbyte('t');                // E
    serial_sendbyte('o');                // E
    serial_sendbyte('s');                // E
    serial_sendbyte('.');                // E
    serial_sendbyte('t');                // E
    serial_sendbyte('x');                // E
    serial_sendbyte('t');                // E
    serial_sendbyte(0x0D);                // E
    while (RX_FIFO_COUNT < 0x05)         // E
    {
    }
    while (RX_FIFO_COUNT > 0x00)
    {
        serial_readfromrxfifo(&FIFOByte);    // L
    }
}

```

```

}
//*****
//T
//*****
void Selec_Tiempo()
{
  while(input(PIN_B0) == 0)
  {
    control = input_b();
    control = control&0xf0;
    switch (control)
    {
//*****
      case 128:
        ciclo = 2083;
        d=3;
        break;
//*****
      case 64:
        ciclo = 697;
        d=1;
        break;
//*****
      case 32:
        ciclo = 1387;
        d=2;
        break;
//*****
      case 16:
        ciclo = 2773;
        d=4;
        break;
//*****
    }
  }
}

```

```

//*****
#int_rda
void rutina_rda(void)
{
    if(RCIF)
    {
        serial_addtorxfifo();
        RCIF=0x00;
    }
}
void main()
{
    char Sync = 0x00;
    set_tris_b(0xFF);
    ciclo = 697;
