



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO**

FACULTAD DE INGENIERÍA

Bioestimulador Electrónico basado en Microcontrolador
para Nervio Vago de Ratón

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

Ingeniero Eléctrico Electrónico

P R E S E N T A

Guillermo Abraham Flores Mendoza



Director: M. I. Sergio Quintana Thierry

México, D.F., Ciudad Universitaria, Enero de 2014.

“Aproveche el tiempo; ¡pasa tan pronto! ...

Pero el método le enseñará a ganarlo.

[...] a fin de que así más reflexivo, en adelante recorra con paso

mesurado la vía del pensamiento y no divague tal vez como

un fuego fatuo de aquí para allá, a diestro y siniestro.

Luego se le enseñará durante muchos días que aquello que

antes solía ejecutar de un solo golpe con toda libertad,

como el comer y el beber, es necesario hacerlo en uno,

dos, tres tiempos. No hay duda de que con la elaboración

de las ideas pasa lo mismo que con una obra maestra de un tejedor,

en la cual una simple presión del pie pone en movimiento un millar de hilos,

las lanzaderas se disparan hacia aquí y hacia allá, los hilos corren, invisibles,

y un golpe único forma de repente mil trabazones. Viene el filósofo, y

le demuestra a usted que ello debe ser de este modo:

lo primero era así y lo segundo así, luego lo tercero y lo cuarto son así;

y si lo primero y lo segundo no existiesen, lo

tercero y lo cuarto jamás podrían existir. Los estudiantes

de todas partes ponen esto sobre las nubes, pero no han

llegado a ser tejedores”.

J. W. Goethe

Dedicatoria

No creo poder encontrar palabras que describan lo que yo llamo agradecimiento hacia la persona más importante de mi vida; las horas de desvelo que pasaste por evitármelas cuando niño, el cansancio diario que te ha desgastado hasta los huesos e incluso las oportunidades que has dejado pasar en aras de mi bienestar. El presente trabajo es tan tuyo como mío.

Para mi mejor amiga, y mi más grande apoyo en la vida: mi mami.

Norma... infinitamente.

Guillermo

AGRADECIMIENTOS

A mi mamá por la oportunidad de estudiar y enseñarme el arduo camino del trabajo honesto.

A mi alma Mater, la Universidad Nacional Autónoma de México, quién a través de su Facultad de Ingeniería me dio acceso a una formación académica y humana durante varios años guiado por los profesores de las diferentes materias que se me impartieron.

Al Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico de la UNAM, en cuyo Laboratorio de Electrónica se me permitió desarrollar el presente trabajo bajo la dirección de los Maestros Sergio Quintana Thierry y José Castillo Hernández, -Pepe, sinceramente te debo más que un simple agradecimiento-; además de contar con el apoyo de los Maestros Ricardo y Salvador. Sin su apoyo, opinión y risas el camino no habría sido el mismo.

Las palabras suelen quedarse cortas y uno ser injusto; mis siempre amigos: Alejandro Ramírez, Alethia Brunner, Antonio Delgado, Arturo Huerta, Bernardo Arias, David Gachuz, Fernando Valenzuela, Flor López, Héctor Montesinos, Antonio Pérez, José Luis Martínez, Josué Careaga, Laura Solís, Mauro Rodríguez, Miguel López, Moisés Reyes, Pablo Torres, Pedro Márquez, Viridiana Flores.

A la Dra. Argelia Fabiola Miranda Pérez de la Corporación Mexicana de Investigación en Materiales por la revisión final del presente trabajo y las horas extracurriculares que me hemos compartido.

Gracias.

ÍNDICE

DEDICATORIA	III
AGRADECIMIENTOS	IV
PREFACIO	XII
CAPÍTULO I. INTRODUCCIÓN	1
I.1 DESCRIPCIÓN GENERAL	1
I.2 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	1
I.3 OBJETIVO	2
I.3.1 Objetivos particulares	2
I.4 ESTIMULADORES DISPONIBLES EN EL MERCADO	2
I.5 PROPUESTA DE SOLUCIÓN AL PROBLEMA	3
CAPÍTULO II. MARCO TEÓRICO	5
II.1 SISTEMA NERVIOSO HUMANO	5
II.1.1 Sistema Nervioso Central	7
II.1.2 Sistema Nervioso Periférico	8
II.1.2.1 Sistema Nervioso Autónomo	8
II.1.2.1.1 Sistema Simpático	8
II.1.2.1.2 Sistema Parasimpático	8
II.1.2.1.3 Sistema Entérico	9
II.1.2.2 Sistema Nervioso Somático	9
II.1.2.2.1 Nervios Raquídeos	9
II.1.2.2.2 Nervios Craneales	10
II.1.2.2.2.1 Nervio Vago	11
II.2 Electrofisiología	11
II.2.1 Membrana Celular	11
II.2.2 Potencial de Membranas	12
II.2.3 Potencial de Acción	13
CAPÍTULO III. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN	16
III.1 Descripción General	16
III.2 Microprocesador (μ P)	17

III.2.1	Arquitectura Von Neumann.....	18
III.2.2	Arquitectura Harvard.....	19
III.3	Microcontrolador (μ C).....	19
III.3.1	Microcontroladores PIC	20
III.3.1.1	Microcontrolador PIC16F877A	21
III.4	Programación del Microcontrolador.....	22
III.4.1	Ambiente de Desarrollo MPLAB IDE	22
III.4.2	Lenguaje de Programación.....	23
III.4.3	Compilador CCS.....	24
III.4.4	Diseño de Programación	24
III.4.4.1	Resistencias de pull-up del puerto B	25
III.4.4.2	Debounce	26
III.4.4.3	Interrupciones.....	26
III.4.4.3.1	Algoritmo de Interrupción	28
III.4.4.4	Puertos del PIC	30
III.4.4.5	Interfaz del Display	30
III.5	Desarrollo del Programa del Microcontrolador.....	32
III.5.1	Programa Principal	33
III.5.2	Rutina Inicializa.....	34
III.5.3	Rutina select_function	35
III.5.4	Rutina Renglón.....	37
III.5.5	Rutina enable_on y enable_off.....	38
III.5.6	Rutina de Incremento y Decremento de Frecuencia.....	39
III.5.7	Rutina de Incremento y Decremento de Ciclo de Trabajo	41
III.5.8	Rutina de Incremento y Decremento de Corriente.....	42
III.5.9	Rutina Enable	43
III.5.10	Rutina time.....	44
III.5.11	Rutina CICLOMS.....	46
III.5.12	Rutina CICLOMS	47
III.6	Conversión Digital-Analógica.....	48
III.6.1	Arquitecturas de Convertidores Digital Analógico.....	52
III.6.1.1	Convertidor Digital-Analógico con resistencias ponderadas.....	52
III.6.1.2	Convertidor Digital-Analógico con capacitancias ponderadas.....	53
III.6.1.3	Convertidor Digital-Analógico Potenciométrico.....	54
III.6.1.4	Red R-2R.....	55
III.6.1.5	Red R-2R en modo corriente.....	55
III.6.1.6	Red R-2R en modo voltaje	56
III.6.1.7	Convertidor Digital-Analógico Bipolar	57
III.6.1.8	Convertidor Digital-Analógico Master-Slave	58
III.6.2	El DAC08.....	59

III.7	Fuente de Corriente	60
III.7.1	Convertidores Voltaje-Corriente.....	60
III.7.1.1	Convertidor Voltaje-Corriente con carga flotada tipo inversor	61
III.7.1.2	Convertidor Voltaje-Corriente con carga flotada tipo no inversor	62
III.7.1.3	Convertidor Voltaje-Corriente con carga a tierra	63
III.7.1.4	Fuente de Corriente constante	64
III.8	Fuente de Alimentación	65
III.9	Integración de Etapas.....	68
III.9.1	Implementación física	71
CAPÍTULO IV. PRUEBAS Y RESULTADOS		74
CAPÍTULO V. CONCLUSIONES		78
V.1	Conclusión	78
V.2	Alcance del objetivo planteado	79
BIBLIOGRAFÍA		80
APÉNDICES		83
Apéndice A. Manual de usuario		84
Apéndice B. Microcontrolador PIC16F877A.....		89
Apéndice C. Convertidor Digital Analógico DAC-08.....		90
Apéndice D. Amplificador Operacional LF412.....		91

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura I.1 Sistema de control biológico.....	6
Figura II.2 Divisiones del sistema nervioso.....	6
Figura II.3 Componentes del sistema nervioso.....	7
Figura II.4 El potencial electrotonico.....	12
Figura II.5 El potencial de acción.....	13
Figura II.6 Conducción del potencial de acción.....	14
Figura III.1 Diagrama de bloques del Bioestimulador.....	17
Figura III.2 Diagrama de la arquitectura Von Neumann.....	18
Figura III.3 Diagrama de la arquitectura Harvard.....	19
Figura III.4 Diagrama de la organización del Microcontrolador (μ C).....	20
Figura III.5 Clasificación de los Microcontroladores PIC.....	21
Figura III.6 Resistencias de pull-up.....	25
Figura III.7 Algoritmo de interrupción.....	28
Figura III.8 Esquemático de los botones de interrupción.....	29
Figura III.9 Disposición de los puertos del PIC.....	30
Figura III.10 El display.....	31
Figura III.11 Esquemático de conexión del display.....	32
Figura III.12 Programa principal.....	33
Figura III.13 Rutina inicializa.....	34
Figura III.14 Rutina select_function.....	36
Figura III.15 Rutina Renglón.....	37

Figura III.16 Rutina enable on enable off.....	39
Figura III.17 Rutina de incremento/decremento de frecuencia.....	40
Figura II.18 Rutina de incremento/decremento de ciclo de trabajo.....	41
Figura III.19 Rutina de incremento/decremento de corriente.....	42
Figura III.20 Rutina enable.....	43
Figura III.21 Rutina time.....	44
Figura III.22 Rutina CICLOUS.....	46
Figura III.23 Rutina CICLOMS.....	47
Figura III.24 Proceso de conversión digital-analógico.....	48
Figura III.25 Relación entrada-salida de un DAC.....	48
Figura III.26 Gráfica de entrada-salida ideal.....	49
Figura III.27 Linealidad Diferencial.....	50
Figura III.28 Error de monotonicidad.....	50
Figura III.29 Error de desplazamiento.....	51
Figura III.30 DAC con resistencias ponderadas.....	52
Figura III.31 DAC con capacitancias ponderadas.....	53
Figura III.32 DAC Potenciométrico.....	54
Figura III.33 Red R-2R.....	55
Figura III.34 Red R-2R en modo corriente.....	56
Figura III.35 Red R-2R en modo voltaje.....	57
Figura III.36 Convertidor Digital-Analógico Bipolar.....	58
Figura III.37 Convertidor Digital-Analógico Master-Slave.....	59
Figura III.38 Teoría de funcionamiento del DAC.....	60
Figura III.39 Convertidor voltaje-corriente con carga flotada tipo inversor.....	61
Figura III.40 Convertidor voltaje-corriente con carga flotada tipo no inversor.....	62
Figura III.41 Convertidor Voltaje-Corriente con carga a tierra.....	63
Figura III.42 Fuente de corriente constante.....	64
Figura III.43 Etapas de la fuente de alimentación.....	65
Figura III.44 Voltaje de rizo.....	67
Figura III.45 Esquemático de la fuente de alimentación.....	68
Figura III.46 Esquemático del PIC, DAC y líneas de comunicación al display.....	69
Figura III.47 Esquemático del Convertidor Voltaje-Corriente.....	69
Figura III.48 Esquemático de la Fuente de alimentación.....	70

Figura III.49 Esquemático del circuito impreso en P-CAD.....	71
Figura III.50 Montaje de componentes en circuito impreso.....	72
Figura III.51 Montaje en gabinete.....	72
Figura III.52 Vista frontal.....	73
Figura IV.1 Prueba del Bioestimulador con el osciloscopio.....	75
Figura IV.2 Señal del Bioestimulador: $f=20\text{Hz}$, $I=1\text{mA}$, Ciclo=10%, $R=1\text{k}\Omega$	75
Figura IV.3 Señal del Bioestimulador: $f=35\text{Hz}$, $I=1.5\text{mA}$, Ciclo=25%, $R=1\text{k}\Omega$	76
Figura IV.4 Señal del Bioestimulador: $f=50\text{Hz}$, $I=2.5\text{mA}$, Ciclo=70%, $R=1\text{k}\Omega$	76
Figura IV.5 Señal del Bioestimulador: $f=50\text{Hz}$, $I=2.5\text{mA}$, Ciclo=70%, $R=220\Omega$	77
Figura IV.6 Señal del Bioestimulador: $f=65\text{Hz}$, $I=3\text{mA}$, Ciclo=84%, $R=220\Omega$	77

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla I.1 Estimuladores comerciales.....	3
Tabla II.1 Nervios Craneales.....	10
Tabla III.1 Fichero de CCS para display.....	32
Tabla III.2 Consumo de corriente de los chips.....	66
Tabla V.1 Alcances del proyecto de Tesis.....	79

PREFACIO

En la actualidad el estudio del Sistema Nervioso es fundamental para la comprensión y tratamiento de diversas enfermedades que aquejan al ser humano.

En el Departamento de Inmunología del Instituto de Investigaciones Biomédicas de la UNAM (IIB) se han propuesto investigar los fenómenos de neuroinflamación (NI) y neurodegeneración debido a las implicaciones conocidas en cuanto a daño neuronal que resultan en alteraciones cognitivas y motoras. Aunque se sabe que el Sistema Nervioso Autónomo reduce la inflamación a través de la vía colinérgica anti-inflamatoria del nervio vago (NV), los datos actuales son poco claros respecto a la magnitud de los parámetros con los que se estimula dicho nervio. Es por ésta razón que resulta imprescindible contar con un estimulador que permita a los investigadores realizar experimentos a fin de recabar y generar nueva información al respecto.

El grupo de Electrónica del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico (CCADET) de la UNAM, tiene como una de sus líneas de desarrollo la Instrumentación Biomédica, por lo que la presente Tesis tendrá como fin satisfacer las necesidades específicas de la estimulación de nervio vago para pruebas en ratón que serán realizadas por parte del grupo de Inmunología del IIB.

Para el proyecto de investigación mencionado es de suma importancia contar con un instrumento que permita a los investigadores estimular dicho nervio y controlar parámetros tales como: corriente, frecuencia y ciclo de trabajo, para así poder adquirir conocimiento más específico respecto a la estimulación adecuada para contrarrestar los efectos de la neuroinflamación. Cabe mencionar que en el mercado existen estimuladores eléctricos para su uso en la investigación, los cuales son de importación lo que se traduce en un alto costo tanto en la adquisición como en el mantenimiento del mismo, de ahí la necesidad de generar tecnología propia a fin de satisfacer las necesidades de investigación en el país.

Capítulo I. Introducción

I.1 Descripción general

Un estimulador eléctrico en general, es un dispositivo que genera pulsos modulados en voltaje o corriente. Los neurofisiólogos suelen utilizarlos como medio alternativo a la estimulación física y química para el estudio de tejido excitable. Si bien suele ser utilizado en investigación, también tienen aplicaciones en rehabilitación muscular por ejemplo.

I.2 Planteamiento del problema

El Estimulador Eléctrico de Nervio Vago (EENV), comercialmente recibe el nombre de Sistema de Prótesis Neurocibernética (NCP) por sus siglas en inglés, y es fabricado y comercializado por la empresa Cyberonics, Inc (Houston, Tx). Es un estimulador con características propias para el nervio vago, que en 1997 fue aprobado por la Administración de Alimentos y Drogas (FDA). Dicho dispositivo es implantado quirúrgicamente en humanos en la parte superior izquierda del pecho, en donde un generador transmite impulsos eléctricos al cerebro a través del nervio vago a nivel cervical y sus aplicaciones clínicas son el control de la epilepsia en pacientes resistentes al tratamiento farmacológico y depresión.

Actualmente este dispositivo es de propósito específico y no es propiamente comercial, por otra parte los estimuladores eléctricos comerciales de propósito general además de poseer características que resultan sobradas para los fines buscados por el IIB, son equipo de

importación, lo que se traduce en un alto costo para su adquisición, por otro lado, el mantenimiento de los mismos resulta complejo debido a la falta de información tanto del equipo como de sus componentes, por lo que resulta imprescindible el diseño de un equipo que satisfaga las necesidades de los investigadores.

El uso de este o cualquier dispositivo debe ser lo más simple posible, reduciendo al mínimo la participación del usuario y tener un margen de error mínimo. Mientras el equipo sea más fácil de usar, requiera menos conexiones y el usuario deba configurar menos opciones será más sencillo su uso.

I.3 Objetivo

Diseñar e implementar un Estimulador Electrónico para Nervio Vago (EENV) para su uso en ratón que cumpla las necesidades de los estudios en curso del Laboratorio de Inmunología del IIB de la UNAM.

I.3.1 Objetivos particulares

El instrumento a desarrollarse en este trabajo debe de cumplir con las siguientes características:

- Intervalo de frecuencia de 1 a 100 Hz con incremento/decremento en 1 Hz.
- Ciclo de trabajo variable de 1% a 99% con incremento/decremento en 1%.
- Corriente Constante de 0.1mA a 1.5mA con incremento/decremento en 0.1mA.
- Despliegue de variables a controlar en display.
- Componentes de fácil adquisición e información disponible.
- Realización de manuales de usuario.

I.4 Estimuladores disponibles en el mercado

Como primer paso se evaluaron algunos instrumentos comerciales que cumplen funciones próximas a las requeridas, cabe destacar que si bien no es uno de los objetivos el realizar un instrumento que sea comercialmente competitivo es necesario estudiar las características de

instrumentos comerciales a fin de evaluar los características del proyecto basados en las pautas que marca la industria.

A la fecha se pueden encontrar en el mercado algunos equipos de estimulación eléctrica de propósito general. Sus diferencias radican en el intervalo de frecuencia, ciclo de trabajo, corriente drenada, resolución de las mismas y complianza.

Algunos ejemplos de equipo comercial se aprecian en la tabla I.1:

Nombre comercial	VNS (Cyberonics, Inc, 2007)	modelo102 (B. Braun Melsungen AG, 2012)	Stimuplex HNS12 (B. Braun Melsungen AG, 2012)	SD9 (Natus Neurology Incorporated - Grass Products , 2012)	CCU1 (Natus Neurology Incorporated - Grass Products, 2012)
Fabricante	Cyberonics, Inc	B. Braun Melsungen		Grass Technologies	Grass Technologies
Corriente máxima	No disponible	5 [mA]		50 [mA]	50 [mA]
Frecuencia[Hz]	1,2,5,10,15,20,25 y 30	1 y 2		Hasta 200	Requiere unidad de control
Ancho de pulso	130,250,500,750,1000[us]	0.1, .3, 1 [s]		10 a 100%	Requiere unidad de control
Forma de onda	Pulsos	Pulsos		CD y Pulsos	DC y pulsos
Complianza	No disponible	No disponible		100 [V]	150 [V]
Costo aproximado	No disponible	No disponible		\$2300 USD	\$1050 USD

Tabla I.1 Estimuladores comerciales

De la tabla I.1 s observa que los estimuladores 1 y 3 poseen características próximas a las requeridas por los investigadores del IIB; sin embargo, poseen un limitado rango de operación tanto en frecuencia como en ciclo de trabajo. Por su parte la unidad 3 posee un rango de operación que lo hace un instrumento sumamente versátil, pero difiere de los otros en cuanto al control que es analógico y requiere necesariamente de la unidad descrita en la 4ª columna para tener un control de corriente, lo que se traduce en la adquisición de dos aparatos cuyo costo es considerable.

I.5 Propuesta de solución al problema

La propuesta planteada en esta tesis para solucionar el problema anteriormente descrito, fue el desarrollar un estimulador eléctrico orientado a cubrir los parámetros específicos documentados en artículos internacionales en donde se hace referencia a la estimulación eléctrica vagal.

El objetivo es desarrollar un generador de pulsos cuadrados mediante un Microcontrolador dada la flexibilidad y economía de estos. Los componentes con los que sea fabricado en su totalidad deben ser de fácil adquisición en el mercado nacional. Por otro lado se debe proporcionar al usuario la información necesaria para operar el equipo sin necesidad de un técnico especializado.

La frecuencia de operación de la EENV suele ser de 1 a 50 Hz (Jared M. Huston, Margot Gallowitsch-Puerta, Mahendar Ochani, & Kanta Ochani, 2007), pero para fines prácticos la frecuencia máxima será de 100 Hz, y el incremento de frecuencia será unitario. El ciclo de trabajo también debe ser variable, así que se programará de tal forma que se pueda seleccionar un ciclo de trabajo del 1% al 99%. Por otra parte debe ser una fuente de corriente constante, es decir, que pese a las variaciones que pudieran presentarse en la impedancia del tejido, varíe su voltaje de tal forma que la corriente drenada siempre sea la misma, dicha corriente se encuentra documentada en diversos artículos con un valor de 1.5 mA como máximo, sin embargo, se decidió ampliar el rango máximo hasta 3mA, con miras de expandir su uso en otras aplicaciones.

Por otra parte los parámetros deben visualizarse en un display de forma clara, y el usuario debe tener la posibilidad de cambiar cualquier parámetro en el momento que lo desee, de tal forma que el estímulo se aplique cuando el usuario lo indique.