    d=1;
    Selec_Tiempo();
    setup_adc_ports(AN0_TO_AN9);
    setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_16);
    setup_timer_1(T1_INTERNAL|T1_DIV_BY_4);
    set_timer1(0x0000);
    VNC1L_State = VNC1L_Idle;           // I
    serial_init(57600, FLOW_RTS_CTS);  // I
    delay_ms(1000);                    // P
    while(1){
        i=0;
        if (VNC1L_Sync() == Synchronised) //S
        {
            Sync = VNC1L_Sync();
            if (VNC1L_FindDisk() == GotDisk) // C
            {
                serial_sendbyte('S'); // E
                serial_sendbyte('B'); // E
                serial_sendbyte('D'); // E
                serial_sendbyte(' '); // E
                serial_sendbyte(0x03); // E
                serial_sendbyte(0x00); // E
            }
        }
    }
}

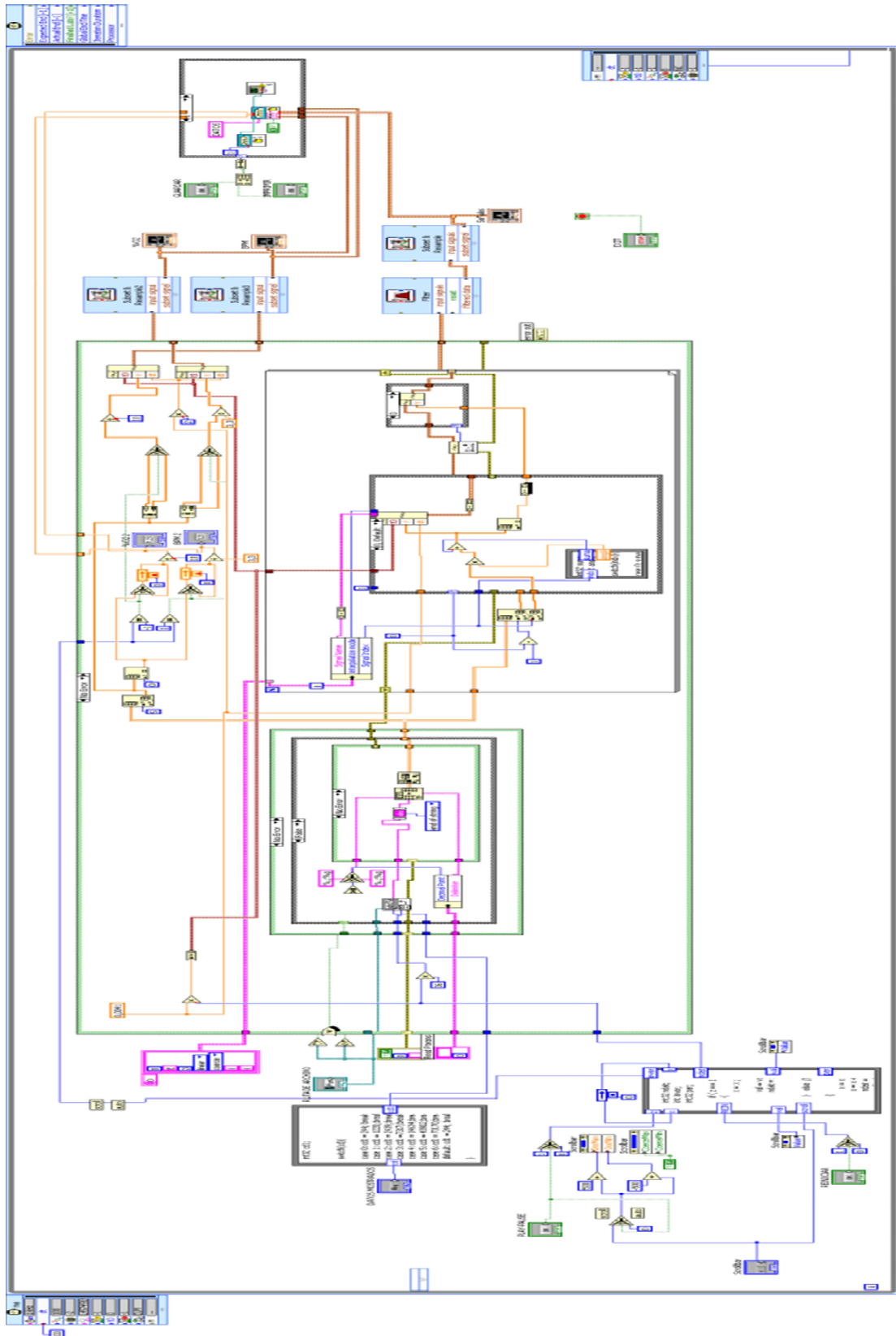
```

```

    serial_sendbyte(0x00);           // E
    serial_sendbyte(0x0D);          // E
    delay_ms(1000);
    BRGH=1;
    BAUDCON = 0x08;
    SPBRGH = 0x00;                  //E
    SPBRG=0x04;
    VNC1L_OpenFile();              // A
    serial_resetrxfifo();
    VNC1L_WriteToFile();
    n=1;
    m=1;
    VNC1L_CloseFile();