Capítulo II. Marco teórico

II.1 Sistema Nervioso Humano

El Sistema Nervioso es una red organizada de células nerviosas, también llamadas neuronas, encargadas de la generación, integración de señales provenientes del mundo exterior o de otras células y de la conducción de respuestas a células efectoras. El Sistema Nervioso cumple dos funciones principales: regular la homeostasis restaurando algunas condiciones del organismo después de algún estímulo externo, y segundo, alterar condiciones preexistentes reemplazándolas o modificándolas. Lo anterior puede ser visualizado desde el siguiente punto de vista: consideremos un sistema de control de tres componentes: señal de entrada, controlador y señal de salida. En un sistema de control biológico (Figura II.1) es el arco reflejo en el cual surge un estímulo o variación detectada del ambiente, tenemos un receptor que se encarga de detectar el cambio en la variable regulada y envía la información (vía aferente) al centro integrador (sistema nervioso), que a su vez envía la información de salida vía eferente hacia los efectores; dichos cambios deben ser notificados al sensor inicial, es decir, debe existir retroalimentación.

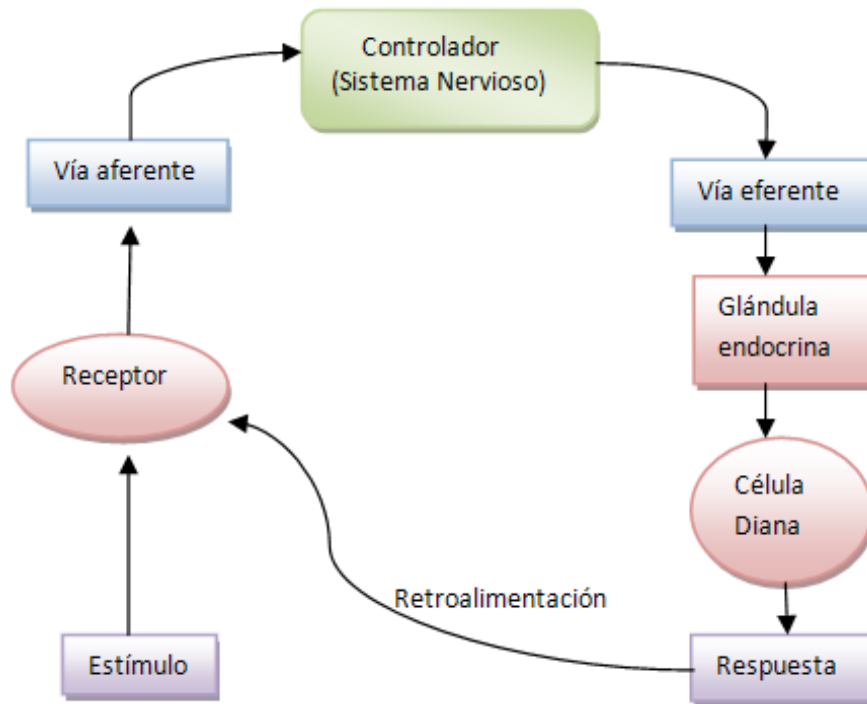


Figura II.1 Sistema de Control Biológico

Anatómicamente podemos visualizar al Sistema de la siguiente forma:

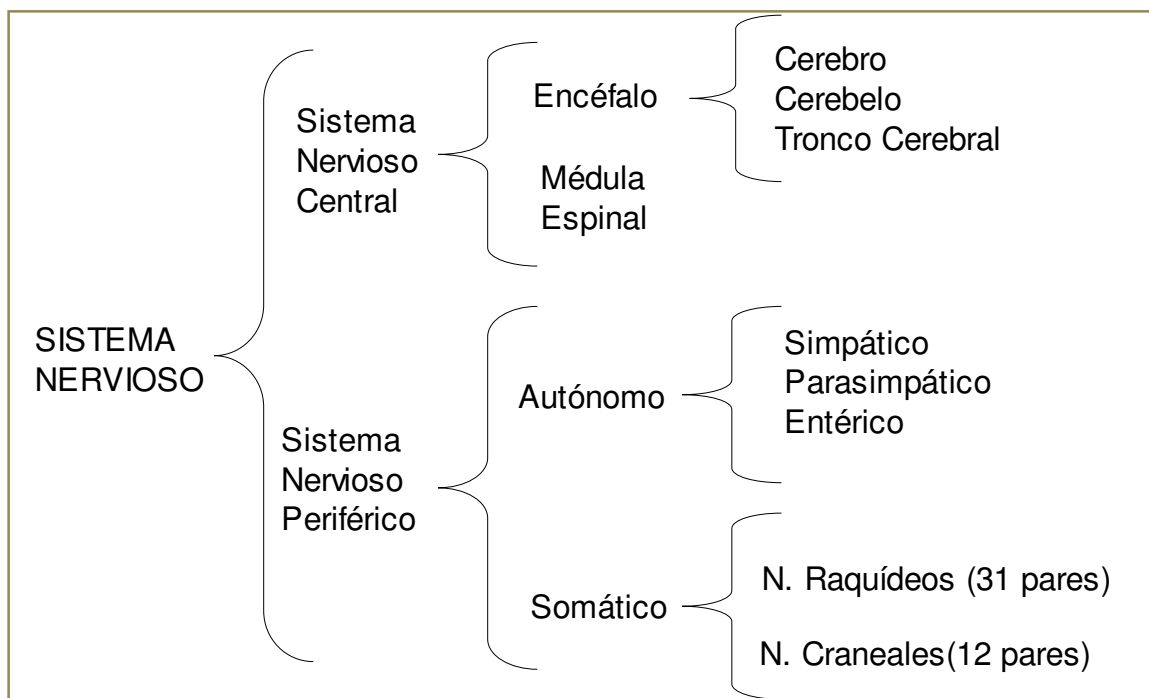


Figura II.2 Divisiones del Sistema Nervioso

Las funciones que desempeña el Sistema Nervioso Central y Periférico con sus respectivas subdivisiones se describen brevemente mediante el siguiente diagrama:

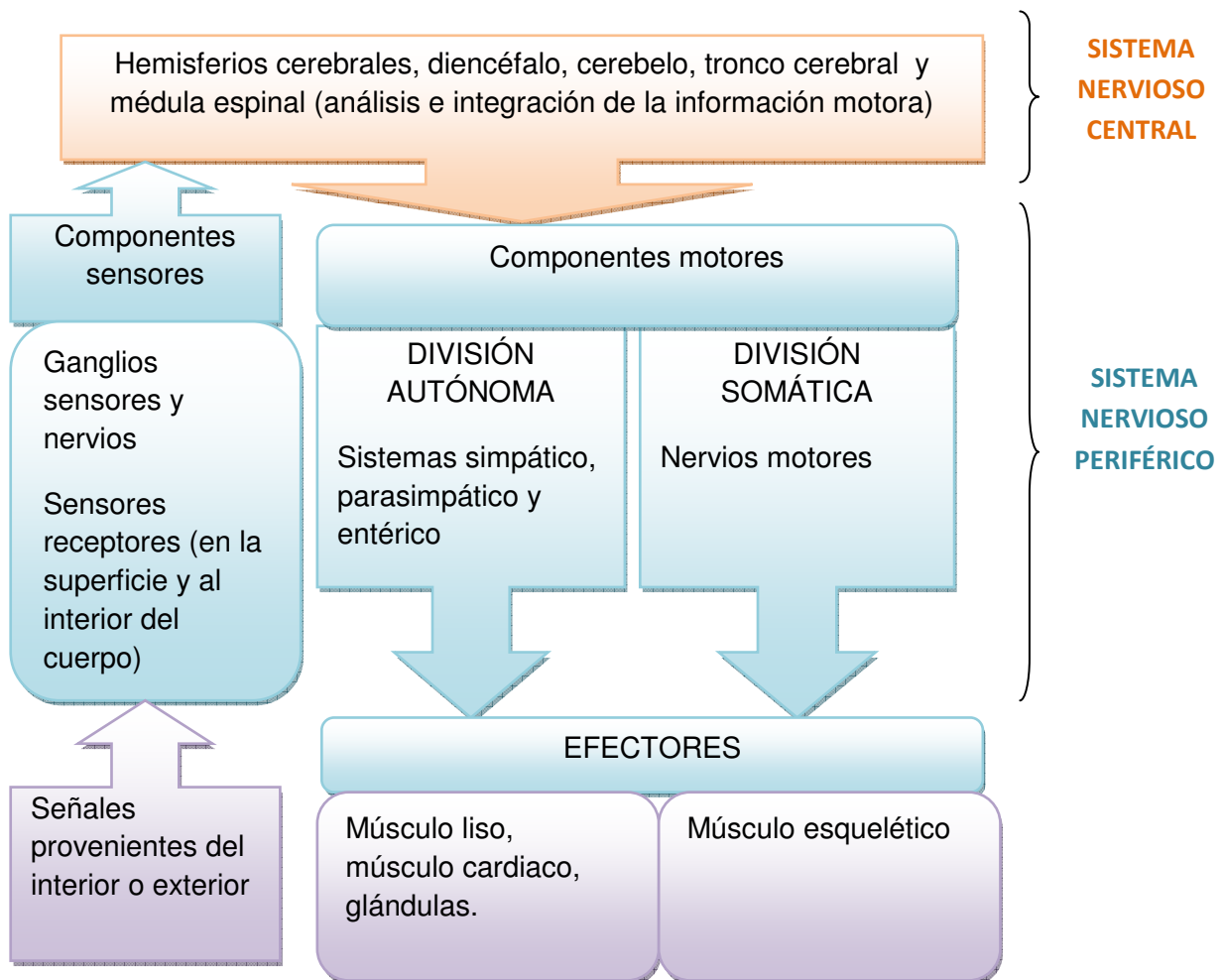


Figura II.3 Componentes del Sistema Nervioso (Purves, 2004)

II.1.1 Sistema Nervioso Central

El Sistema Nervioso Central (SNC) contiene la mayoría de las neuronas motoras y nucleares que inervan a músculos y otros efectores, comprende el encéfalo (cerebro, cerebelo y tronco encefálico cerebral) y la médula espinal.

II.1.2 Sistema Nervioso Periférico

El Sistema Nervioso Periférico (SNP) se compone de las neuronas sensitivas que conectan al encéfalo y a la médula espinal con los receptores sensoriales de la superficie o al interior del cuerpo así como los nervios motores que inervan músculos y glándulas, en otras palabras, podríamos decir que es el sistema sensorial. A su vez, el SNP se divide en: Sistema Nervioso Autónomo y Somático.

II.1.2.1 Sistema Nervioso Autónomo

También llamado Sistema Nervioso Vegetativo, es un sistema que utiliza parte del Sistema Nervioso Central y del Sistema Nervioso Periférico, por lo que según la literatura consultada, en ocasiones se suele separar de éstos y se maneja como un sistema independiente pese a ser un híbrido. Se le denomina Sistema Nervioso Autónomo a la división encargada de las funciones viscerales, es decir, aquellas que son involuntarias, de las que no tenemos control consciente como la frecuencia cardiaca, presión sanguínea, digestión, regulación de temperatura y las funciones reproductivas. En general inerva músculos lisos, el músculo cardíaco y las glándulas.

El control visceral se lleva a cabo mediante arcos reflejos integrados por receptores viscerales, neuronas sensoriales que llevan señales de la periferia al SNC que recibe éstas señales como entrada y emite respuestas motoras o secretoras hacia las vísceras.

II.1.2.1.1 Sistema Simpático

Organiza las respuestas involuntarias que anticipan el esfuerzo máximo, de respuesta inmediata, gasto de energía (catabólico). Entre sus funciones dilata la pupila, inhibe salivación, contrae vasos sanguíneos, relaja vías aéreas, acelera la frecuencia cardiaca, estimula la secreción de glándulas sudoríparas, inhibe digestión, estimula la producción y liberación de glucosa, estimula secreción de adrenalina y noradrenalina, relaja vejiga.

II.1.2.1.2 Sistema Parasimpático

Organiza las respuestas involuntarias que reflejan la función visceral en estado de relajación, de respuesta gradual, conservación de la energía (anabólico). Entre sus funciones contrae la pupila, estimula salivación, contrae vías aéreas, disminuye frecuencia cardíaca, estimula digestión, estimula a la vesícula a liberar bilis, dilata vasos sanguíneos en intestino y recto, estimula vejiga a contraerse.

II.1.2.1.3 Sistema Entérico

Participa en la motilidad, secreción y funciones inmunológicas del aparato digestivo.

II.1.2.2 Sistema Nervioso Somático

Es la división del SNP encargada de inervar al músculo esquelético. Cuando existe algún estímulo proveniente de los receptores cutáneos de la superficie corporal, es llevado al SNC mediante las neuronas sensitivas que llevan la información desde éstos receptores al SNC y de aquí la respuesta cursa vía Sistema Nervioso Somático a los músculos esqueléticos. Dichos impulsos motores pueden ser controlados de forma consciente, es decir, el Sistema Nervioso Somático es voluntario. Dentro de éste encontramos los Nervios raquídeos y los Nervios craneales.

II.1.2.2.1 Nervios Raquídeos

Los Nervios Raquídeos son también conocidos como Nervios Espinales, pertenecen al Sistema Nervioso somático y van desde la médula espinal hacia distintas zonas del cuerpo a través de los músculos vertebrales. Existen 31 pares de Nervios Raquídeos:

- 8 pares de nervios raquídeos cervicales (C1 a C8)
- 12 pares de nervios raquídeos torácicos (T1 a T12)
- 5 pares de nervios raquídeos lumbares (L1 a L5)
- 5 pares de nervios raquídeos sacros (S1 a S5)
- 1 par de nervios raquídeos coccígeos (Co)

II.1.2.2.2 Nervios Craneales

Los Nervios Craneales o Pares Craneales son 12 nervios que parten del tronco del encéfalo y emergen por los agujeros de la base del cráneo distribuyéndose por la cabeza, cuello, tórax y abdomen. Sus funciones se describen brevemente en la tabla II.1:

NERVIO	NOMBRE	FUNCIÓN
I	Nervio olfatorio	Transmite los impulsos olfativos
II	Nervio óptico	Transmite información visual al cerebro
III	Nervio oculomotor	Inerva el elevador palpebral superior, recto superior, recto medial, recto inferior y oblicuo inferior, los cuales de forma conjunta realizan la mayoría de los movimientos oculares.
IV	Nervio troclear	Inerva el músculo oblicuo superior el cual deprime, rota lateralmente e internamente el globo ocular.
V	Nervio trigémino	Percibe información sensitiva de la cara e inerva los músculos de la masticación
VI	Nervio abducens	Inerva el músculo recto lateral que abduce el globo ocular
VII	Nervio facial	Provee de información motora a los músculos encargados de la expresión facial, vientre posterior del músculo digástrico y el estapedio, recibe los impulsos gustativos de los dos tercios anteriores de la lengua y proporciona inervación secreto-motora a las salivales y la glándula lacrimal
VIII	Nervio vestibulococlear	Precepción de sonidos, rotación y gravedad.
IX	Nervio glosofaríngeo	Recibe impulsos gustativos del tercio posterior de la lengua, proporciona inervación secreto-motora a la glándula parótida e inervación motora al músculo estilofaríngeo.
X	Nervio vago	Proporciona inervación a la mayoría de los músculos laríngeos y a todos los músculos faríngeos; lleva fibras parasimpáticas a las proximidades de todas las vísceras abdominales y recibe el gusto proveniente de la epiglotis.
XI	Nervio espinal accesorio	Controla los músculos esternocleidomastoideo y el trapecio, se superpone con funciones del vago.
XII	Nervio hipogloso	Proporciona inervación motora a los músculos de la lengua y otros músculos linguales. Es importante para la deglución y la articulación de sonidos.

Tabla II.1 Nervios Craneales

II.1.2.2.2.1 Nervio Vago

Como se mencionó en la introducción, el Bioestimulador diseñado será hecho específicamente con parámetros propios para la estimulación del nervio vago (NV) en ratones. Como se describió anteriormente el NV pertenece Sistema Nervioso Periférico Somático y es el décimo nervio (X) de los pares craneales. Si bien en la tabla II.1 se describen sus funciones generales, agregaremos algunas otras que pudieran ser relevantes.

- El NV es un nervio craneal mixto compuesto por aproximadamente 80% de las fibras aferentes y 20% de fibras eferentes.
- Las fibras parasimpáticas inervan el corazón, los pulmones y el tubo digestivo.
- Fibras motoras viscerales especiales que inervan los fascículos estriados de la laringe, la faringe y el paladar.
- Fibras sensitivas viscerales especiales que proceden de la mucosa del paladar, faringe y laringe, así como del corazón, los pulmones y tubo digestivo.
- Fibras sensitivas viscerales especiales proceden de la valécula y epiglotis.
- Fibras sensitivas somáticas que inervan la parte posterior del conducto auditivo externo y la membrana timpánica.

II.2 Electrofisiología

Se define como electrofisiología al estudio de las propiedades eléctricas de células y tejidos biológicos. Incluye medidas de cambio de voltaje o corriente eléctrica en una amplia variedad de escalas, desde el simple canal iónico de proteínas hasta órganos completos.

II.2.1 Membrana Celular

La Membrana Celular es una bicapa fosfolípida, un material eléctricamente inerte, cuyo espesor es aproximadamente 75 Angstrom por lo que posee una alta capacitancia, aproximadamente $1\mu\text{F}/\text{cm}^2$, cuya función es delimitar y mantener el equilibrio entre el interior y el exterior de la célula. Su importancia radica en que la distribución asimétrica de iones a cada lado de la membrana en la célula resulta en una diferencia de potencial entre el interior y el exterior de la célula, lo que da origen a la bioelectricidad. Al interior de la célula predominan las cargas negativas con respecto al exterior, por ello se dice que la membrana (y en consecuencia la

célula) está despolarizada. Dicha diferencia de potencial es conocida como potencial de membrana en reposo y su magnitud promedio es de -70mV .

II.2.2 Potencial de Membranas

Supongamos que a un axón se le aplica un estímulo eléctrico, el resultado son cambios locales en el potencial de membrana que estarán en función de la intensidad, duración y polaridad del estímulo aplicado. La respuesta observada en la membrana se conoce como potenciales electrotonicos, y son respuestas pasivas cuya magnitud depende de la intensidad y duración del estímulo aplicado, además que decrecen en tiempo y espacio de forma exponencial (Figura II.4).

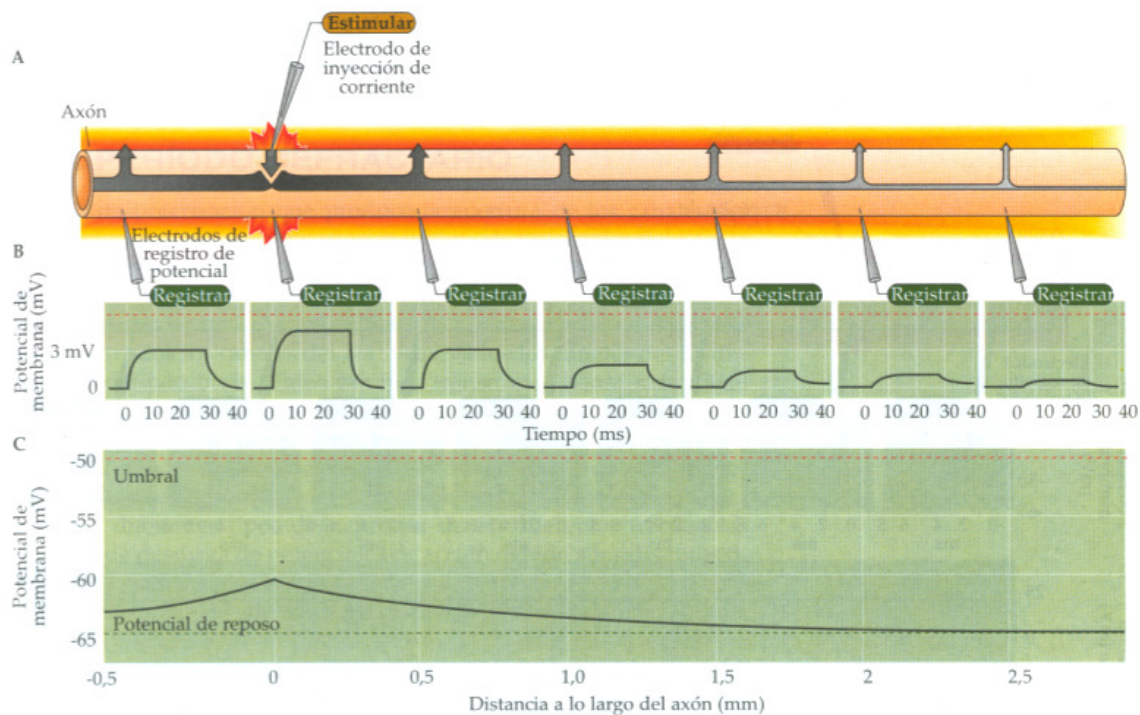


Figura II.4 El potencial electrotonico. En la imagen apreciamos (A) un axón en el que se ha insertado varios electrodos a distancias crecientes de un electrodo de estimulación; (B) cambios en la magnitud registrados por cada uno de los electrodos, donde se aprecia que la respuesta disminuye en función de la distancia al sitio de estimulación. (Purves, 2004)

II.2.3 Potencial de Acción

Las membranas crean potenciales de acción mediante cambios activos en la permeabilidad de iones como sodio y potasio. El cambio de voltaje transmembranal que inicia al potencial de acción normalmente proviene de corrientes originadas en el tejido adyacente, aunque también podrían venir de fuentes artificiales, como un estimulador. Si la intensidad del estímulo sobrepasa cierto umbral, la respuesta obtenida será una reducción muy rápida del potencial de membrana, resultando en una despolarización, la célula cambiará de polaridad, es decir, predominarán cargas positivas al interior de ésta respecto al exterior. A éste tipo de respuesta se le conoce como potencial de acción (Figura II.5).

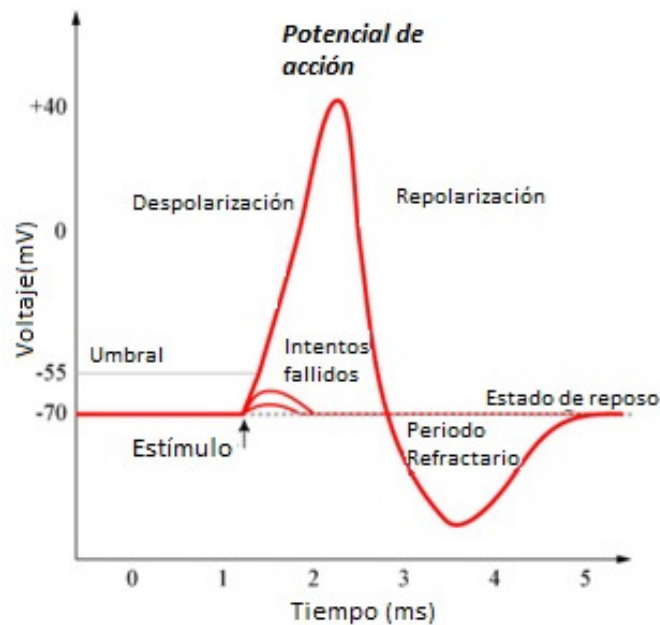


Figura II.5 El potencial de acción

En principio hay que establecer las condiciones iniciales de la célula: al interior de la célula encontramos iones de potasio, mientras que al exterior hay iones de sodio, separados por la membrana celular. La diferencia entre la cantidad de iones al interior y exterior es lo que da lugar a la diferencia de potencial de -70mV, que es el potencial de membrana en reposo.

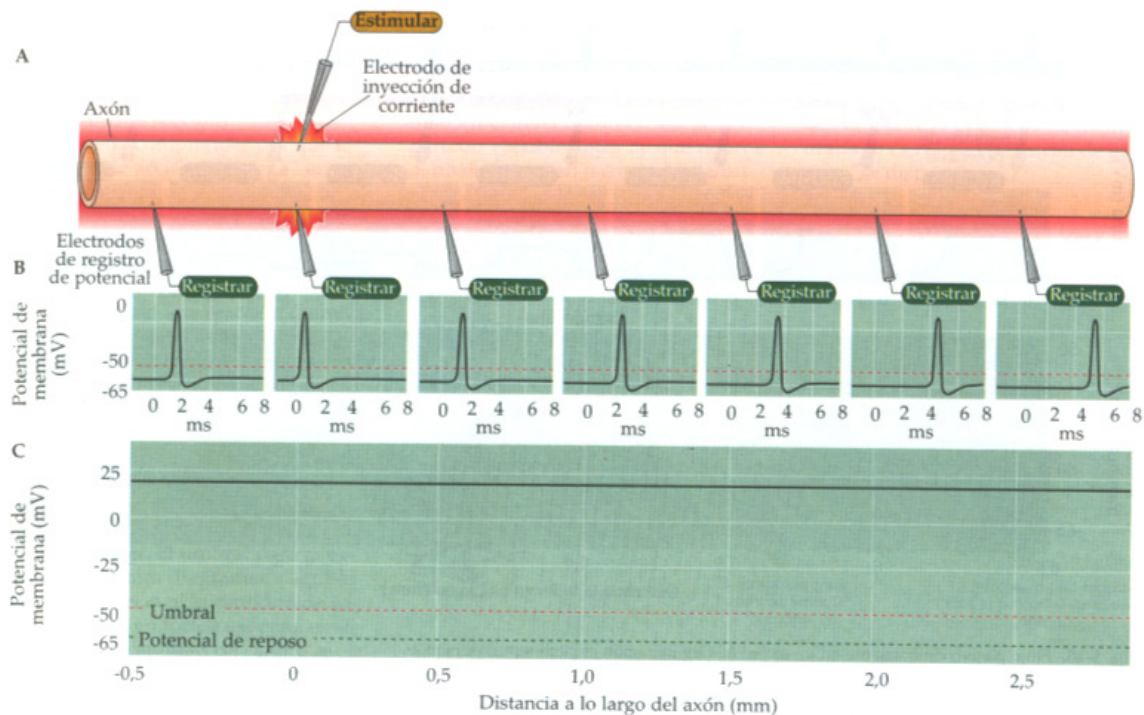


Figura II.6 Conducción del potencial de acción. En la parte superior (A) se muestra un axón en el que se han insertado varios electrodos a distancias crecientes del sitio de estimulación; (B) corresponde a los cambios de voltaje registrados en cada electrodo, donde se aprecia que la amplitud del potencial no cambia con respecto a la distancia del sitio de estimulación y (C) corresponde a los valores del potencial en función de la distancia. (Purves, 2004)

La razón por la que el potencial de acción se propaga sin decremento a diferencia de las respuestas electrotonicas es porque estas últimas están sostenidas por una diferencia de potencial muy pequeña debido a los pocos canales de sodio que abren puesto que el estímulo no es suficiente al no sobrepasar el umbral de disparo, de modo que los canales de sodio terminan por cerrarse, mientras en el potencial de acción el valor umbral dispara la apertura de muchos canales rápidos de sodio en una región circunscrita de la membrana, además de que en la región donde se genera el potencial de acción ocurre un sumidero de corriente (la corriente entra al circuito), que permite que en las regiones aledañas surja la diferencia de potencial necesaria para abrir el número de canales iónicos indispensables para alcanzar otro potencial de acción, de modo que tendremos respuestas sucesivas y de ahí que el potencial no tenga decremento a lo largo de su propagación.

Para el potencial de acción no importa si el estímulo incrementa su intensidad, la respuesta será la misma en cuanto a su amplitud y duración. Otra característica importante es que el potencial de acción no cambia con la distancia, se propaga sin decremento. Si se aplican dos estímulos muy cercanos temporalmente, se producirá solamente una respuesta, porque se debe esperar a

que se haya llevado a cabo la mayor parte del proceso de repolarización, entonces el potencial de acción posee un periodo refractario a otro estímulo, es decir, un periodo donde la célula es inexcitable (Figura II.6).

Capítulo III. Diseño e implementación

III.1 Descripción General

El Bioestimulador está integrado por dos secciones, el software y el hardware. La primera se refiere a la sección digital, es decir, la programación del Microcontrolador, que será el encargado de la señal de control, mientras que la segunda consiste en la sección analógica, en donde se acondicionará la señal para obtener una corriente constante.

La sección del hardware se subdivide en Convertidor Digital-Analógico, Convertidor Voltaje-Corriente, y finalmente el desplegado de las variables.

El software de programación se compone de un programa principal, que a su vez se encuentra subdividido en varias rutinas de acuerdo al parámetro que se desea modificar.

El diagrama de bloques del bioestimulador donde se aprecian las diferentes etapas que conforma el proyecto se muestra en la Figura III.1.

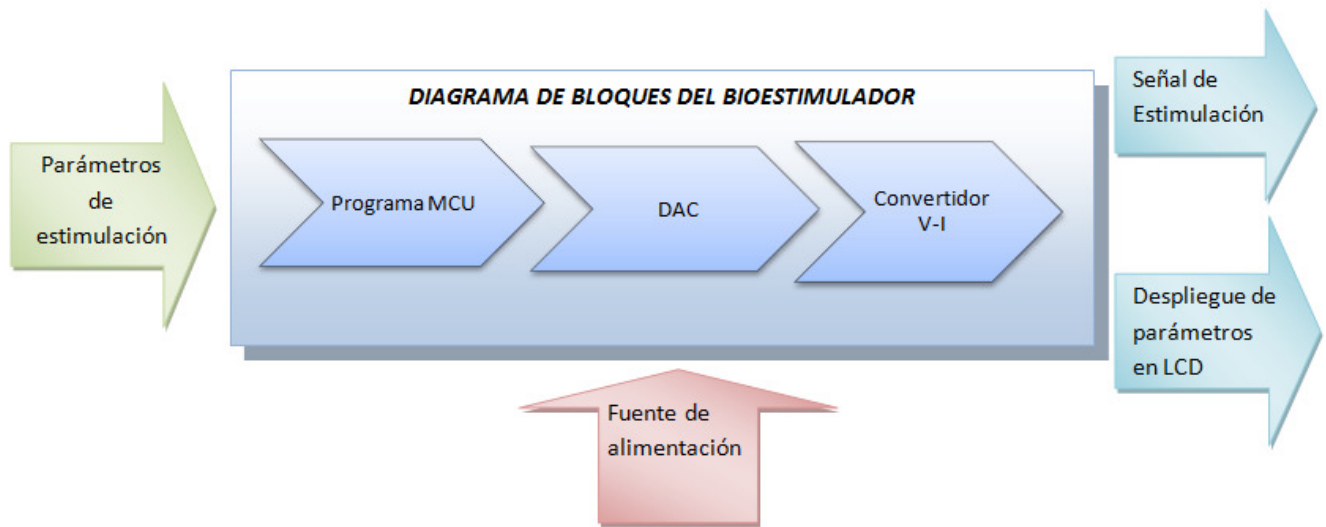


Figura III.1 Diagrama de bloques del Bioestimulador

En el laboratorio de Electrónica del CCADET se desarrolla equipo electrónico para diversas aplicaciones, una de ellas, la instrumentación biomédica. Se utilizaron Microcontroladores fabricados por Microchip debido a que en el departamento mencionado se cuenta con la experiencia y el equipo para desarrollar sistemas a base de estos dispositivos. El utilizar Microcontroladores de Microchip tiene algunas ventajas frente a los fabricados por otras compañías, por ejemplo:

- Disponibilidad en el mercado nacional
- Set de instrucciones reducido (RISC)
- Circuito de operación básico
- Disponibilidad de documentación

Para poder definir a un Microcontrolador (μC), se debe tener claro en primer lugar su diferencia respecto a un Microprocesador (μP).

III.2 Microprocesador (μP)

El microprocesador es el encargado de ejecutar las instrucciones que emanen de un proceso determinado realizando operaciones aritméticas y lógicas simples tales como la suma, resta, multiplicación y división, en lógica binaria.

Existen dos arquitecturas de diseño de un microprocesador: la arquitectura Von Neumann y la Harvard.

III.2.1 Arquitectura Von Neumann

El primer modelo de una computadora o microprocesador de propósito general es el modelo Von Neumann (Figura III.2), que consta de 5 secciones:

- Unidad Lógico Aritmética. Efectúa operaciones aritméticas y lógicas entre números binarios.
- Unidad de memoria. Dispositivo encargado del acceso a la memoria, éste dispositivo traduce las direcciones virtuales a direcciones físicas.
- Unidad de control. Responsable del control de todo el sistema, se encarga de buscar las instrucciones en la memoria principal, decodificarlas y ejecutarlas.
- Unidad de entrada. Periféricos que permiten el ingreso y digitalización de información para ser procesada.
- Unidad de salida. Son dispositivos para proyectar la información hacia el exterior, es decir la información que ha sido procesada.

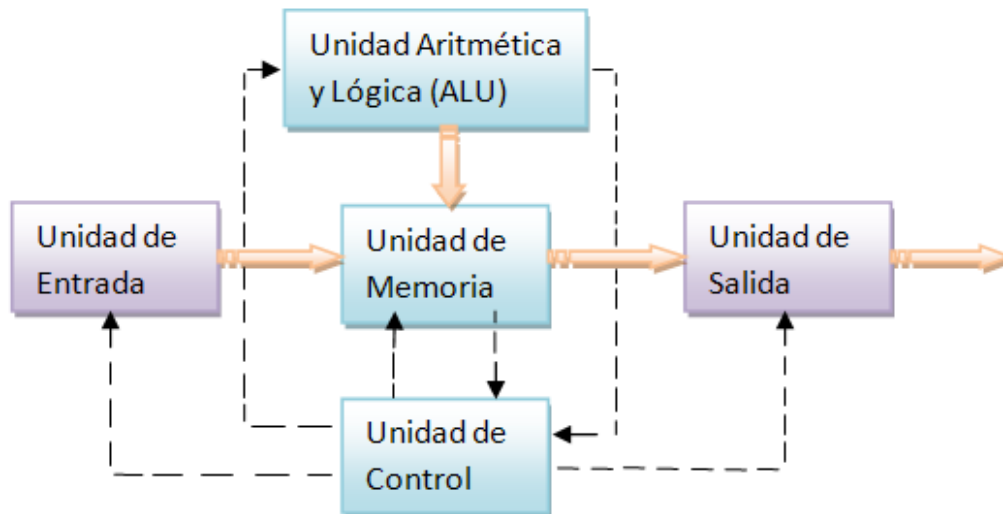


Figura III.2 Diagrama de la arquitectura Von Neumann

La característica principal de esta arquitectura de diseño es que se utiliza el mismo dispositivo de almacenamiento tanto para instrucciones como para datos.

III.2.2 Arquitectura Harvard

La arquitectura Harvard para un microprocesador (Figura III.3) consta de Unidad Lógica Aritmética, Unidad de Control, Unidad de Memoria, Unidad de Entrada y Unidad de Salida. Si bien posee los mismos elementos que la arquitectura Von Neumann, difiere en sus dispositivos de almacenamiento para datos e instrucciones, que físicamente se encuentran separados, en consecuencia tiene dos memorias independientes, una para los datos y otra para las instrucciones. Además de la memoria, el procesador tiene los buses segregados, de tal forma que cada tipo de memoria tiene su propio bus de datos e instrucciones. La intención de este tipo de arquitecturas de computadoras es maximizar la velocidad de la memoria.

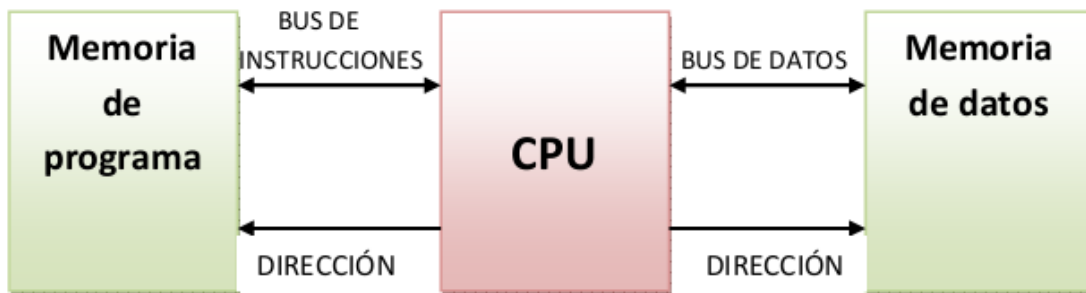


Figura III.3 Diagrama de la arquitectura Harvard

III.3 Microcontrolador (μC)

Es un circuito integrado que posee un sistema completo en un solo chip; incluye microprocesador, memoria RAM, ROM, puertos de entrada/salida, paralelos, puertos de comunicación serie síncronos/asíncronos, convertidor AD, unidad de tiempo (timer), oscilador y reloj interno, como se aprecia en la figura III.4.

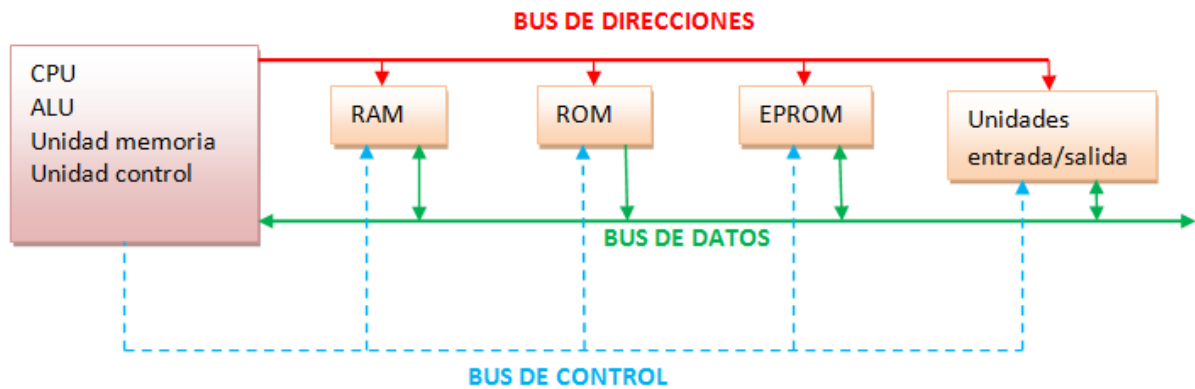


Figura III.4 Diagrama de la organización del Microcontrolador (μ C)

III.3.1 Microcontroladores PIC

Los PICmicro (Peripheral Interface Controller), son una serie de Microcontroladores que presentan características muy atractivas como son:

- Migración. Es posible cambiar de modelo de μ C y pasar a otro con capacidades extendidas sin mayor problema gracias a la compatibilidad del software, instrucciones, periféricos y las herramientas de desarrollo.
- Procesador RISC con Arquitectura Harvard. La independencia entre la memoria de instrucciones y la de datos, propia de ésta arquitectura, facilita el trabajo en paralelo de ambas memorias. La filosofía RISC (Reduced Instruction Set Computer) es un conjunto de 35 instrucciones que se ejecutan cada una en un ciclo de reloj (equivalente a 4 ciclos del oscilador) a excepción de las instrucciones de salto, que requieren dos ciclos de reloj.
- Se clasifican según el tamaño de los datos que manejan, Microchip sólo fabrica Microcontroladores de 8 y 16 bits.
- Circuito eléctrico de encendido. Los elementos que requiere un PIC para funcionar son mínimos: cristal, alimentación y circuito de reinicio.

Los Microcontroladores PIC de 8 bits se clasifican en 3 grandes gamas:

- ❖ La gama base. Se caracteriza por Microcontroladores con un juego de 33 instrucciones máquina de 12 bits de longitud cada una y disponen de una pila con sólo dos niveles de profundidad.

- ❖ La gama media. Responde a un set de 35 instrucciones con un formato de 14 bits de longitud cada una, con una Pila de 8 niveles de profundidad y con un vector de interrupción.
- ❖ La gama alta. Tiene un set de 77 instrucciones de 16 bits de longitud cada una, una Pila con 31 niveles de profundidad y dos vectores de interrupción.

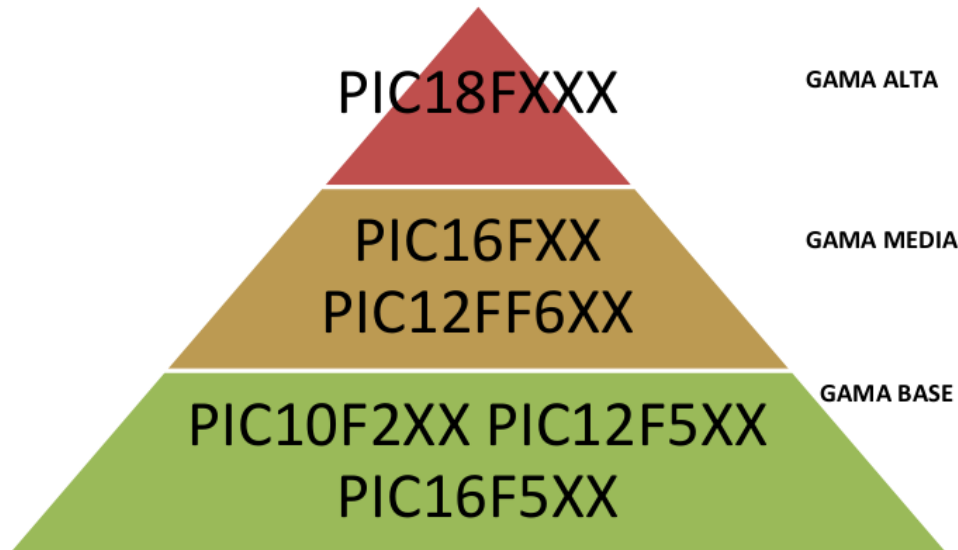


Figura III.5 Clasificación de los Microcontroladores PIC

Cabe destacar que el set de instrucciones y la profundidad de la Pila no son la única característica que aumenta conforme se elige un PIC de una gama mayor; pues también entre mayor sea la gama de este, tendremos mayor capacidad en memoria de programa, memoria de datos, EEPROM y los diferentes periféricos que en algunos casos son muy especializados, y van desde el Convertidor Analógico-Digital de 10 bits, hasta 5 temporizadores, interfaces para comunicación con bus I²C, SPI, USART, CAN 2.0, etc.

III.3.1.1 Microcontrolador PIC16F877A

Perteneciente a la gama media, el PIC16F877A posee los siguientes recursos:

- Procesador de arquitectura RISC avanzada
- Juego de 35 instrucciones con 14 bits de longitud

- Frecuencia de 20 MHz
- Memoria de código tipo flash de hasta 8k de palabras de 14 bits
- Memoria de datos RAM de hasta 368 bytes
- Memoria de datos EEPROM de hasta 256 bytes
- Hasta 14 fuentes de interrupción internas y externas
- Pila con 8 niveles
- Modos de direccionamiento directo, indirecto y relativo
- Watch Dog
- Código de protección programable
- Modo de bajo consumo
- Programación serie con sólo dos pines
- Voltaje de alimentación comprendido entre 2V y 5.5V
- Bajo consumo

Por otro lado sus dispositivos periféricos

- Timer0: temporizador-contador de 8 bits con preescalador de 8 bits.
- Timer1: temporizador-contador de 16 bits con preescalador.
- Timer2: temporizador-contador de 8 bits con preescalador y postescalador.
- Dos módulos de Captura-Comparación-PWM.
- Convertidor A/D de 10 bits.
- Puerto Serie Síncrono (SSP) con SPI e I²C.
- USART
- Puerta paralela Esclava (PPS).