    serial_sendbyte('S');           // E
    serial_sendbyte('B');           // E
    serial_sendbyte('D');           // E
    serial_sendbyte(' ');           // E
    serial_sendbyte(0x34);          // E
    serial_sendbyte(0xC0);          // E
    serial_sendbyte(0x00);          // E
    serial_sendbyte(0x0D);          // E
    delay_ms(1000);
    set_uart_speed(57600);
}
while(1)
{
    if (VNC1L_FindDisk() != GotDisk) // C
    {
        break;                       // A
    }
}
}
}
}

```

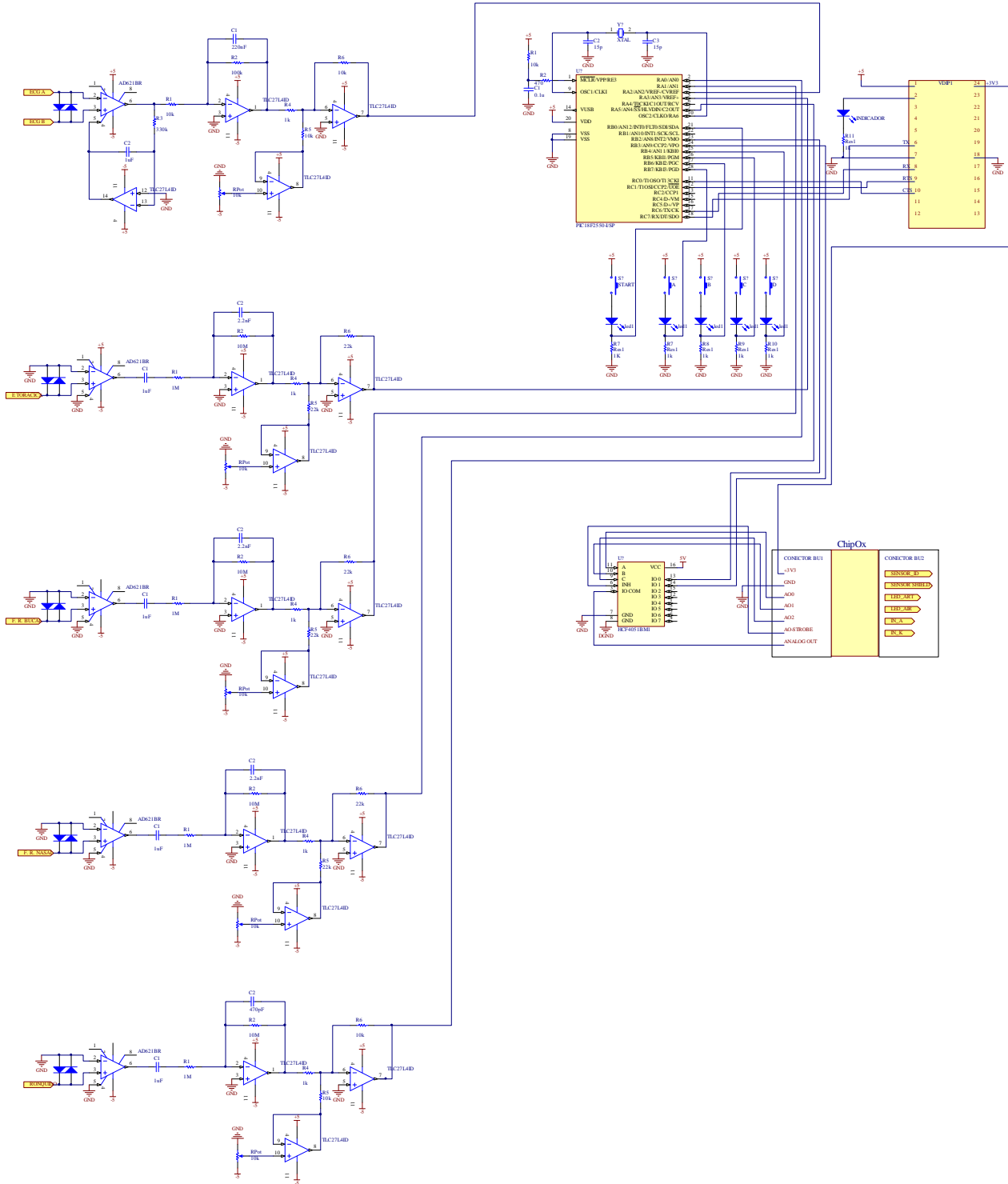

Programación en LabVIEW para software de visualización



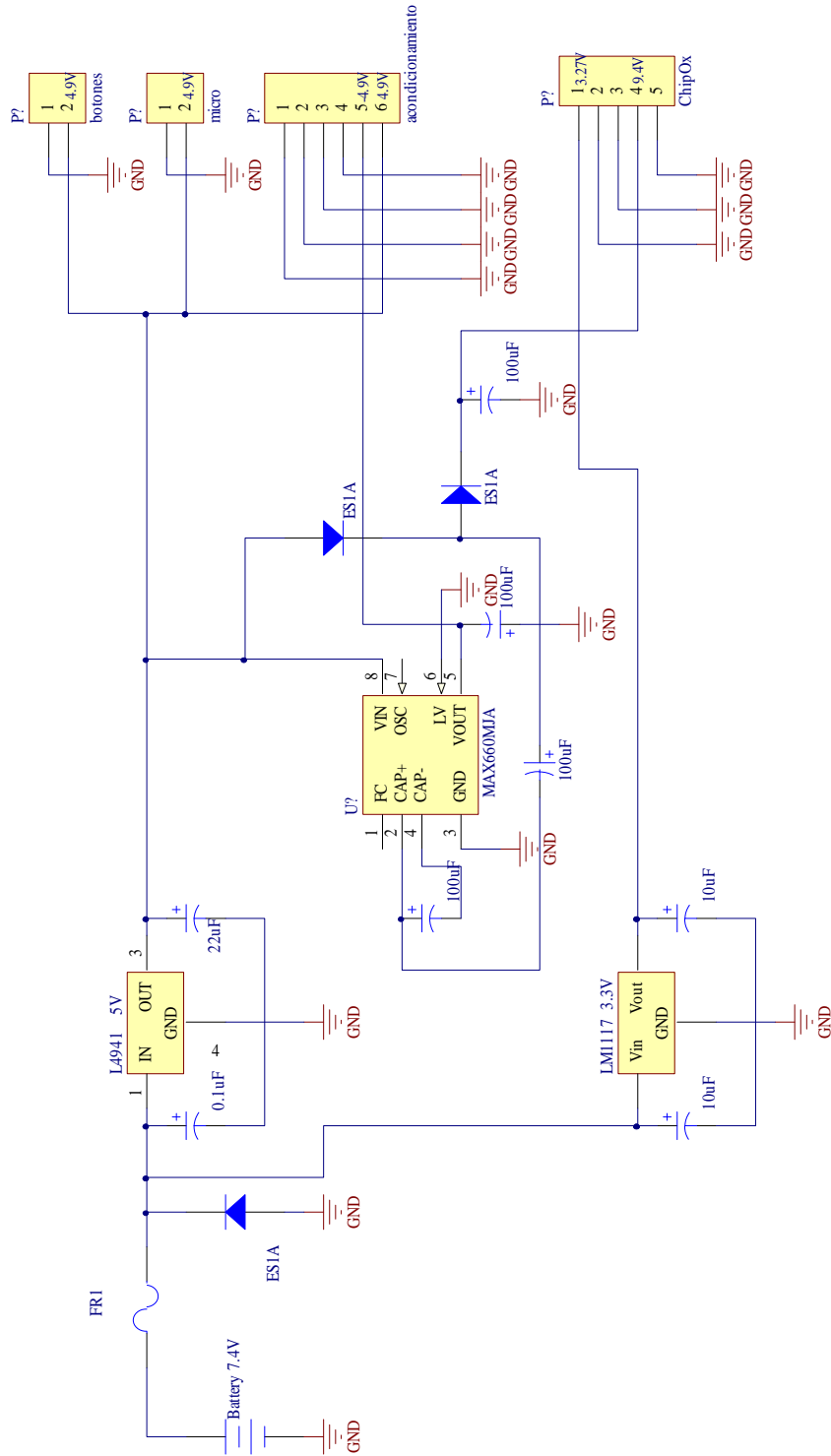
Apéndice B

Diagramas

Circuito electrónico completo del sistema



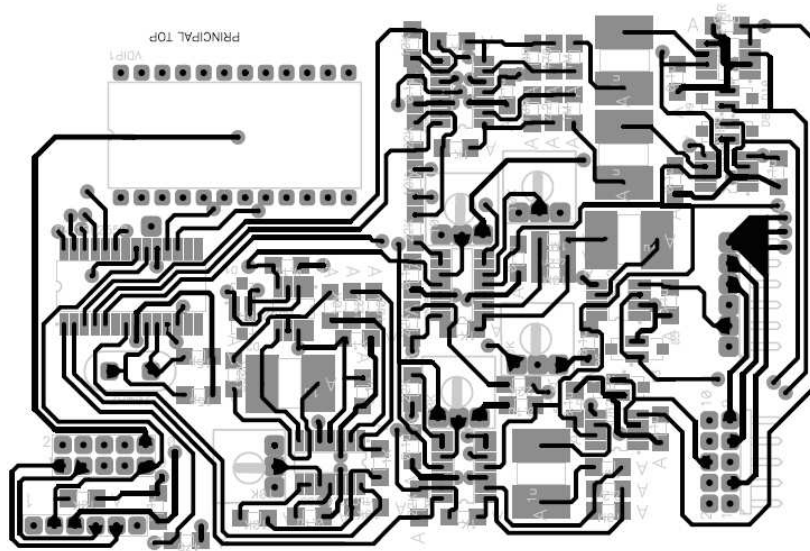
Fuente de alimentación



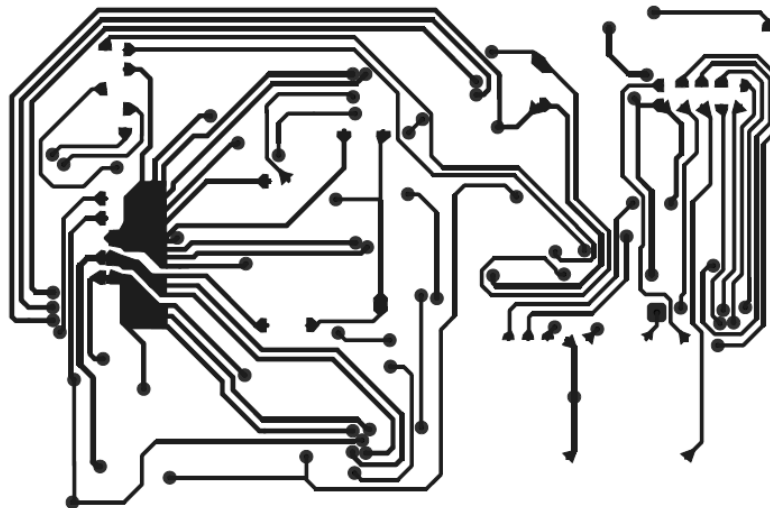
Apéndice C

Placas de circuito impreso

Placa principal de acondicionamiento y almacenamiento de señales

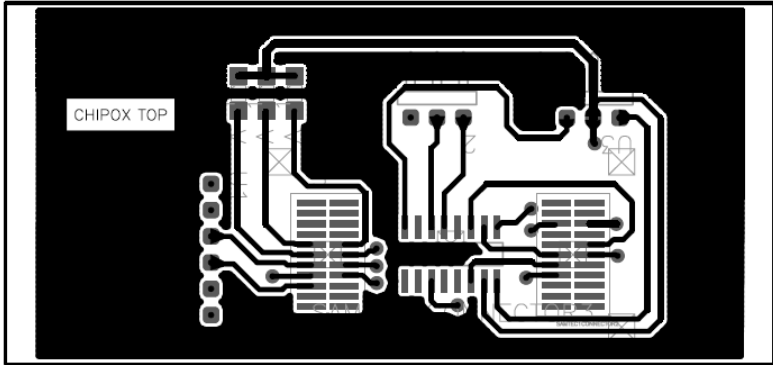


TOP

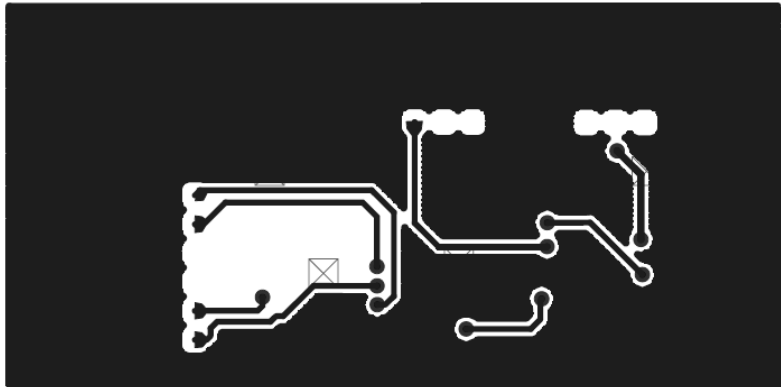


BOTTOM

Placa de acondicionamiento del ChipOx

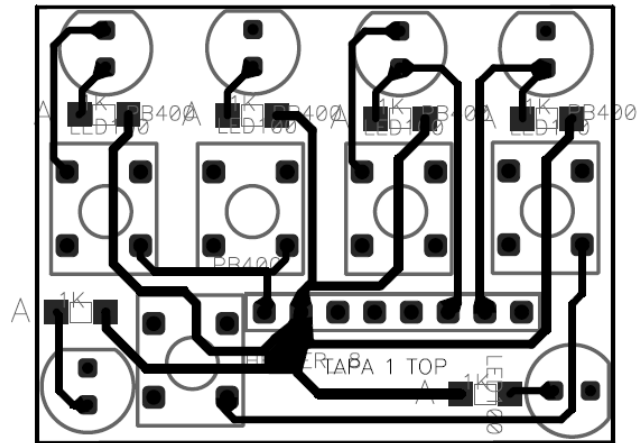


TOP

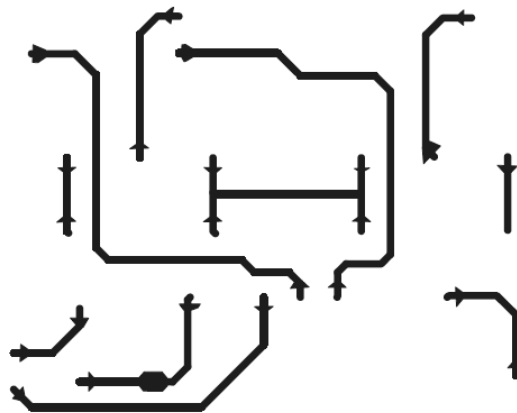


BOTTOM

Placa para botones de elección de tiempo de captura