III.4 Programación del Microcontrolador

Para el desarrollo del programa se utilizó un lenguaje de alto nivel para la programación y se utilizó un ambiente de desarrollo. Dicho proceso se explica a continuación.

III.4.1 Ambiente de Desarrollo MPLAB IDE

MPLAB IDE es un ambiente de desarrollo gratuito diseñado por Microchip para el diseño de aplicaciones que empleen Microcontroladores PIC y DSPIC fabricados por dicha compañía.

Algunas de las características más atractivas de éste entorno de desarrollo son:

- ❖ Programación en lenguaje ensamblador o en lenguaje de alto nivel si se dispone del compilador.
- ❖ Realizar simulación de los programas mostrando el estado de registros internos, banderas de interrupción, convertidores DA/AD, localidades de memoria.
- ❖ Ensamble de programas y ejecución paso a paso
- ❖ Programación del Microcontrolador.

En el proceso de programación se realizaron múltiples pruebas, si bien en algunas de ellas se utilizaron las herramientas de programación y depuración del MPLAB, en su mayoría las pruebas tuvieron que ser físicas, es decir, utilizando herramientas como osciloscopio y multímetro.

Para el grabado del programa se contó con el programador PicStart PLUS. Dicho programador permite trabajar con una amplia variedad de Microcontroladores de Microchip.

III.4.2 Lenguaje de Programación

Cuando grabamos un programa en la ROM del Microcontrolador, lo que se está grabando son archivos .hex, y es justo el tamaño de estos archivos lo que concierne a un programador para definir si debe programar en lenguaje ensamblador o en un lenguaje de alto nivel. Es de suma importancia considerar que los Microcontroladores por sí mismos tienen una ROM limitada en el chip, aunque existe la posibilidad de expandir esa memoria de forma externa, ello implica un costo adicional en hardware.

Pese a que el resultado de compilar un programa en lenguaje ensamblador resulta en un código .hex que es mucho más pequeño que uno escrito en lenguaje C, el programar en lenguaje ensamblador es más complicado y requiere de un mayor conocimiento del funcionamiento del Microcontrolador. No obstante a la desventaja del mayor uso de memoria en el μC , el programar en C suele ser más sencillo y consume menos tiempo, además si se desean realizar cambios al programa se puede utilizar código disponible en las diferentes librerías y C es un lenguaje portable a otros modelos de Microcontroladores con mínimas o nulas modificaciones.

III.4.3 Compilador CCS

Algunas compañías se han ocupado de desarrollar compiladores en lenguaje C para el uso en los Microcontroladores PIC. Si bien existen compiladores como el C18, en el Laboratorio de Electrónica del CCADET se cuenta actualmente con el compilador CCS, por lo que se utilizó este para el desarrollo del proyecto. Cabe destacar que el compilador CCS suministra los controladores (drivers) para diversos dispositivos como LCD, convertidores AD, relojes en tiempo real, EEPROM serie, etc.

III.4.4 Diseño de Programación

En un principio se tomaron en cuenta dos posibilidades para generar la señal. La primera de ellas fue el utilizar el módulo del Timer, la segunda mediante la instrucción delay.

El Timer es un módulo del PIC que se encarga de contar eventos externos e internos. En el primer caso se habla de un contador, mientras en el segundo de un temporizador. Hay que recordar que el PIC18F877A posee el Timer0, Timer1 y Timer2; de ocho, dieciséis y ocho bits, respectivamente. Si bien el módulo del Timer es una excelente opción como temporizador, existen dos razones por las que se descartó su utilización:

La primera es que las ecuaciones que definen el comportamiento del Timer son exactas cuando se programa con lenguaje ensamblador, pero con el uso de lenguaje C, se observa un ligero retraso debido a la conversión de lenguaje de alto nivel a código máquina, por ello los tiempos resultan inexactos.

El modo para realizar el programa, fue auxiliándonos en la instrucción delay. El Microcontrolador tiene la posibilidad de entregarnos dos estados en un pin de cualquiera de sus puertos, pues son bidireccionales (entrada/salida): estado alto (5 volts) o estado bajo (0 volts). Dichos valores pueden fluctuar en valores ligeramente mayores o menores, esto dependerá del valor de polarización suministrado por la fuente de alimentación.

III.4.4.1 Resistencias de pull-up del puerto B

Para realizar el cambio de estado en el puerto B, será necesario hacer un arreglo que nos permita cambiar de estado alto a bajo con un push-button. Para ello, el puerto B del Microcontrolador cuenta con unas resistencias internas llamadas resistencias de pull-up (existe la configuración inversa llamada resistencias de pull-down), las cuales pueden ser habilitadas cuando se configura al puerto B como entrada.

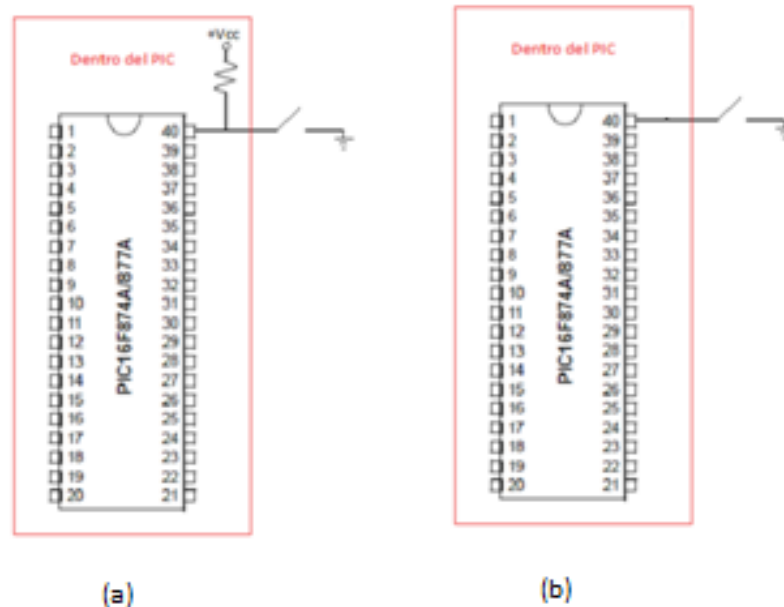


Figura III.6 Resistencias de Pull up:(a) Resistencias de pull-up en el μC , (b) Sin Resistencias de pull-up en el μC .

Su utilidad se explica a continuación: basados en el esquema de la figura III.6(b), supongamos que tenemos un botón, el cual puede estar abierto o cerrado inicialmente. Si se cierra el interruptor, se observa que el estado del pin será de 0 volts, pero si el botón se suelta y no tenemos conexión alguna, entonces no habrá un estado definido en el pin, es decir, el voltaje variará y aunque por teoría de circuitos se sabe que una entrada no conectada en un circuito lógico equivale a un estado alto, no se puede tener la certeza de tal hecho, por ello es necesario conectar resistencias de pull-up como se muestra en la imagen III.6(a). Observando de nueva cuenta la Figura III.6(a), se observa que si el botón se encuentra sin presionar, se fuerza a que el estado del pin en cuestión sea alto, es decir 5 volts; en caso de cerrar el botón, el estado resultante en el pin será bajo, es decir 0 volts.

III.4.4.2 Debounce

El debounce o rebote por contacto se refiere a los efectos producidos en contactos eléctricos que como producto del cambio en un switch mecánico suelen conectarse y desconectarse en repetidas ocasiones cuando el botón es presionado tan solo una vez.

Si alguna vez se ha puesto atención al paso de una corriente o al voltaje a través de un switch mecánico se puede observar que el cambio de estado apagado-encendido no siempre se realiza en un solo paso, de forma limpia. A menudo se observan varios cambios de estado antes de que el switch complete la transición. Éste estado intermedio es conocido como “rebotes de contacto” y en el caso de los microprocesadores, puede ser causa de errores en la información suministrada a nuestra entrada, por ello la necesidad de evitarlo. En algunas ocasiones estos rebotes de contacto pueden ser evitados mediante filtros analógicos y un comparador con histéresis. Desafortunadamente ésta no es una solución para todos los casos, e incluso si lo fuera, el costo extra en hardware no es justificable; especialmente si es posible evitar tales efectos por software. Para evitar éste problema podemos apoyarnos de las interrupciones.

III.4.4.3 Interrupciones

Una de las principales herramientas en la que se basó éste proyecto, es el uso de Interrupciones. Las interrupciones permiten a cualquier suceso interno o externo detener la ejecución del programa principal para atender una tarea específica. En el momento en que se produce una interrupción el PIC detiene la ejecución de programa principal, da un salto hacia el vector de interrupción de la memoria del programa y ejecuta una tarea específica. Una vez finalizada la faena, el PIC regresa a la ejecución del programa principal en la misma localidad del programa en que se detuvo, y continúa su ejecución. Con el uso de interrupciones, se puede atender a diversos dispositivos (no al mismo tiempo, claro está); y cada dispositivo puede ser atendido por el Microcontrolador basado en la prioridad que se le haya asignado en la programación; en otras palabras, la ventaja de las interrupciones es la optimización de recursos.

Con el uso de interrupciones, no se tienen que utilizar técnicas de consulta o polling, las cuales provocan retardos o paradas en la ejecución del programa principal. En el polling el Microcontrolador monitorea continuamente el estado de algún dispositivo, un botón por ejemplo, entonces tendríamos que el Microcontrolador estaría todo el tiempo ocupado revisando continuamente el estado del botón, de modo que no podría ejecutar otras instrucciones.

Las fuentes de interrupción dependen del PIC utilizado. El PIC16F877A tiene 14 fuentes de interrupción, las más utilizadas son:

- a) Interrupción asignada a cada uno de los timers, Timer0, 1 y 2 en caso de desbordamiento.
- b) Interrupción por escritura de EEPROM finalizada.
- c) Interrupción externa (RB0).
- d) Módulo CCP (Comparación, Captura y Modulador por Ancho de Pulso).
- e) El Convertidor Analógico Digital (ADC).
- f) La comunicación serial USART tiene dos interrupciones, una para recepción y otra para transmisión.
- g) Cambio de estado en el puerto B.

Tras reiniciar el Microcontrolador, todas las interrupciones se encuentran inhabilitadas (enmascaradas), es decir, ninguna responderá al Microcontrolador si son solicitadas. Las interrupciones deben ser habilitadas (desenmascaradas) por software para que el Microcontrolador responda a ellas.

Cuando se activa una interrupción, el Microcontrolador realiza las siguientes acciones:

- Termina la instrucción que está ejecutando y guarda la dirección de la siguiente instrucción en la pila del stack.
- Salta hacia la localidad de memoria del Vector de Interrupción. El vector de Interrupción dirige al Microcontrolador a la dirección de rutina de atención a la interrupción (ISR).
- EL Microcontrolador obtiene la dirección de la ISR (Interrupt Service Routine) del vector de interrupción y se dirige a esta. Comienza a ejecutar la subrutina de interrupción hasta que alcanza la última instrucción de dicha subrutina, que es RETFIE (Return From Interrupt Exit).
- Tras ejecutar la instrucción RETFIE el Microcontrolador regresa al lugar de donde fue interrumpido y continua ejecutando a partir de esa instrucción.

Al poseer un único vector de interrupción, el PIC posee unos registros de control conocidos como banderas, que se activan en caso de producirse alguna de las interrupciones, de tal forma que revisando dichas banderas, se puede saber qué evento fue el que provocó la interrupción. El compilador C se encarga de generar el código necesario para leer y borrar dichas banderas (García, 2008).

En el compilador C, la directiva habitual en el manejo de las interrupciones es `#INT_xxxx`; para nuestro caso utilizaremos `#INT_RB`.

III.4.4.3.1 Algoritmo de Interrupción

Para generar una interrupción eficaz, se utilizó el siguiente algoritmo:

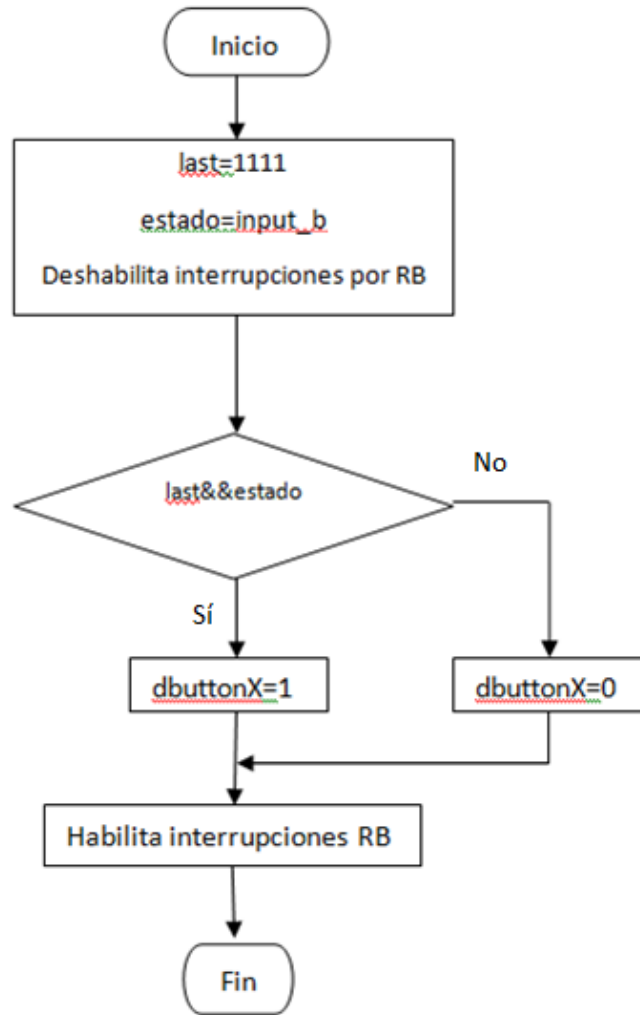


Figura III.7 Algoritmo de interrupción

Aquí se muestran dos variables con las que nos apoyaremos para la lectura de los estados en el puerto: *estado* y *last*.

La variable *last* tendrá asignado de inicio el valor F0 en hexadecimal, en binario es 11110000.

La variable *estado* adquirirá el valor que resulte de la posición de los push-button. Originalmente *estado=1111*, puesto que los botones no se encuentran presionados y son

normalmente abiertos, el valor del puerto B será un 1 lógico. De tal modo tendremos que los bits 4 a 7 del puerto B, son entradas, y es justo ahí donde colocaremos los botones.

Para saber cuándo se ha presionado un botón, se utilizará la variable de tipo *short int* (*dbuttonx*). Dicha variable valdrá 1 cuando se cumpla la condición de AND entre las variables *last* y *estado*.

Las interrupciones se llevarán a cabo cuando se presione uno de los tres botones que tenemos en la Figura III.8. Su función se explica a continuación:

- Botón de incremento: incrementa el valor de la variable en cuestión. Una vez que haya llegado a su límite superior, de ser presionado habrá interrupción pero no incrementará más.
- Botón Decremento: decrementa el valor de la variable en cuestión. Cuando haya alcanzado su límite inferior, de ser presionado hará interrupción pero no decrementará más.
- Botón Menú: Permite seleccionar el parámetro a modificar, posicionando gráficamente al usuario en el LCD mediante una flecha (←).

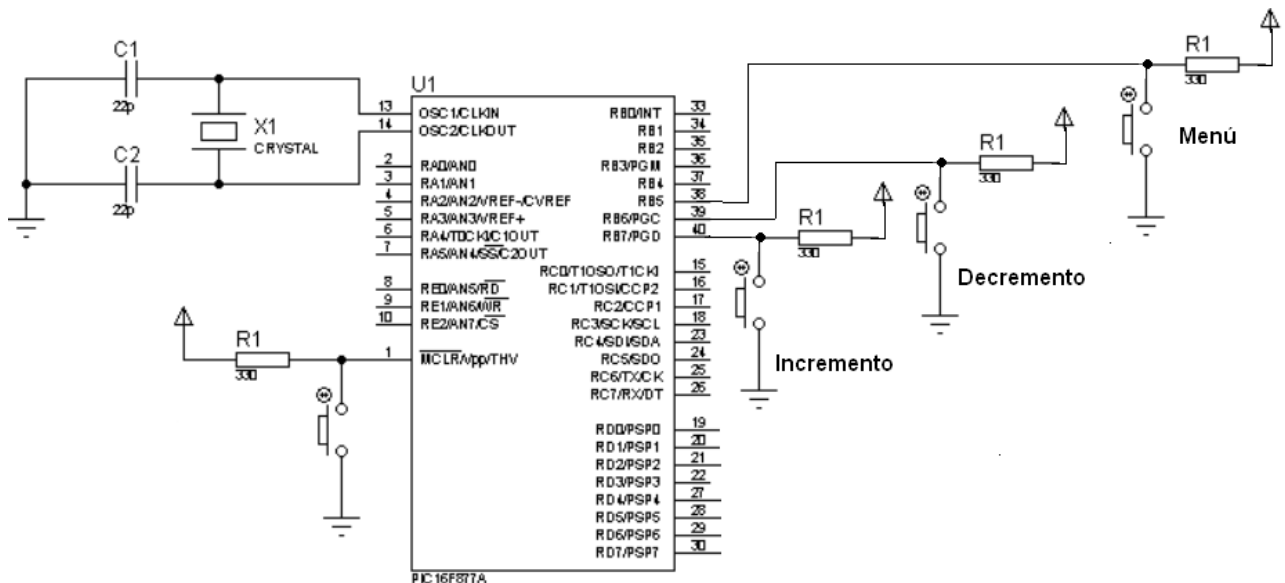


Figura III.8 Esquemático de los botones de interrupción

III.4.4.4 Puertos del PIC

La disposición de los puertos del PIC16F877A fue la siguiente:

- ❖ Puerto B. Cuatro pines de este puerto que servirán como fuente de interrupción externa, aunque en la práctica 3 pines fueron los que se utilizaron.
- ❖ Puerto B. De los cuatro pines restantes, un solo pin de ellos es la salida de la señal de control al Convertidor Voltaje-Corriente; el pin B0.
- ❖ Puerto C. Será el que envía la palabra que controlará la amplitud del pulso del Convertidor Digital-Analógico, su elección se debe a que el puerto D se utilizará para el control del LCD.
- ❖ Puerto D. EL driver del compilador CCS está pensado para trabajar con el puerto D o el puerto B, aunque por defecto, viene configurado para usar el puerto D. Esto se puede cambiar si fuera necesario mediante la modificación del archivo de cabecera del driver del LCD.

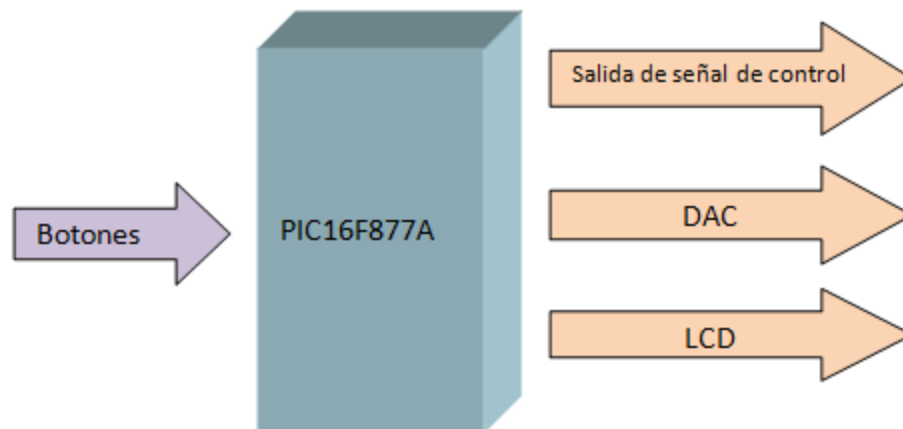


Figura III.9 Disposición de los puertos del PIC

III.4.4.5 Interfaz del Display

Una de las formas más útiles de interfaz con el PIC es utilizando un display. Sus ventajas son principalmente la facilidad con que se pueden desplegar números y caracteres, además de la facilidad para programar los mismos. Basado en el controlador de Hitachi, dicho despliegue

alfanumérico tiene 2 modos diferentes de operación, 4 y 8 bits. Para nuestro caso utilizamos un display de 4 X 20 (4 líneas con 20 caracteres) en modo de 4 bits.

A continuación se hace una descripción de los pines que utiliza el LCD y la función de cada uno (Figura III.10).

- **Vcc, Vss y Vee.**
Vcc provee +5V, Vss es la tierra, Vee es utilizado para ajustar el contraste del LCD.
- **RS, registro de selección**
Si RS=0, se selecciona el registro de comandos, permitiendo enviar una instrucción al display. Si RS=1, se selecciona el registro de datos, permitiendo al usuario enviar un dato para mostrar en el LCD.
- **R/W, lectura/escritura.**
Permite al usuario leer o escribir información del LCD. R/W=1 cuando está leyendo; R/W=0 cuando se escribe.
- **Enable, habilitación.**
Es utilizado para enviar la información presentada en los pines de datos del LCD.
- **D0 – D7.**
Son los 8 bits de datos utilizados para enviar información al LCD o para leer los registros internos del display.

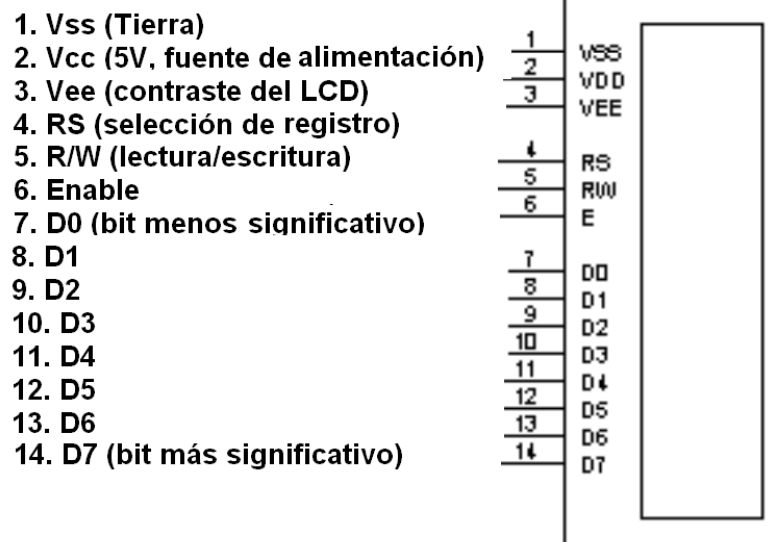


Figura III.10 El display (García, 2008, pág. 65)

El compilador CCS incluye un fichero para trabajar con este tipo de display, para ello es necesario el controlador LCD.C y debe llamarse con un *#include*. Las funciones contenidas en dicho fichero son las siguientes:

Función	Descripción
lcd_init();	Es la primera función que debe ser llamada. Borra el LCD y lo configura en formato de 4 bits, con caracteres de 5X8 puntos, en modo encendido, cursor apagado y sin parpadeo.
lcd_gotoxy(byte x,byte y)	Indica la posición de acceso al LCD.
lcd_getc(byte x,byte y)	Lee el caracter en la posición indicada (x,y)
lcd_putc(char c)	C es una variable de tipo char. Esta función escribe la variable en la posición que se le indique.

Tabla III.1 Fichero de CCS para display (García, 2008, págs. 65-66)

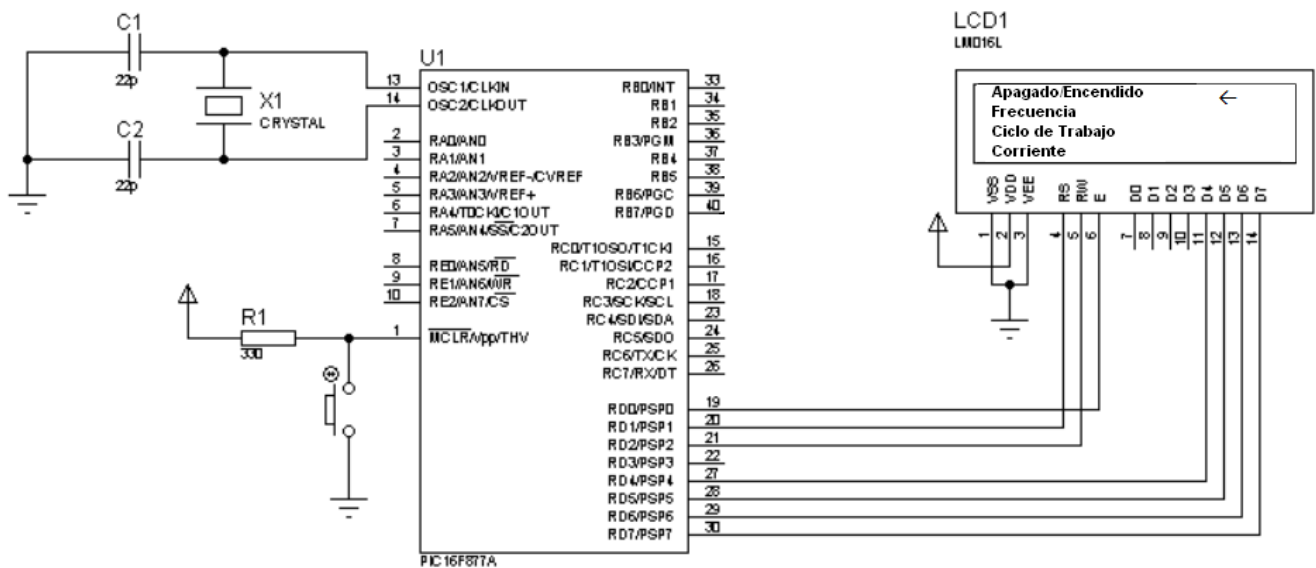


Figura III.11 Esquemático de conexión del display

III.5 Desarrollo del Programa del Microcontrolador

Mediante la programación del Microcontrolador se generaron pulsos variables en frecuencia, ciclo de trabajo y corriente; este último parámetro fue introduciendo una palabra digital al DAC. La estructura del programa es la siguiente.

III.5.1 Programa Principal

El programa se organizó de forma que en el bloque principal se encuentren las instrucciones necesarias para que el estimulador genere los pulsos, y se auxilia de rutinas específicas para realizar los cálculos que definen la frecuencia y ciclo de trabajo, de tal modo que dichas operaciones sólo se realicen una sola vez, a fin de optimizar los recursos del Microcontrolador.

La función principal contiene las instrucciones que ejecutará el Microcontrolador como base, éstas a su vez se apoyarán en subrutinas dependiendo los parámetros modificados por el usuario.

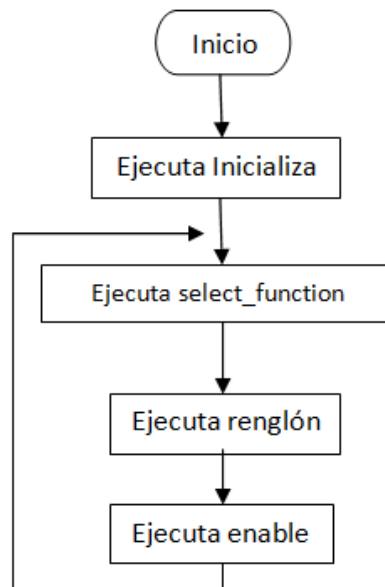


Figura III.12 Programa *principal*

La función principal (Figura III.12) en su bloque de Inicio configura el Microcontrolador. Se define el tipo de Microcontrolador y sus librerías de cabecera, se define la localidad de inicio del programa y del vector de interrupción. El segundo bloque es *inicializa*, que se encarga de configurar los periféricos y variables a utilizar durante la ejecución del programa. La rutina *select_function* que le da un valor a la variable *function* de acuerdo al renglón que ocupe, además de enviar al LCD la flecha que ubica gráficamente al usuario. La función renglón habilita las funciones a utilizar de acuerdo al renglón seleccionado por el usuario, es decir, permite que se ejecuten los módulos específicos de acuerdo al parámetro que se ajustará.

La función *enable*, llama a subrutinas que efectúan los cálculos de los tiempos de la frecuencia, ciclo de trabajo y corriente a drenar en la carga, además de que es la función que habilita la señal de salida del Microcontrolador.

III.5.2 Rutina Inicializa

La rutina inicializa (Figura III.13) se ejecuta una sola vez, pues configura el Microcontrolador en general. Se inicializa el LCD, se configuran los puertos B y C de acuerdo a la función que desempeñarán; el controlador del LCD, que el compilador CCS trae por default, ocupa el puerto D para la comunicación entre el display y el PIC, de modo que ese puerto ya está dedicado a esa sola función. Se configuran las resistencias de *pull-up* del puerto B, se muestran los letreros iniciales del LCD y finalmente se habilita las interrupciones globales y del puerto B.

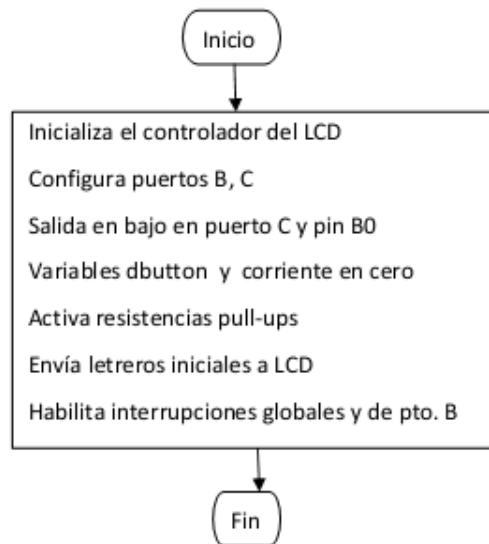


Figura III.13 Rutina *Inicializa*

III.5.3 Rutina `select_function`

Se encarga de habilitar los bloques de código correspondientes al parámetro que el usuario desee modificar, mostrar en el display la flecha ← que le indica al usuario el renglón en el que se encuentra.

Si el botón de menú es presionado (*dbutton=1*), se ejecutará la rutina de interrupción que engloba el código completo, en caso contrario, no llevará a cabo ninguna acción. Como primer paso se deshabilitan todas las posibles fuentes de interrupción hasta que termina sus tareas. Despliega en el LCD el letrero de apagado, puesto que el pin *B0* se encuentra siempre en nivel bajo a excepción de que se desee encender la señal una vez que el usuario haya terminado de modificar los parámetros.

Si la variable *function* tiene un valor menor a 4, entonces se incrementa en una unidad, en caso de ser 4, su valor siguiente será nuevamente 1; esto es en base a los 4 renglones que tenemos en la pantalla, pues ésta variable adquiere el valor del renglón en que el usuario se encuentre gráficamente en el display. De acuerdo con el valor que tenga *function*, se borrará la flecha del renglón anterior y se mostrará dicha flecha en el renglón del parámetro a modificar. Después de una espera de 50ms -que sirve en el caso que el usuario deje presionado el botón para hacer un avance continuo en los renglones se pueda visualizar el avance y seleccionar con facilidad la opción deseada-, se habilitan las interrupciones y se termina la rutina.

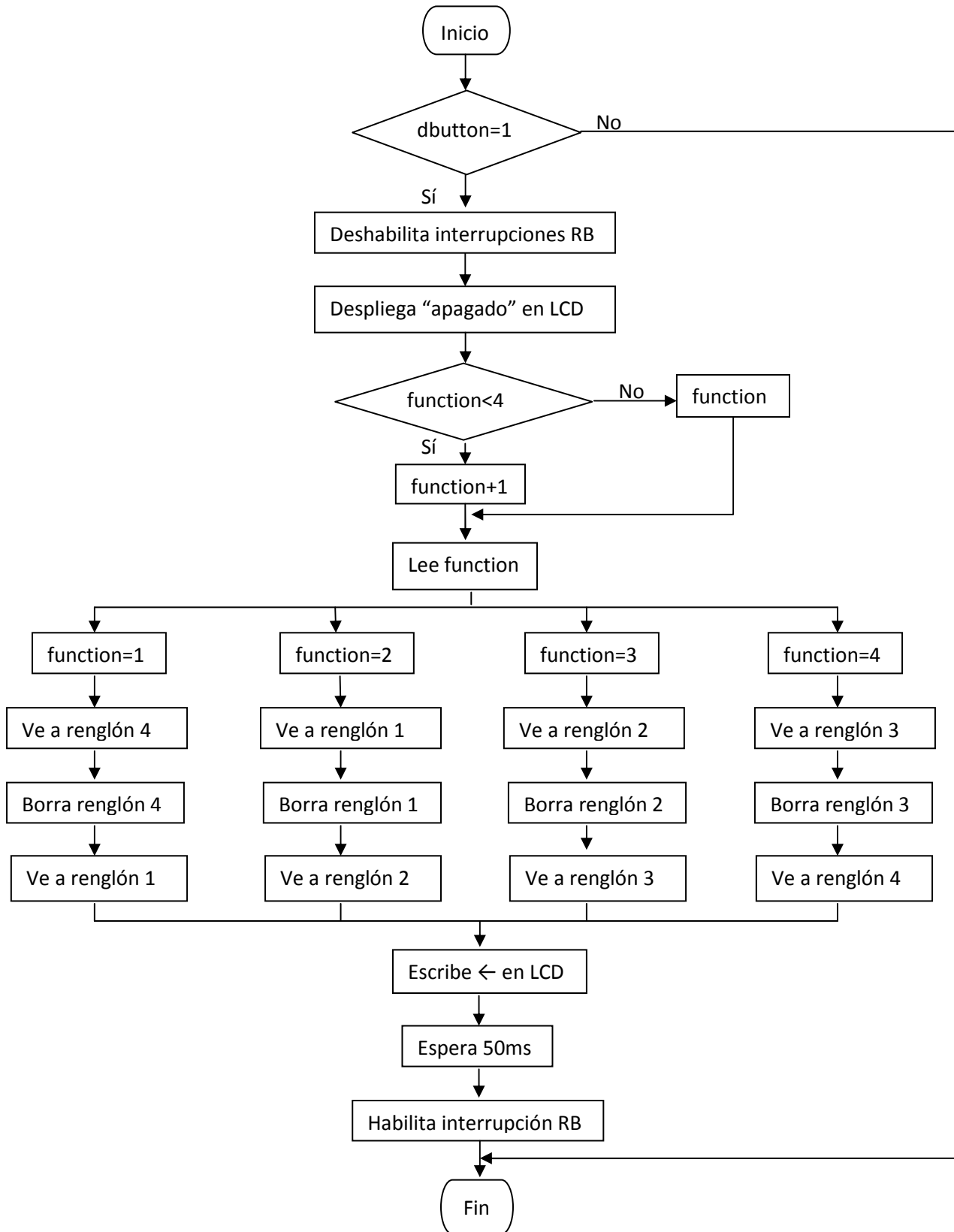


Figura III.14 Rutina *select_function*

III.5.4 Rutina Renglón

La rutina Renglón tiene como objetivo ejecutar los bloques de código que modifican los parámetros que el usuario haya seleccionado en la pantalla del display que pueden ser frecuencia, ciclo de trabajo o corriente.

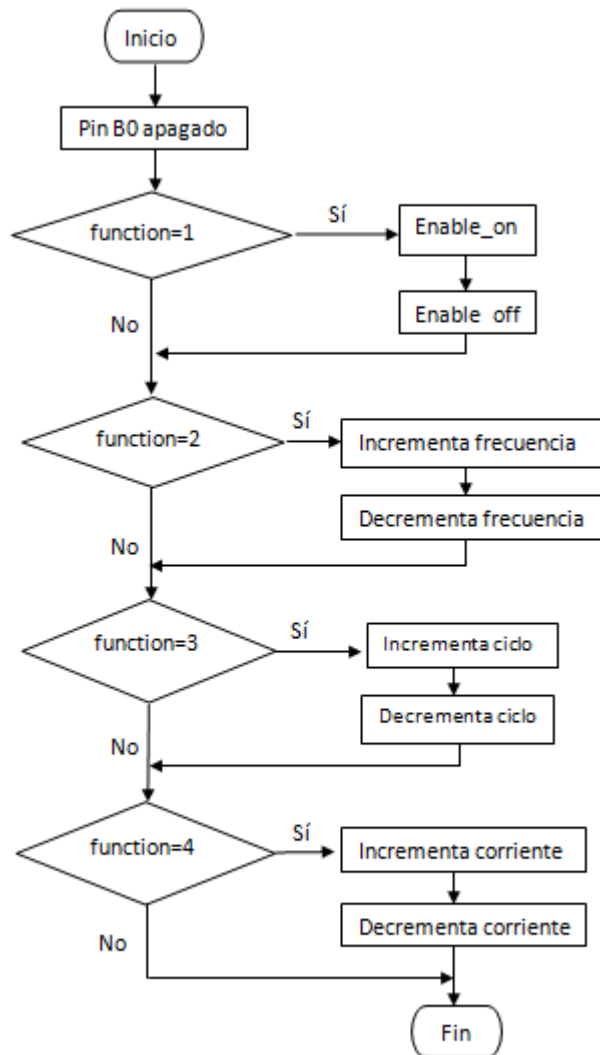


Figura III.15 Rutina Renglón

Para ello se basa antes en la rutina de *select_function* que le asigna un valor a la variable *function*, de tal modo que en esta rutina se utiliza el valor de dicha variable para habilitar los bloques de código. Cabe destacar que entra a dichos bloques de código pero la rutina completa

solo se ejecutará si es presionado un botón de incremento o decremento, de otro modo no realizará acción alguna sobre ellos. A continuación se describe detalladamente cada bloque de instrucciones.

III.5.5 Rutina *enable_on* y *enable_off*

La rutina *enable_on* se lleva a cabo cuando el usuario desea habilitar los pulsos provenientes del Microcontrolador. Si el usuario se encuentra en el primer reglón es probable que ya desee comenzar la estimulación. Originalmente la variable número será igual a cero, al presionarse el botón de incremento se le asignará a la variable número el valor de 1, de modo que éste valor permitirá al bloque de la rutina *enable* habilitar la señal de control y enviar al display el letrero de “Encendido”. En caso de que la señal ya se encuentre habilitada y se vuelva a presionar el botón de incremento no se realizará ninguna acción.

La rutina *enable_off* se lleva a cabo cuando el usuario desea inhabilitar los pulsos provenientes del Microcontrolador. Supongamos que el usuario se encuentra en el primer reglón y se encuentre estimulando, si se desea detener el proceso presionará el botón decremento, para esto en principio variable número será igual a uno (porque, al habilitarse la señal de control el valor de la variable numero es 1), pero al presionar el botón decremento se le asignará a la variable número el valor de 0, de modo que éste valor deshabilitará la señal de control y enviará al display el letrero de apagado.

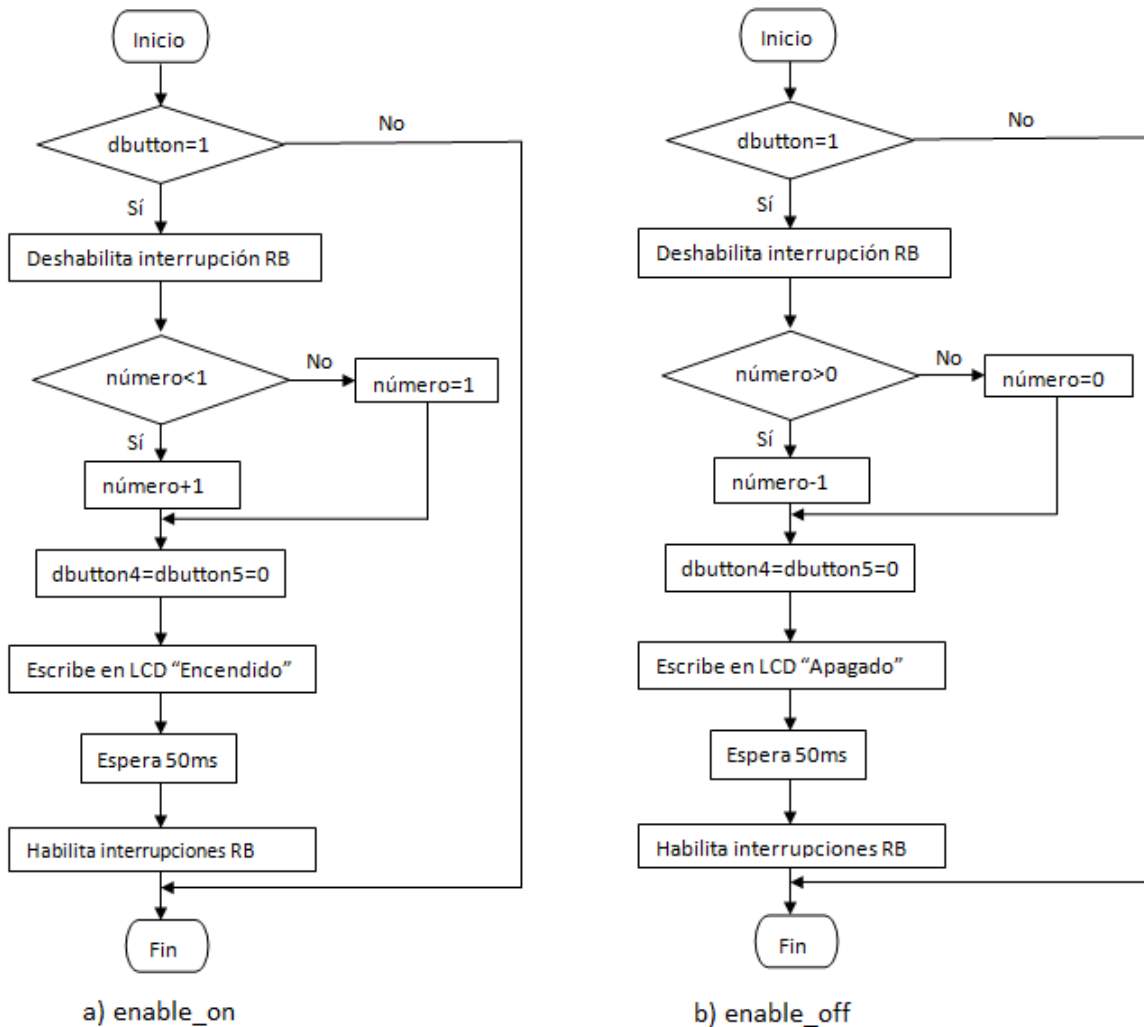


Figura III.16 Rutina enable on (a), enable off (b)

III.5.6 Rutina de Incremento y Decremento de Frecuencia

Si se presiona *dbutton*, se habilitará la interrupción y entrará a la rutina de incremento de la frecuencia. Primero se comprueba si el valor de la variable frecuencia es menor a 100, de ser así, incrementa el valor de frecuencia en una unidad, en caso contrario, no se modifica el valor. Tras el incremento, despliega el nuevo valor en el display y se presenta un tiempo de espera de 200 milisegundos, en el caso que el usuario decida mantener presionado el botón con el fin de hacer una cuenta ascendente constante, después habilita las interrupciones y sale de la rutina.