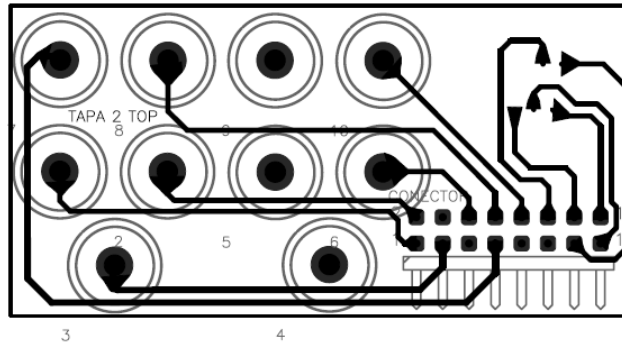


TOP

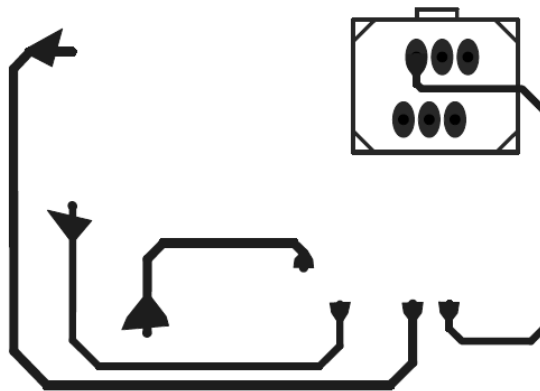


BOTTOM

Placa para conexión de sensores

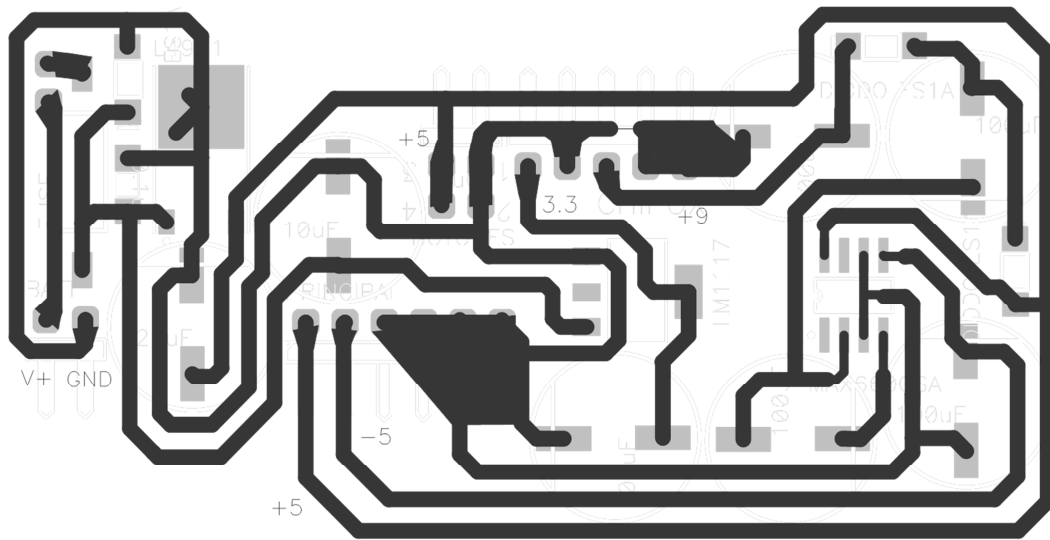


TOP



BOTTOM

Placa de la fuente de alimentación



Apéndice D

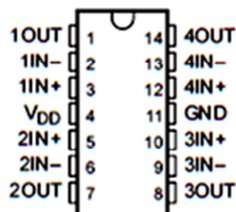
Hojas de especificaciones

TLC27L4, TLC27L4A, TLC27L4B, TLC27L4Y, TLC27L9 LinCMOS™ PRECISION QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

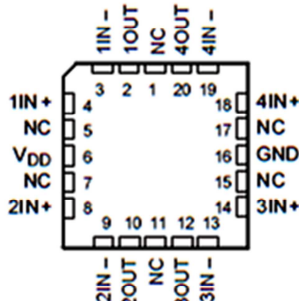
SLOS053C – OCTOBER 1987 – REVISED AUGUST 1994

- **Trimmed Offset Voltage:**
TLC27L9 . . . 900 μV Max at 25°C,
 $V_{\text{DD}} = 5\text{ V}$
- **Input Offset Voltage Drift . . . Typically**
0.1 $\mu\text{V}/\text{Month}$, Including the First 30 Days
- **Wide Range of Supply Voltages Over Specified Temperature Range:**
0°C to 70°C . . . 3 V to 16 V
-40°C to 85°C . . . 4 V to 16 V
-55°C to 125°C . . . 4 V to 16 V
- **Single-Supply Operation**
- **Common-Mode Input Voltage Range Extends Below the Negative Rail (C-Suffix, I-Suffix Types)**
- **Ultra-Low Power . . . Typically 195 μW at 25°C, $V_{\text{DD}} = 5\text{ V}$**
- **Output Voltage Range includes Negative Rail**
- **High Input Impedance . . . $10^{12}\ \Omega$ Typ**
- **ESD-Protection Circuitry**
- **Small-Outline Package Option Also Available in Tape and Reel**
- **Designed-In Latch-Up Immunity**

D, J, N, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

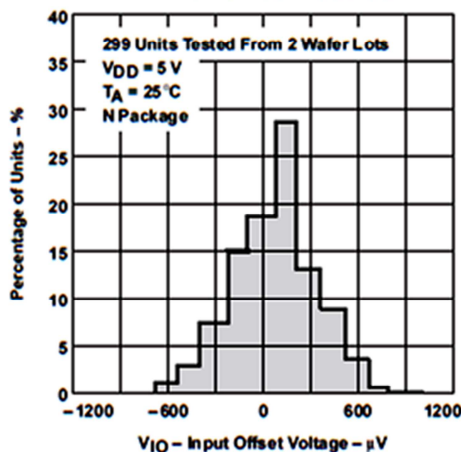
description

The TLC27L4 and TLC27L9 quad operational amplifiers combine a wide range of input offset voltage grades with low offset voltage drift, high input impedance, extremely low power, and high gain.

These devices use Texas Instruments silicon-gate LinCMOS™ technology, which provides offset voltage stability far exceeding the stability available with conventional metal-gate processes.

The extremely high input impedance, low bias currents, and low-power consumption make these cost-effective devices ideal for high-gain, low-frequency, low-power applications. Four offset voltage grades are available (C-suffix and I-suffix types), ranging from the low-cost TLC27L4 (10 mV) to the high-precision TLC27L9 (900 μV). These advantages, in combination with good common-mode rejection and supply voltage rejection, make these devices a good choice for new state-of-the-art designs as well as for upgrading existing designs.