El bloque de decremento de frecuencia es análogo al incremento, ejecuta los mismos pasos, excepto que en esta función se comprueba si la variable frecuencia es mayor a cero, que es el límite inferior, en caso de serlo, se resta una unidad, en caso contrario, significa que frecuencia está en su valor mínimo y no se hará ninguna acción. Entonces se despliega el valor en el display, se tiene el tiempo de espera de 200ms en caso de que el decremento sea constante; se habilitan las interrupciones y se termina con la rutina.

El valor de la variable frecuencia al término del incremento o decremento, permitirá al arreglo correspondiente ubicar la posición del valor que corresponde a tal frecuencia en la tabla *TIEMPO*. La utilidad de esto se explicará en las rutinas *time* y *time2*.

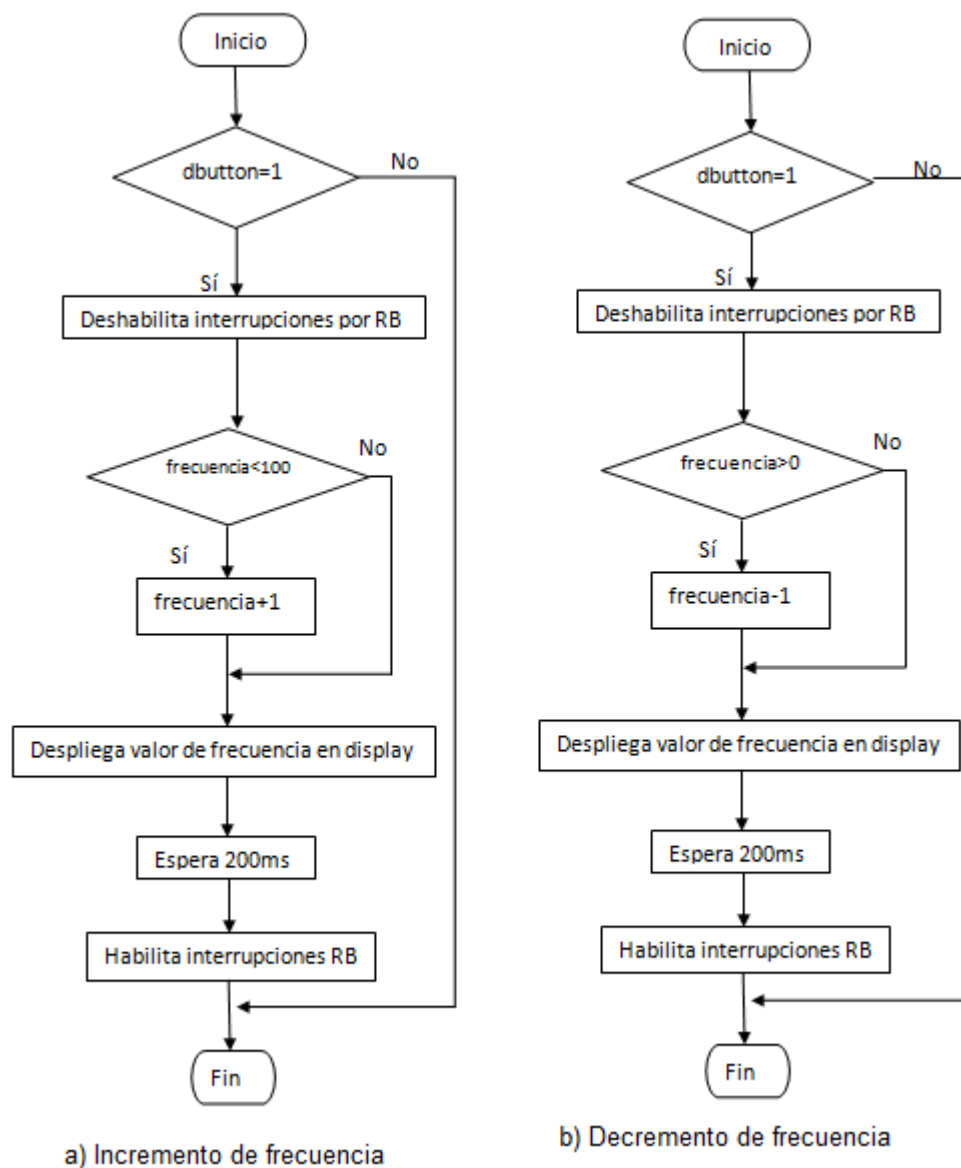


Figura III.17 Rutina de Incremento(a) y Decremento (b) de frecuencia

III.5.7 Rutina de Incremento y Decremento de Ciclo de Trabajo

Los bloques de código que incrementan el ciclo de trabajo ejecutan los mismos pasos que los de la instrucción de incremento o decremento de frecuencia. Si se presiona el botón ya sea de incremento o decremento se producirá la interrupción, tras ésta se deshabilitan las interrupciones, corrobora si la variable *ctrabajo* es mayor o menor a 1 ó 99, según se desee incrementar o decrementar, muestra el valor en el display, se presenta una espera de 200 milisegundos en caso de un incremento o decremento constante para después habilitar las interrupciones y salir de la rutina.

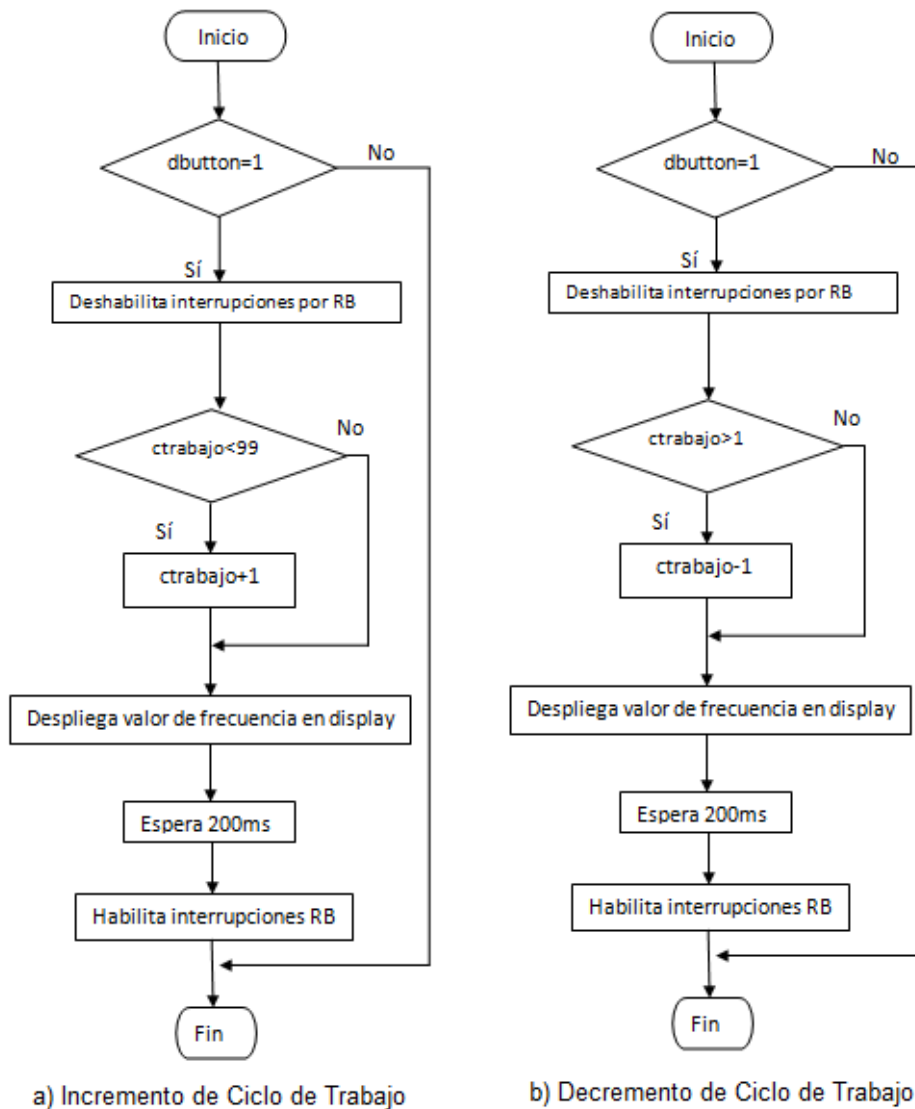


Figura III.18 Rutina Incremento(a) y Decremento (b) de ciclo de trabajo

III.5.8 Rutina de Incremento y Decremento de Corriente

La rutina *incrementa_c* es la encargada de incrementar la variable que guarda la palabra de 8 bits que será proporcionada al DAC. En el arreglo se almacenan los datos de la palabra binaria relacionada con cada valor de corriente de modo que a cada valor posible de corriente seleccionado por el usuario, se encuentra relacionado una palabra binaria específica que irá al convertidor analógico digital que es la referencia del Convertidor Voltaje-Corriente. Asimismo, la variable corriente, incrementa en pasos de 0.1, que es lo que al usuario se le muestra en el display. Como se aprecia, ambas variables tanto *current* como *corriente* están relacionadas al incremento de dicho parámetro, solo que la primera afecta directamente al valor en el arreglo almacenado en la memoria del Microcontrolador, en tanto que el segundo modifica del valor en el display.

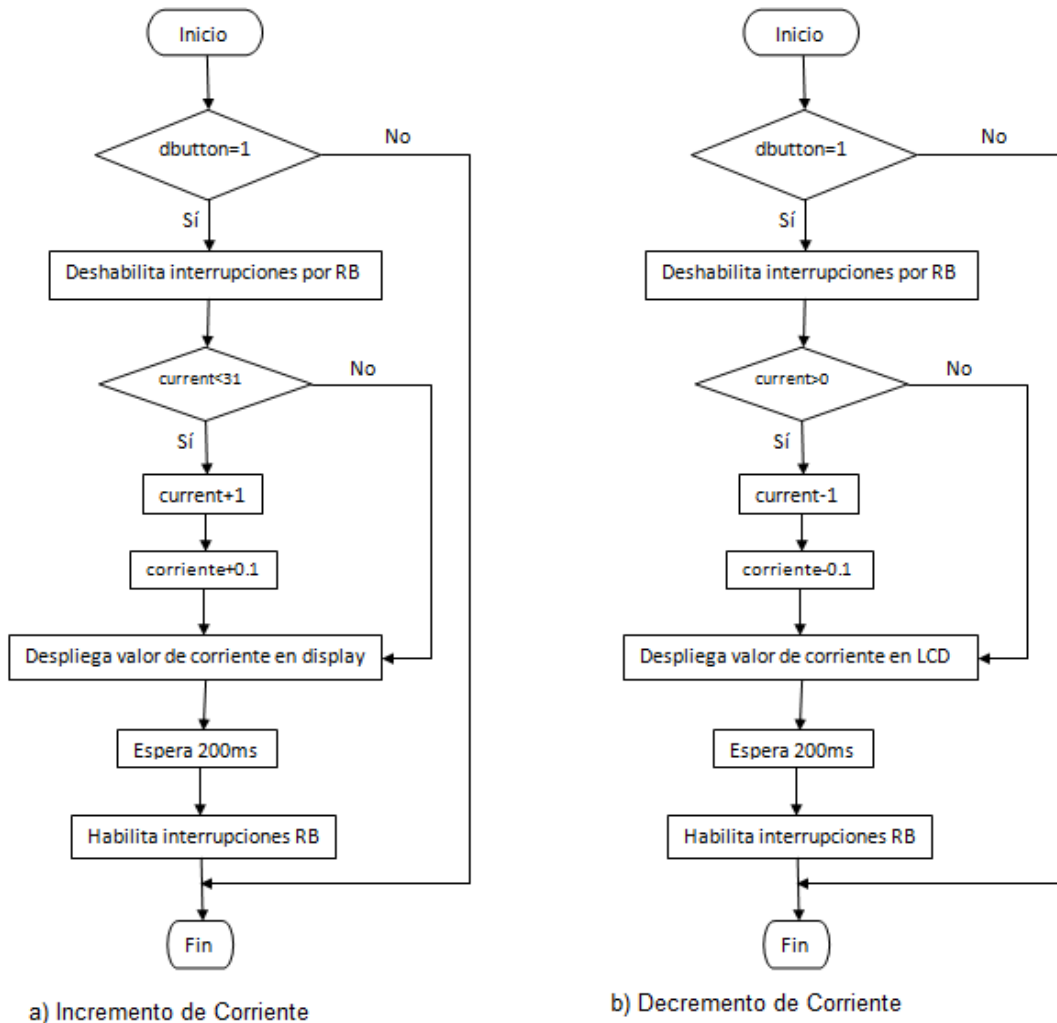


Figura III.19 Rutina Incremento(a) y Decremento (b) de Corriente

III.5.9 Rutina Enable

El bloque de programación enable se encarga de ejecutar los bloques que hacen los cálculos tanto del periodo como del ciclo de trabajo y de enviar la palabra binaria al Convertidor Analógico Digital que controlará la corriente.

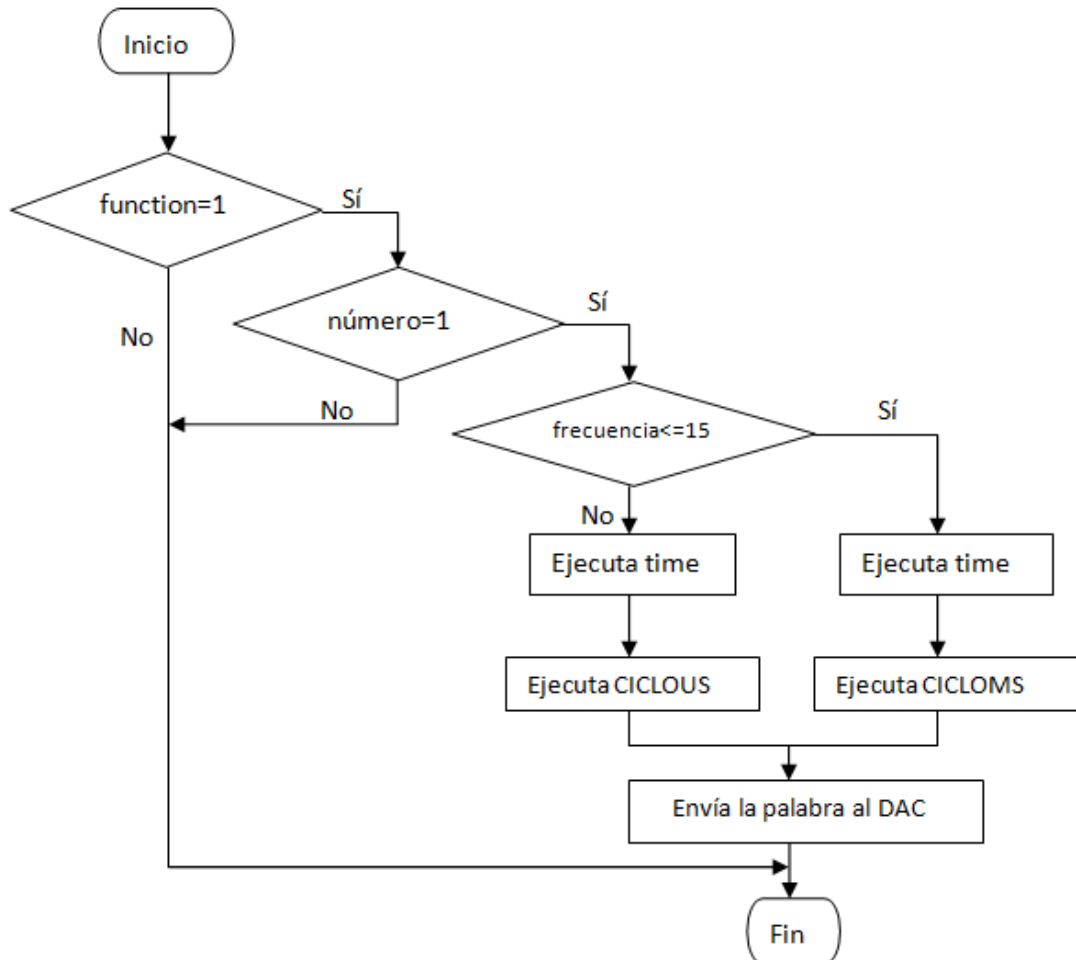


Figura III.20 Rutina Enable

El programa es sencillo, es condición necesaria e indispensable que el usuario se encuentre gráficamente en la primera línea del display y que haya presionado el botón de incremento; esto es, que en el programa la variable *function* sea igual a 1, y *número* sea también igual a 1. Una vez que se hayan cumplido éstas dos condiciones, se tiene que diferenciar si la frecuencia es menor e igual a 15 Hz, en caso de serlo, se ejecutará la función *time* seguida de *cicloms*, en caso contrario se ejecuta la misma función *time* y *ciclous*; en cualquier caso la instrucción siguiente será enviar la palabra de control al DAC y se termina el programa.

Ahora se explicará la forma en la que se obtuvieron tanto la frecuencia como el ciclo de trabajo. Hay que aclarar como primer punto, que para ambos parámetros, se realizó una tabla; ambas fueron guardadas en la memoria del Microcontrolador. La instrucción delay es una variable tipo entero de 16 bits (2^{16}), por ende como constante puede tomar valores entre 0 y 65535. Dicha instrucción se encarga de generar retardos en milisegundos (ms) o microsegundos (us), por ello la información que se le asigne a la variable delay, debe estar en función del tiempo, de modo que para la frecuencia requerida, habrá que especificarla en función del periodo. Cada valor de frecuencia, fue almacenado en un arreglo que puede también ser llamado tabla, de modo que fueron guardados 101 elementos para una frecuencia de 0 a 100 Hz. En el caso del ciclo de trabajo, se realizó una tabla con 99 valores, que corresponden del 1% al 99% del ciclo de trabajo.

III.5.10 Rutina time

Iniciemos analizando lo que sucede en la frecuencia máxima, que es 100Hz y la mínima para ésta función, que es 16 [Hz].

Frecuencia=100 Hz; Periodo=0.01[s] = 10 [ms] = 10000[us]

Frecuencia=16Hz; Periodo= 0.0625[s] = 62.5 [ms] = 62500[us]

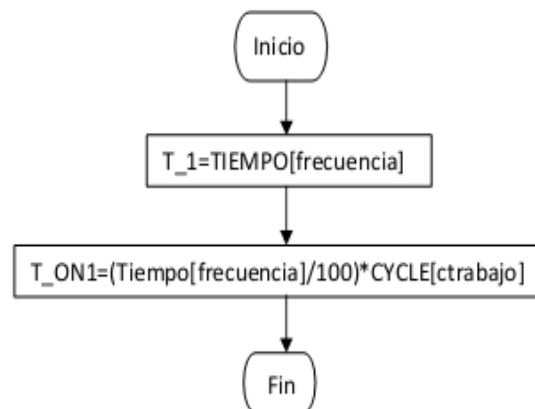


Figura III.21 Rutina time

Se observa que para ambos valores se podría trabajar tanto en milisegundos como en microsegundos, sin embargo, la escala de tiempo utilizada es microsegundos; la razón

básicamente es la resolución que obtenemos al utilizar dicha escala, resulta evidente que la escala de microsegundos tenemos una mayor resolución de bits, y éste hecho se verá reflejado en valores donde el valor de frecuencia que resulta del inverso del periodo, tenga que truncarse.