DISTRIBUTION OF TLC27L9
INPUT OFFSET VOLTAGE



LinCMOS is a trademark of Texas Instruments Incorporated.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1994, Texas Instruments Incorporated

1



MICROCHIP PIC18F2455/2550/4455/4550

28/40/44-Pin, High-Performance, Enhanced Flash, USB Microcontrollers with nanoWatt Technology

Universal Serial Bus Features:

- USB V2.0 Compliant
- Low Speed (1.5 Mb/s) and Full Speed (12 Mb/s)
- Supports Control, Interrupt, Isochronous and Bulk Transfers
- Supports up to 32 Endpoints (16 bidirectional)
- 1-Kbyte Dual Access RAM for USB
- On-Chip USB Transceiver with On-Chip Voltage Regulator
- Interface for Off-Chip USB Transceiver
- Streaming Parallel Port (SPP) for USB streaming transfers (40/44-pin devices only)

Power-Managed Modes:

- Run: CPU on, peripherals on
- Idle: CPU off, peripherals on
- Sleep: CPU off, peripherals off
- Idle mode currents down to 5.8 μ A typical
- Sleep mode currents down to 0.1 μ A typical
- Timer1 Oscillator: 1.1 μ A typical, 32 kHz, 2V
- Watchdog Timer: 2.1 μ A typical
- Two-Speed Oscillator Start-up

Flexible Oscillator Structure:

- Four Crystal modes, including High Precision PLL for USB
- Two External Clock modes, up to 48 MHz
- Internal Oscillator Block:
 - 8 user-selectable frequencies, from 31 kHz to 8 MHz
 - User-tunable to compensate for frequency drift
- Secondary Oscillator using Timer1 @ 32 kHz
- Dual Oscillator options allow microcontroller and USB module to run at different clock speeds
- Fail-Safe Clock Monitor:
 - Allows for safe shutdown if any clock stops

Peripheral Highlights:

- High-Current Sink/Source: 25 mA/25 mA
- Three External Interrupts
- Four Timer modules (Timer0 to Timer3)
- Up to 2 Capture/Compare/PWM (CCP) modules:
 - Capture is 16-bit, max. resolution 5.2 ns ($T_{CY}/16$)
 - Compare is 16-bit, max. resolution 83.3 ns (T_{CY})
 - PWM output: PWM resolution is 1 to 10-bit
- Enhanced Capture/Compare/PWM (ECCP) module:
 - Multiple output modes
 - Selectable polarity
 - Programmable dead time
 - Auto-shutdown and auto-restart
- Enhanced USART module:
 - LIN bus support
- Master Synchronous Serial Port (MSSP) module supporting 3-wire SPI (all 4 modes) and I²C™ Master and Slave modes
- 10-bit, up to 13-channel Analog-to-Digital Converter module (A/D) with Programmable Acquisition Time
- Dual Analog Comparators with Input Multiplexing

Special Microcontroller Features:

- C Compiler Optimized Architecture with optional Extended Instruction Set
- 100,000 Erase/Write Cycle Enhanced Flash Program Memory typical
- 1,000,000 Erase/Write Cycle Data EEPROM Memory typical
- Flash/Data EEPROM Retention: > 40 years
- Self-Programmable under Software Control
- Priority Levels for Interrupts
- 8 x 8 Single-Cycle Hardware Multiplier
- Extended Watchdog Timer (WDT):
 - Programmable period from 41 ms to 131s
- Programmable Code Protection
- Single-Supply 5V In-Circuit Serial Programming™ (ICSP™) via two pins
- In-Circuit Debug (ICD) via two pins
- Optional dedicated ICD/ICSP port (44-pin devices only)
- Wide Operating Voltage Range (2.0V to 5.5V)

Device	Program Memory		Data Memory		IO	10-Bit A/D (ch)	CCP/ECCP (PWM)	SPP	MSSP		EA/USART	Comparators	Timers 8/16-Bit
	Flash (bytes)	# Single-Word Instructions	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)					SPI	Master I ² C™			
PIC18F2455	24K	12288	2048	256	24	10	2/0	No	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F2550	32K	16384	2048	256	24	10	2/0	No	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F4455	24K	12288	2048	256	35	13	1/1	Yes	Y	Y	1	2	1/3
PIC18F4550	32K	16384	2048	256	35	13	1/1	Yes	Y	Y	1	2	1/3

FEATURES

EASY TO USE

- Pin-Strappable Gains of 10 and 100
- All Errors Specified for Total System Performance
- Higher Performance than Discrete In Amp Designs Available in 8-Lead DIP and SOIC
- Low Power, 1.3 mA Max Supply Current
- Wide Power Supply Range (± 2.3 V to ± 18 V)

EXCELLENT DC PERFORMANCE

- 0.15% Max, Total Gain Error
- ± 5 ppm/ $^{\circ}$ C, Total Gain Drift
- 125 μ V Max, Total Offset Voltage
- 1.0 μ V/ $^{\circ}$ C Max, Offset Voltage Drift

LOW NOISE

- 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, @ 1 kHz, Input Voltage Noise
- 0.28 μ V p-p Noise (0.1 Hz to 10 Hz)

EXCELLENT AC SPECIFICATIONS

- 800 kHz Bandwidth (G = 10), 200 kHz (G = 100)
- 12 μ s Settling Time to 0.01%

APPLICATIONS

- Weigh Scales
- Transducer Interface and Data Acquisition Systems
- Industrial Process Controls
- Battery-Powered and Portable Equipment

PRODUCT DESCRIPTION

The AD621 is an easy to use, low cost, low power, high accuracy instrumentation amplifier that is ideally suited for a wide range of applications. Its unique combination of high performance, small size and low power, outperforms discrete in amp implementations. High functionality, low gain errors, and low

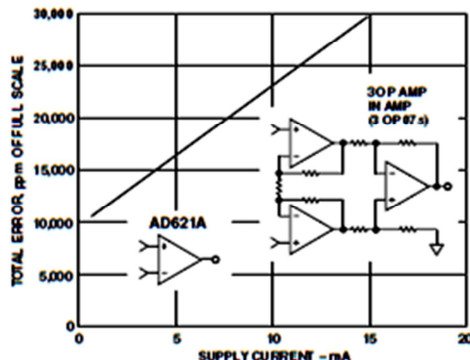


Figure 1. Three Op Amp IA Designs vs. AD621

REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

CONNECTION DIAGRAM

8-Lead Plastic Mini-DIP (N), Cerdip (Q) and SOIC (R) Packages



gain drift errors are achieved by the use of internal gain setting resistors. Fixed gains of 10 and 100 can easily be set via external pin strapping. The AD621 is fully specified as a total system, therefore, simplifying the design process.

For portable or remote applications, where power dissipation, size, and weight are critical, the AD621 features a very low supply current of 1.3 mA max and is packaged in a compact 8-lead SOIC, 8-lead plastic DIP or 8-lead cerdip. The AD621 also excels in applications requiring high total accuracy, such as precision data acquisition systems used in weigh scales and transducer interface circuits. Low maximum error specifications including nonlinearity of 10 ppm, gain drift of 5 ppm/ $^{\circ}$ C, 50 μ V offset voltage, and 0.6 μ V/ $^{\circ}$ C offset drift ("B" grade), make possible total system performance at a lower cost than has been previously achieved with discrete designs or with other monolithic instrumentation amplifiers.

When operating from high source impedances, as in ECG and blood pressure monitors, the AD621 features the ideal combination of low noise and low input bias currents. Voltage noise is specified as 9 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ at 1 kHz and 0.28 μ V p-p from 0.1 Hz to 10 Hz. Input current noise is also extremely low at 0.1 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$. The AD621 outperforms FET input devices with an input bias current specification of 1.5 nA max over the full industrial temperature range.

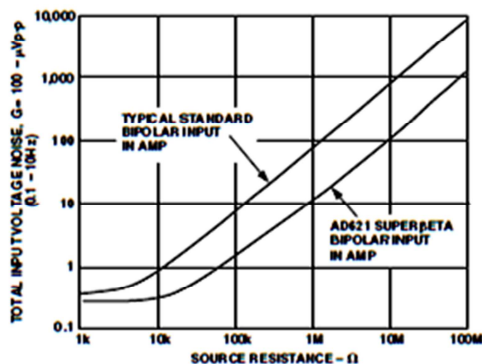


Figure 2. Total Voltage Noise vs. Source Resistance

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 2001

1 Introduction

The VDIP1 module is an MCU to embedded USB host controller development module for the VNC1L IC device. The VDIP1 is supplied on a PCB designed to fit into a 24 pin DIP socket, and provides access to the UART, parallel FIFO, and SPI interface pins on the VNC1L device, via its AD and AC bus pins. Not only is it ideal for developing and rapid prototyping of VNC1L designs, but also an attractive quantity discount structure makes this module suitable for incorporation into low and medium volume finished product designs.

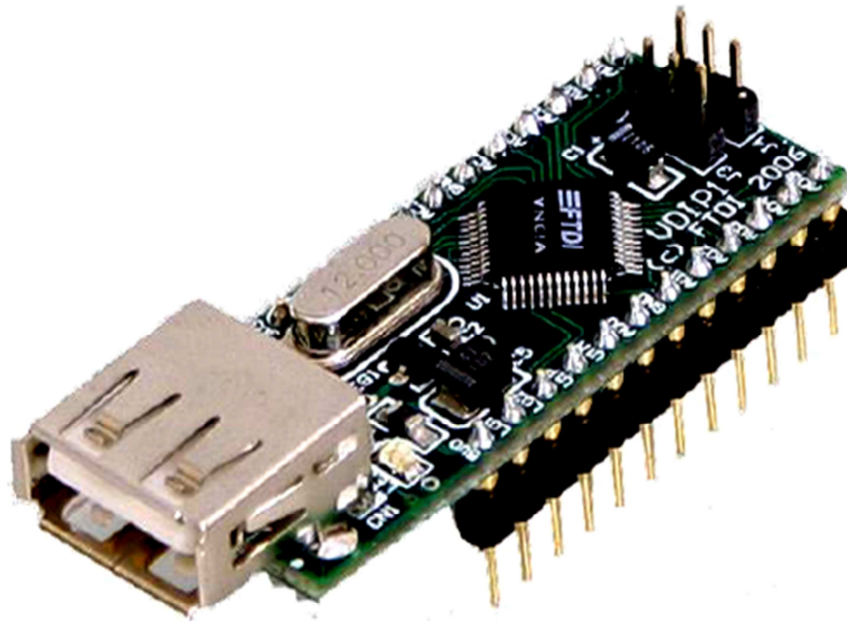


Figure 1.1- VDIP1

The Vinculum VNC1L is the first of FTDI's Vinculum family of Embedded USB host controller integrated circuit devices. Not only is it able to handle the USB Host Interface, and data transfer functions but owing to the inbuilt MCU and embedded Flash memory, Vinculum can encapsulate the USB device classes as well. When interfacing to mass storage devices such as USB Flash drives, Vinculum also transparently handles the FAT File structure communicating via UART, SPI or parallel FIFO interfaces via a simple to implement command set. Vinculum provides a new cost effective solution for providing USB Host capability into products that previously did not have the hardware resources available. The VNC1L is available in Pb-free (RoHS compliant) compact 48-Lead LQFP package.

800mA Low-Dropout Linear Regulator

General Description

The LM1117 is a series of low dropout voltage regulators with a dropout of 1.2V at 800mA of load current. It has the same pin-out as National Semiconductor's industry standard LM317.

The LM1117 is available in an adjustable version, which can set the output voltage from 1.25V to 13.8V with only two external resistors. In addition, it is also available in five fixed voltages, 1.8V, 2.5V, 2.85V, 3.3V, and 5V.

The LM1117 offers current limiting and thermal shutdown. Its circuit includes a zener trimmed bandgap reference to assure output voltage accuracy to within $\pm 1\%$.

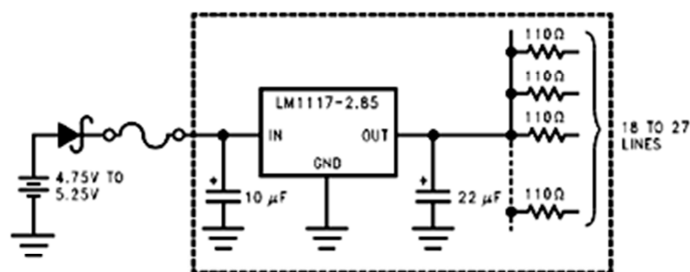
The LM1117 series is available in LLP, TO-263, SOT-223, TO-220, and TO-252 D-PAK packages. A minimum of 10 μ F tantalum capacitor is required at the output to improve the transient response and stability.

Features

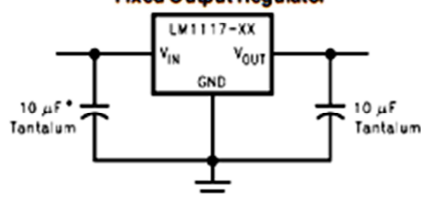
- Available in 1.8V, 2.5V, 2.85V, 3.3V, 5V, and Adjustable Versions
- Space Saving SOT-223 and LLP Packages
- Current Limiting and Thermal Protection
- Output Current 800mA
- Line Regulation 0.2% (Max)
- Load Regulation 0.4% (Max)
- Temperature Range
 - LM1117 0°C to 125°C
 - LM1117I -40°C to 125°C

Applications

- 2.85V Model for SCSI-2 Active Termination
- Post Regulator for Switching DC/DC Converter
- High Efficiency Linear Regulators
- Battery Charger
- Battery Powered Instrumentation

Typical Application
Active Terminator for SCSI-2 Bus


10061905

Fixed Output Regulator


* Required if the regulator is located far from the power supply filter.