Ahora consideraremos una frecuencia menor e igual a 15 Hz.

$$\text{Frecuencia}=15 \text{ Hz; Periodo} = 0.06667 \text{ [s]} = 66.67[\text{ms}] = 66666.67[\text{us}]$$

Como se mencionó líneas arriba, la instrucción *delay* es de 16 bits, de modo que el valor numérico máximo aceptado por la instrucción será 65535, para fines prácticos los valores que tendremos serán 65535 milisegundos o microsegundos, según la escala de tiempo con la que se requiera trabajar. Si se quisiera trabajar el periodo correspondiente a 1 Hz en microsegundos (1000000us), resulta evidente que sobrepasa la longitud permitida por la instrucción *delay*, por ello es necesario trabajar dicho periodo en milisegundos (1000 ms), pues éste valor está dentro del rango aceptado por la longitud de la instrucción, lo mismo sucede con una frecuencia de 15 Hz.

$$T_1 = \text{TIEMPO} [\text{frecuencia}] \dots (a)$$

El valor de la variable frecuencia como se observa en los diagramas de flujo correspondientes, irá en un rango de valores de 1 a 100, por ello la variable frecuencia podrá tomar cualquiera de esos valores, según sea la necesidad del usuario, para fines prácticos diremos que frecuencia es igual a *i*. Entonces, el valor que adquiera frecuencia (*i*), apuntará el *i*-ésimo elemento de la tabla *TIEMPO*, como consecuencia, a *T_1* se le asignará el valor del *i*-ésimo término almacenado en dicha tabla.

$$T_ON1 = (\text{TIEMPO} [\text{frecuencia}] / 100) * \text{CYCLE} [\text{ctrabajo}] \dots (b)$$

Ahora *T_ON1* se refiere al porcentaje del ciclo de trabajo. De igual forma como se obtuvo la frecuencia, se obtiene el ciclo de trabajo, es decir, el usuario ha elegido un valor del 1 al 99 que será mostrado en el display, ese valor para fines prácticos lo nombraremos *j*. El valor que adquiera *ctrabajo* (*j*), apuntará al *j*-ésimo elemento de la tabla *CYCLE*, en consecuencia, a *T_ON1* se le asignará el valor del *j*-ésimo término almacenado en nuestra tabla. Si bien ya tenemos el valor del ciclo de trabajo, habrá que hacer el cálculo, porque cada porcentaje del ciclo de trabajo es diferente para cada frecuencia. Como se observa en la expresión (b), el valor de la frecuencia se divide entre 100 y después se multiplica por el ciclo de trabajo, como resultado tendremos que *T_ON1* será el ciclo de trabajo especificado por el usuario en segundos, pero en el display se mostrará en porcentaje. El orden de la operación es de suma importancia debido a que al dividir primero estamos evitando que el valor desborde al sobrepasar la longitud permitida por el tipo de variable *long int* y por consiguiente que haya pérdida de información.

III.5.11 Rutina CICLOMS

Si la frecuencia es mayor a 15 Hz, entonces se utilizará la rutina *CICLOUS* (Figura III.22). En este bloque se utilizan los tiempos en que la señal estará en alto y en bajo, lo que resulta en los pulsos que serán la señal de control.

Se declara a *TC* como una variable local de tipo *long* que representa el tiempo en bajo de la señal y su valor es el resultado de la diferencia de *TA* menos *TB*, es decir, el periodo menos el tiempo en alto, ambos especificados por el usuario.

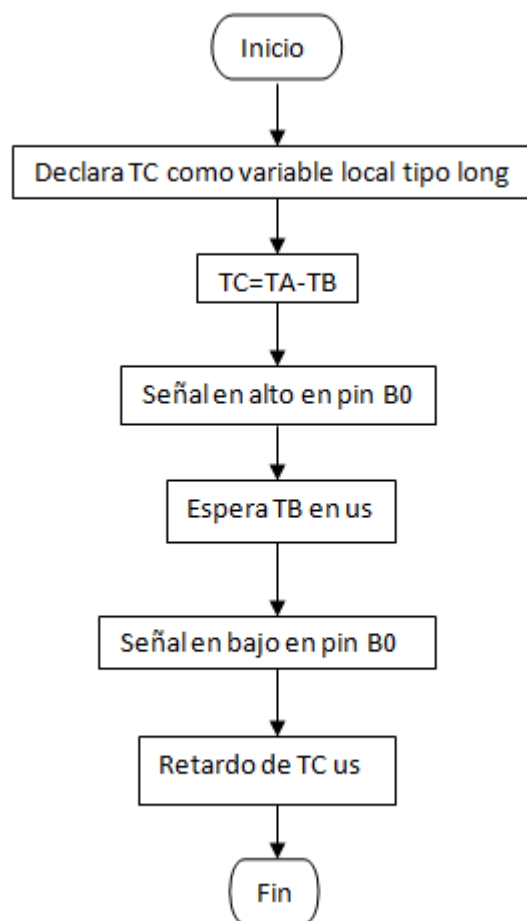


Figura III.22 Rutina CICLOUS

III.5.12 Rutina CICLOMS

Cuando la frecuencia es menor o igual a 15Hz, se utiliza el bloque de *CICLOMS* (Figura III.23). En esta rutina se usan los tiempos en que la señal estará en alto y en bajo, lo que resulta en los pulsos que serán la señal de control. Se declara a *TC* como una variable local de tipo *long* que representa el tiempo en bajo de la señal y su valor es el resultado de la diferencia de *TA* menos *TB*, es decir, el periodo menos el tiempo en alto, ambos especificados por el usuario.

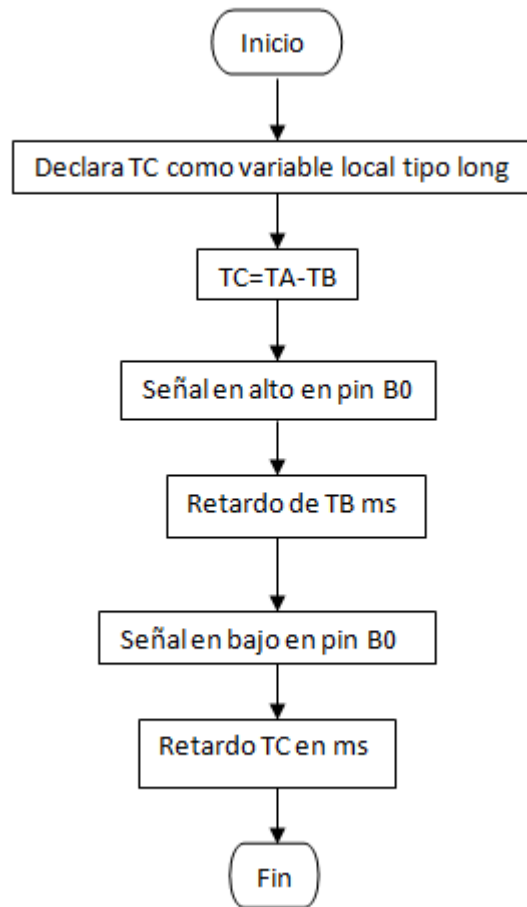


Figura III.23 Rutina CICLOMS

III.6 Conversión Digital-Analógica

En su estado natural la información contenida en variables tales como el voltaje, corriente, carga, temperatura, presión y tiempo se encuentran en estado analógico. Para fines de procesamiento, transmisión y almacenamiento de información resulta conveniente expresar tales variables en forma digital. El objetivo de un Convertidor Digital Analógico es representar un número digital en una señal eléctrica.

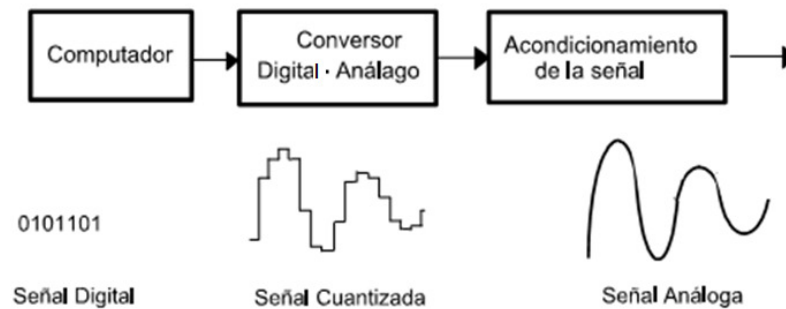


Figura III.24 Proceso de conversión Digital-Analógico

Un DAC posee una función de transferencia ideal entrada-salida, que nos muestra la equivalencia entre el mundo analógico y el mundo digital.

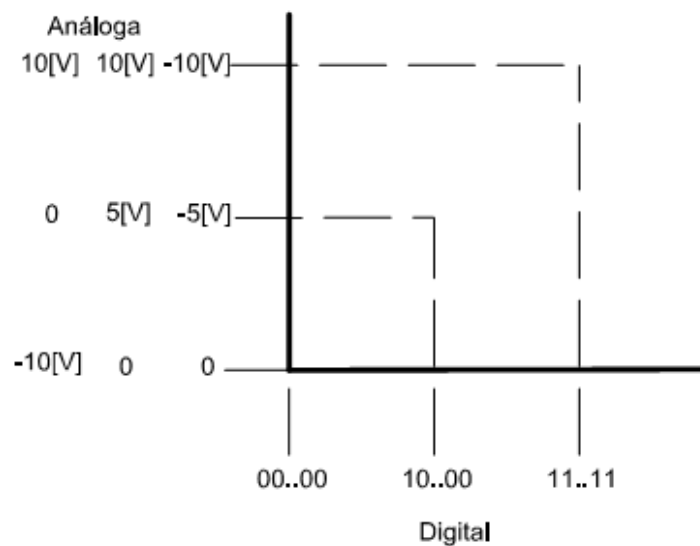


Figura III.25 Relación entrada-salida de un DAC

La circuitería interna de un DAC (Digital to Analog Converter), puede presentar desajustes, desvíos, envejecimiento, ruido y otras fuentes de error que resultan en una degradación de la conversión realizada. Algunas de las características que son importantes contemplar a la hora de escoger un DAC son:

a) Características Estáticas:

➤ Resolución

Expresada en términos de tensión eléctrica, la resolución de un DAC es el mínimo nivel de tensión eléctrica que puede ser entregado por el circuito y se define por:

$$\frac{V_{\text{ref}}}{2^n}$$

➤ Linealidad Integral y Linealidad Diferencial

Si tenemos la gráfica de transferencia entrada-salida ideal, los puntos donde convergen los valores de entrada que definen los cambios de nivel a la salida dan como resultado una línea recta. La máxima desviación entre la gráfica real y la recta ideal es lo que se conoce como Linealidad Integral y se expresa en términos de LSB.

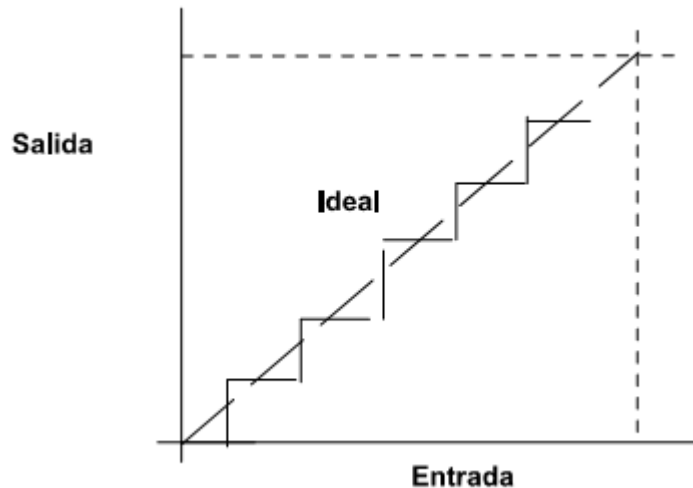


Figura III.26 Gráfica de entrada-salida ideal

La linealidad diferencial es la desviación máxima que se presenta a partir de una amplitud ideal (1LSB) y sus unidades son las mismas que para la linealidad Integral.

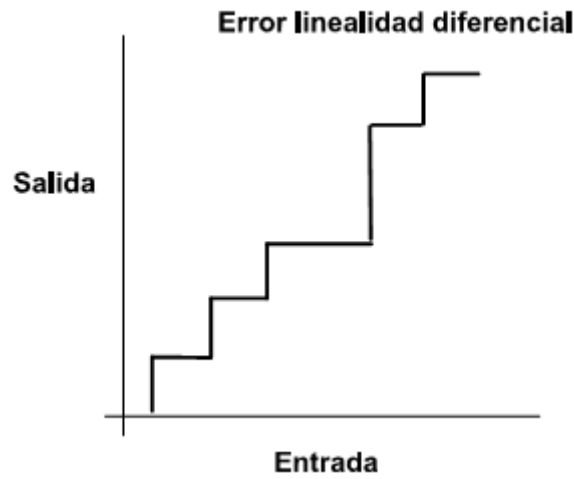


Figura III.27 Linealidad Diferencial

➤ Monotonicidad

Se dice que un convertidor es monotónico cuando a un incremento o decremento de tensión a la entrada le corresponde un aumento o disminución a la salida, respectivamente.



Figura III.28 Error de monotonicidad

➤ Error de ganancia y error de desplazamiento

El error de ganancia es un parámetro que muestra la precisión de la función de transferencia del convertidor respecto a la ideal y se expresa en LBS.

El error de desplazamiento (offset) se define como el valor de tensión analógica que arroja el DAC cuando la entrada digital tenemos una combinación nula, cuya consecuencia el desplazamiento de todos los valores de la curva característica.

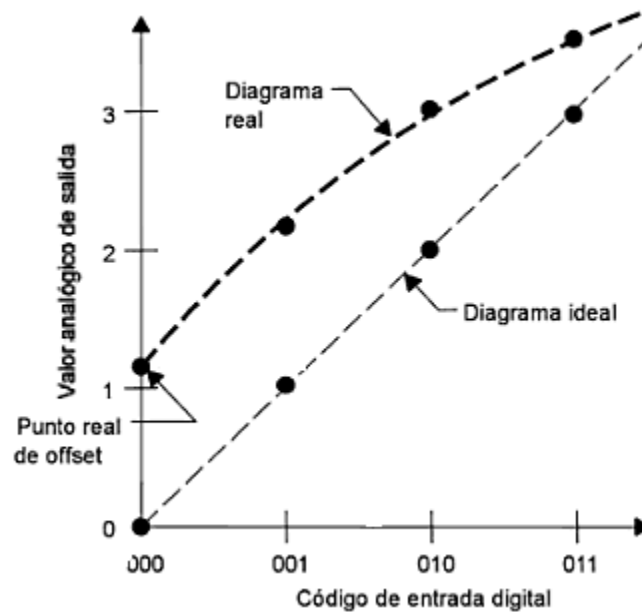


Figura III.29 Error de desplazamiento (offset)

➤ Velocidad

En ciertas aplicaciones puede ser indispensable tener un convertidor capaz de procesar señales de alta frecuencia, por ello es importante tener una velocidad de muestreo que garantice la conversión en el tiempo requerido.

b) Características Dinámicas

❖ Tiempos de conversión

Es el tiempo que tarda el DAC en procesar y arrojar una señal de salida una vez que se le ha introducido un valor binario de entrada.

❖ Tiempo de asentamiento

Es el intervalo de tiempo entre la señal de retención y el asentamiento definitivo.

III.6.1 Arquitecturas de Convertidores Digital Analógico

Los convertidores Digital Analógico están basados en una variedad de arquitecturas y tecnologías (Franco, 1988) de las que se hará breve referencia:

III.6.1.1 Convertidor Digital-Analógico con resistencias ponderadas

Se compone por una serie de resistencias ponderadas al peso binario de cada bit y en serie con un interruptor conectado al bit de dicho peso. Este sistema de tensiones asimétrico permite que los bits que sean 0 no aporten corriente alguna, mientras que aquellos que valgan 1, aporten corrientes diferentes de acuerdo al valor de la resistencia. Los interruptores dan acceso a una red sumadora resistiva que convierte cada bit en un valor de corriente y la suma de los mismos nos resulta en la corriente total. La tensión de salida de dicho arreglo será:

$$V_0 = \left(-\frac{R_f * V_{Ref}}{R} \right) (b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + \dots b_n 2^{-n})$$

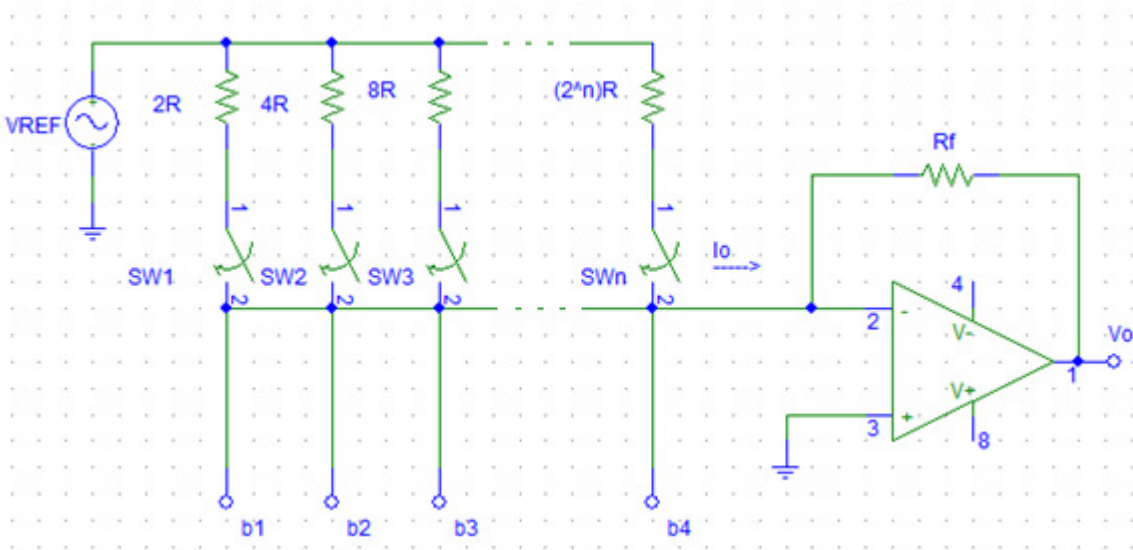


Figura III.30 DAC con resistencias ponderadas

III.6.1.2 Convertidor Digital-Analógico con capacitancias ponderadas

Con una estructura similar a la del DAC con resistencias ponderadas, éste arreglo de capacitancias ponderadas y una terminal capacitiva cuyo valor es igual al capacitor que ocupe la posición del LSB. La operación de este circuito alterna entre dos ciclos: muestreo y reinicio.

Durante el ciclo de reinicio, todos los interruptores se encuentran conectados a tierra para descargar completamente los capacitores. Durante el ciclo de muestreo, SW0 es abierto mientras que todos los demás conmutadores se encuentran conectados a tierra o a V_{REF} , dependiendo el valor que le corresponda al bit, 0 ó 1, respectivamente. El valor de la tensión de salida del arreglo será:

$$V_0 = V_{REF}(b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + \dots + b_n 2^{-n})$$

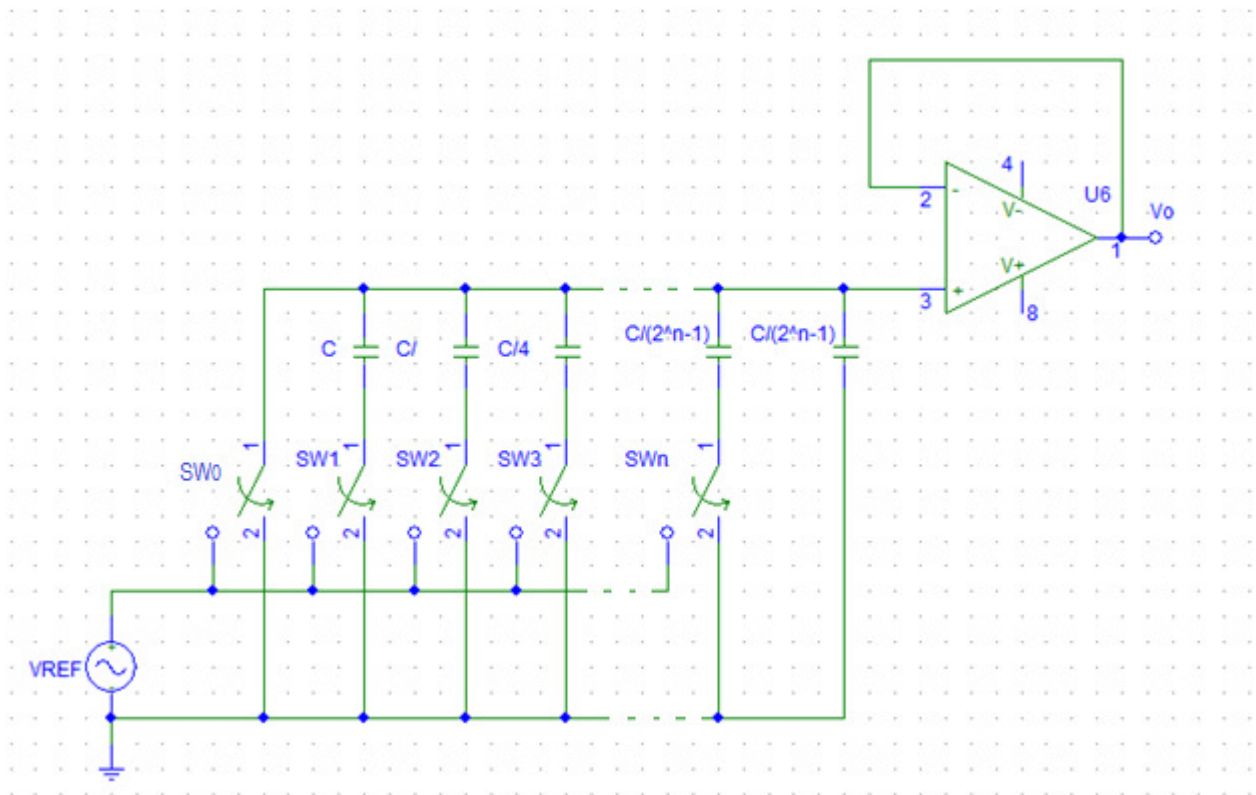


Figura III.31 DAC con capacitancias ponderadas

III.6.1.3 Convertidor Digital-Analógico Potenciométrico

Se caracteriza por una cadena de 2^n resistores cuya función es dividir V_{REF} en 2^n intervalos idénticos. El arreglo, cuyo tamaño dependerá de los bits de entrada requeridos, dicho arreglo se conecta a un amplificador operacional cuya entrada es de alta impedancia, que nos dará una ganancia de $k = 1 + (R_2/R_1)$.

Una de las ventajas más atractivas de este arreglo es la posibilidad de fijar un rango arbitrario de voltajes V_H y V_L entre los cuales el DAC interpolará su resolución en 2^n valores.