10091828



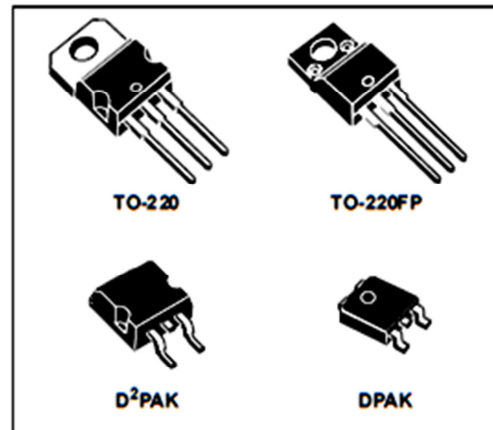
L4941

VERY LOW DROP 1A REGULATOR

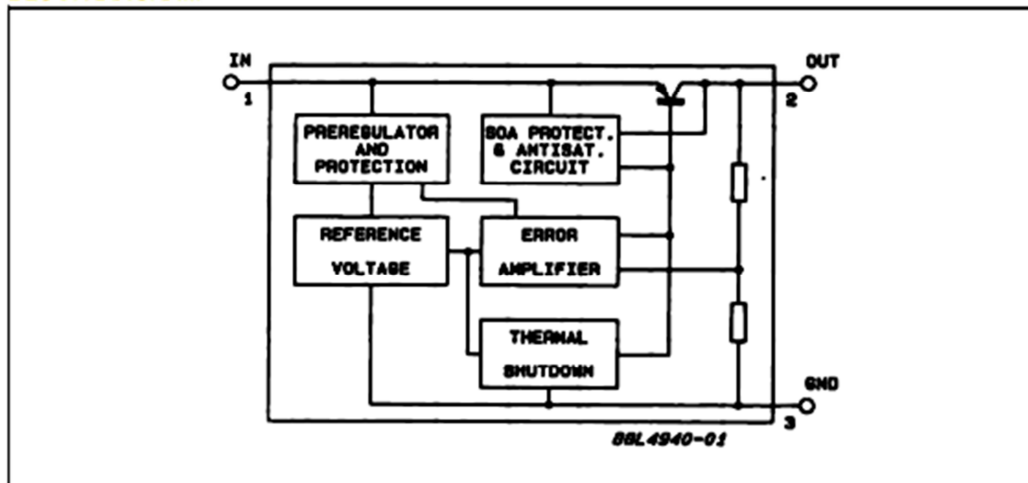
- LOW DROPOUT VOLTAGE (450mV Typ. at 1A)
- VERY LOW QUIESCENT CURRENT
- THERMAL SHUTDOWN
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- REVERSE POLARITY PROTECTION

DESCRIPTION

The L4941 is a three terminal 5V positive regulators available in TO-220, TO-220FP and D²PAK packages, making it useful in a wide range of industrial and consumer applications. Thanks to its very low input/output voltage drop, these devices are particularly suitable for battery powered equipments, reducing consumption and prolonging battery life. It employs internal current limiting, antisaturation circuit, thermal shut-down and safe area protection.



BLOCK DIAGRAM



January 2004

1/14

MAX660 Switched Capacitor Voltage Converter

General Description

The MAX660 CMOS charge-pump voltage converter inverts a positive voltage in the range of 1.5V to 5.5V to the corresponding negative voltage. The MAX660 uses two low cost capacitors to provide 100 mA of output current without the cost, size, and EMI related to inductor based converters. With an operating current of only 120 μ A and operating efficiency greater than 90% at most loads, the MAX660 provides ideal performance for battery powered systems. The MAX660 may also be used as a positive voltage doubler.

The oscillator frequency can be lowered by adding an external capacitor to the OSC pin. Also, the OSC pin may be used to drive the MAX660 with an external clock. A frequency control (FC) pin selects the oscillator frequency of 10 kHz or 80 kHz.

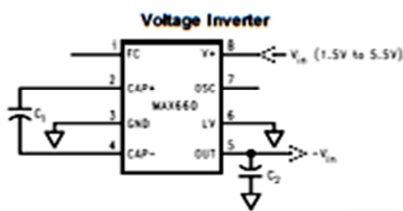
Features

- Inverts or doubles input supply voltage
- Narrow SO-8 Package
- 6.5 Ω typical output resistance
- 88% typical conversion efficiency at 100 mA
- Selectable oscillator frequency: 10 kHz/80 kHz

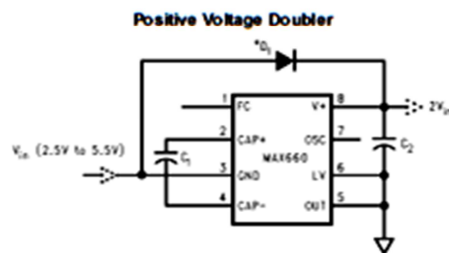
Applications

- Laptop computers
- Cellular phones
- Medical instruments
- Operational amplifier power supplies
- Interface power supplies
- Handheld instruments

Typical Application Circuits

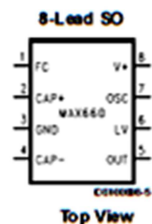


CS 100001



* See Application Information for selecting D₁ CS 100002

Connection Diagram



Top View

Ordering Information

Order Number	Top Mark	Package	Supplied as
MAX660M	Date Code MAX660M	M08A	Rail (95 units/rail)
MAX660MX	Date Code MAX660M	M08A	Tape and Reel (2500 units/rail)