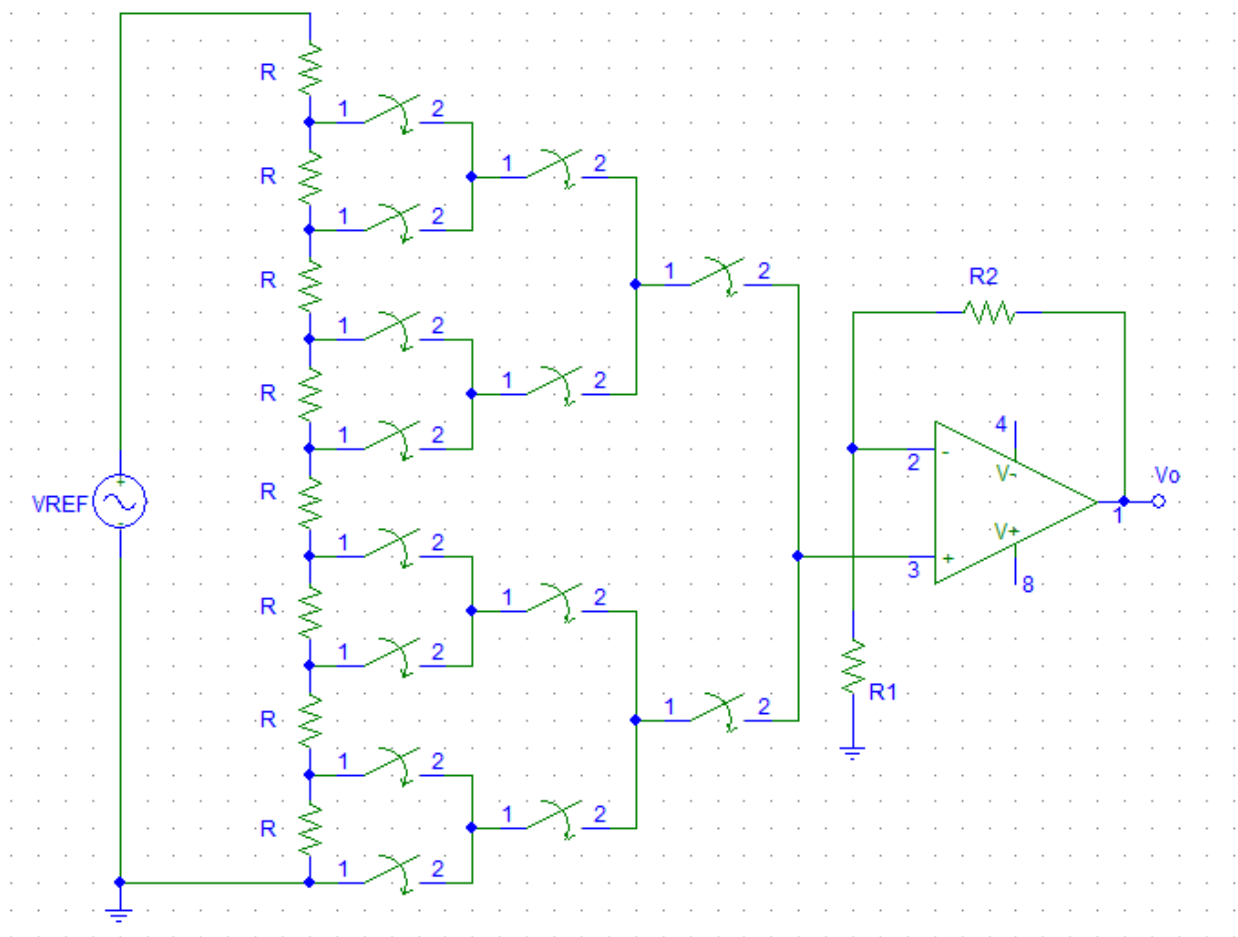


Figura III.32 DAC Potenciométrico

III.6.1.4 Red R-2R

El arreglo conocido como escalera R-2R, es un circuito que utiliza dos valores de resistencias, donde un valor debe ser el doble que el otro. Consta de una red de conmutadores y una referencia de tensión estable; evaluando la red mediante equivalentes de Thévenin se obtendrá que la resistencia equivalente a la derecha de cada nodo sea igual a $2R$. La corriente fluyendo hacia fuera de cada nodo hacia tierra es igual a la corriente que fluye por la derecha de cada nodo, de forma que el doble de ésta corriente entra por la izquierda; por consiguiente la corriente como la diferencia de potencial está balanceada.

$$i_{k+1} = \frac{1}{2} i_k \quad v_{k+1} = \frac{1}{2} v_k ; \text{ donde } k= 1,2,\dots,n-1$$

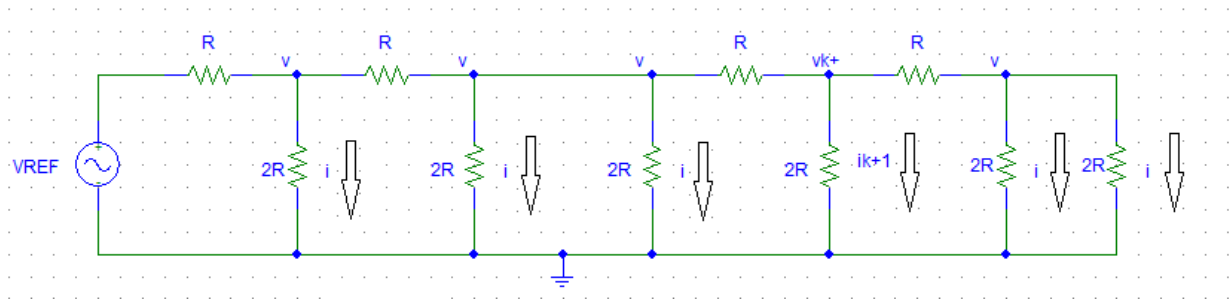


Figura III.33 Red R-2R

III.6.1.5 Red R-2R en modo corriente

En esta arquitectura las corrientes son

$$i_1 = V_{\text{ref}} / 2R = (V_{\text{ref}} / 2R) * 2^{-1}, i_2 = (V_{\text{ref}} / 2R) / 2R = (V_{\text{ref}} / 2R) * 2^{-2}, \dots$$

$$i_n = (V_{\text{ref}} / R) * 2^{-n},$$

Las cuales divergen hacia tierra física (i_0) o hacia tierra virtual (i_0). El voltaje a la salida será:

$$V_0 = -(R_f / R) V_{\text{REF}} (b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + b_n 2^{-n})$$

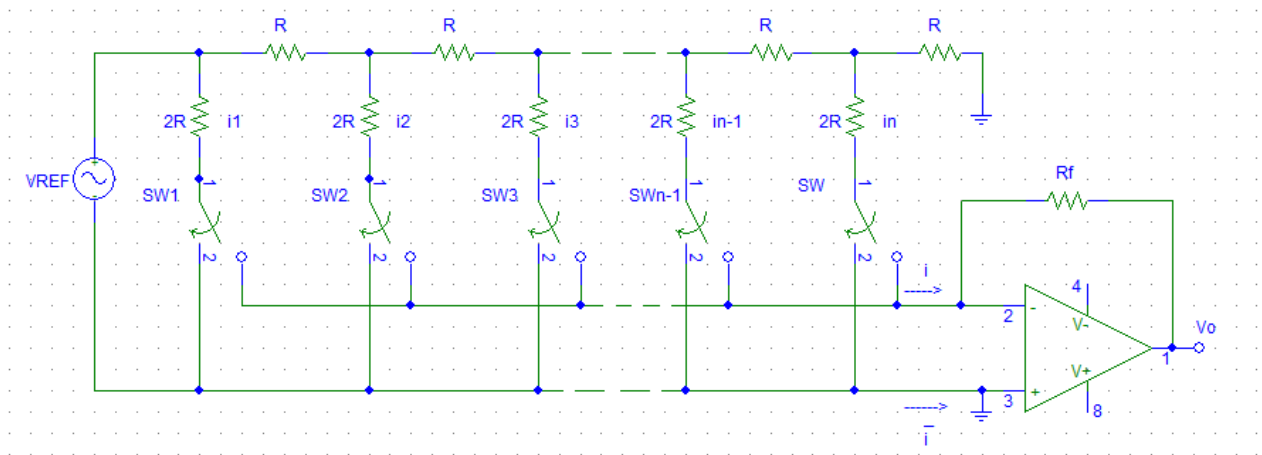


Figura III.34 Red R-2R en Modo Corriente

III.6.1.6 Red R-2R en modo voltaje

En red en escalera en modo voltaje, se conmutan las resistencias entre los valores de V_L y V_H , en tanto el código binario de entrada vaya aumentando tendremos como resultado cambios en el potencial de salida que irán aumentando en pasos de $2^{-n} (V_H - V_L)$. Como etapa de salida encontramos un amplificador operacional como acoplador de impedancias cuya ganancia será $K = 1 + \frac{R_2}{R_1}$. La ventaja principal de esta configuración es la posibilidad de interpolar entre dos voltajes arbitrarios.

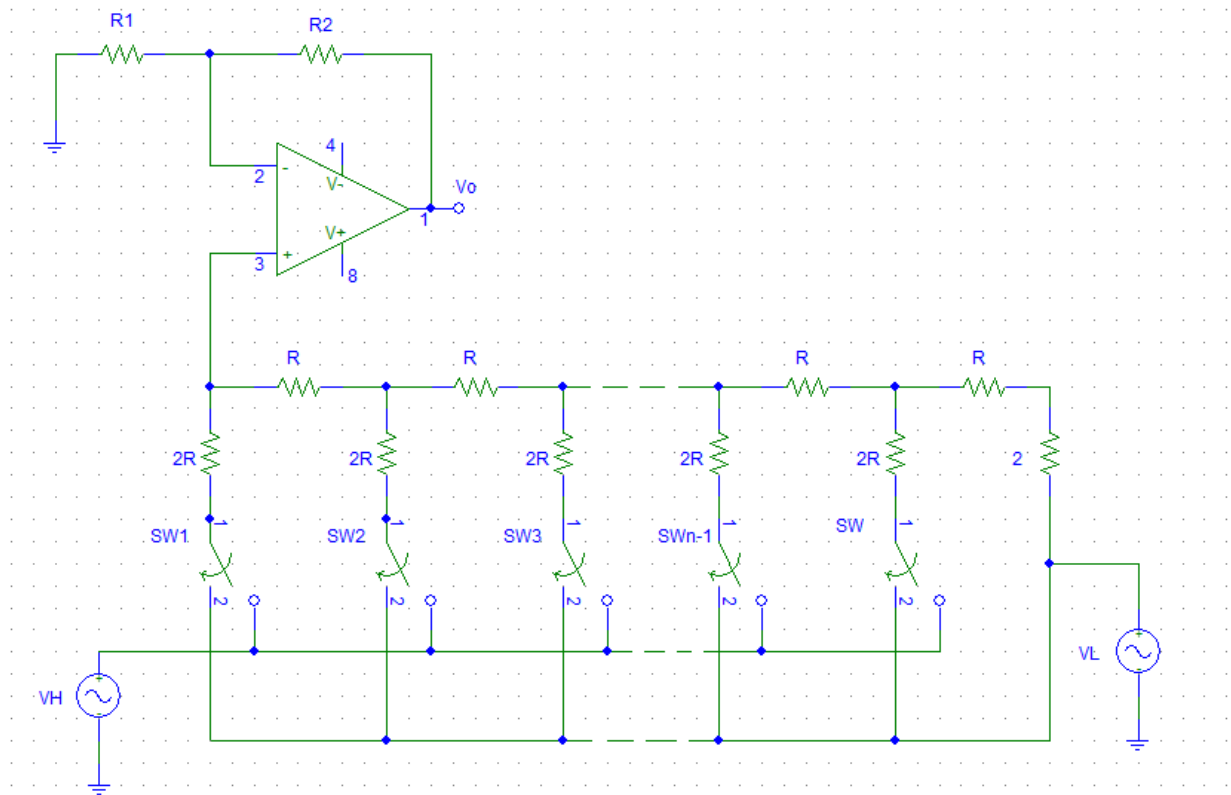


Figura III.35 Red R-2R en modo voltaje

III.6.1.7 Convertidor Digital-Analógico Bipolar

En la arquitectura mostrada en la figura III.36, donde $n=4$, la escalera R-2R es utilizada para proveer la corriente de polarización para los transistores. Los suministros de corriente van de Q_1 a Q_4 , donde los nodos superiores de las resistencias $2R$ deben ser equipotenciales. Los voltajes de éstos nodos están definidos por los emisores de los sumideros de corriente, puesto que las corrientes correspondientes se encuentran en relación de 2:1, las áreas de los emisores deben ser escaladas a $1A_E, 2A_E, 4A_E, 8A_E$ para garantizar que el V_{BE} es idéntico.

El voltaje de disparo típicamente es de 1.4 V para proveer compatibilidad TTL y CMOS. Los transistores Q_0 y Q_9 son utilizados para compensar las pérdidas en la base debidas a los sumideros de corriente y a los interruptores, respectivamente. Sumando las corrientes en el bus i_0 tendremos:

$$i_0 = I_{REF} (b_1 2^{-1} + b_2 2^{-2} + b_3 2^{-3} + b_4 2^{-4}), \text{ donde } I_0 = V_{REF}/R_r$$

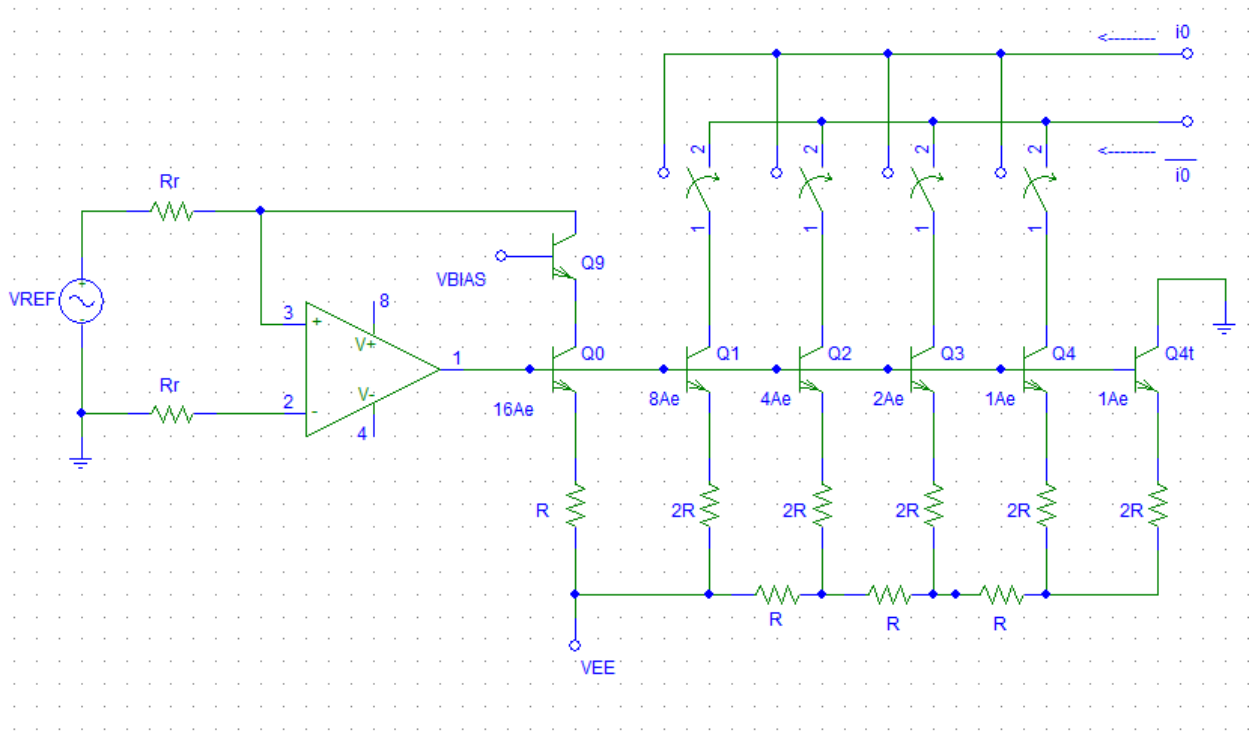


Figura III.36 Convertidor Digital-Analógico Bipolar

III.6.1.8 Convertidor Digital-Analógico Master-Slave

La arquitectura mostrada en la figura III.37 utiliza dos DACs para dar pie a una configuración Master-Slave, en la que la corriente del transistor terminal Q_{4t} del Master DAC es utilizado para polarizar al Slave DAC. Ésta corriente que representa 1LSB del Master DAC, es particionado en 4 corrientes idénticas, Q_{8t} es el bloque terminal del circuito.

El resultado es un DAC de 8 bits cuya $I_{REF} = V_{REF}/R_r$ y una resolución de $I_{REF}/2^8$. Algunos DACs Master-Slave populares son el DAC-08 y el DAC-10 fabricados por Analog Devices.

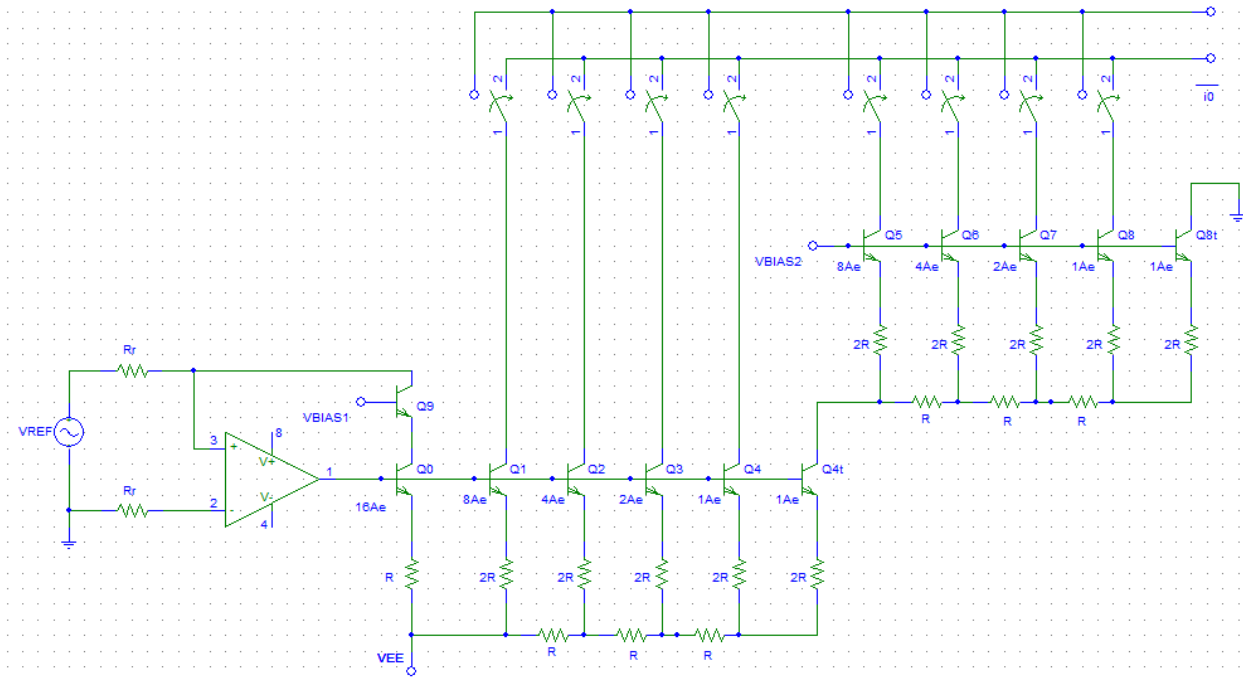


Figura III.37 Convertidor Digital-Analógico Master-Slave

III.6.2 El DAC08

Para este caso se utilizó un DAC-08CN cuya arquitectura es Master-Slave; las características de éste DAC son:

- Rango de entrada: V- a 18 V
- Resolución en bits: 8
- tiempo de conversión: 70ns
- Rango dinámico de $20 \log_{10} 2^8 = 48.16 \text{ dB}$
- Linealidad diferencial $\pm 0.78\%$

Mediante el Microcontrolador enviaremos una palabra binaria al DAC junto con una señal de control cuya amplitud será de 5V, de tal modo que la salida del DAC será una señal pulsada cuya frecuencia y ciclo de trabajo serán idénticos a los de la señal proveniente del Microcontrolador, pero su amplitud será proporcional a V_{ref} de acuerdo con la palabra binaria que se le proporcione.

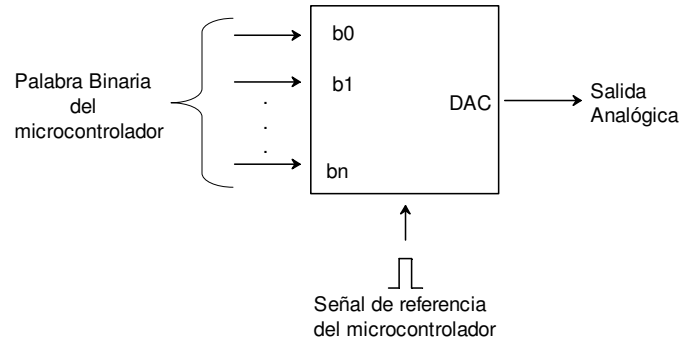


Figura III.38 Teoría de funcionamiento del DAC

III.7 Fuente de Corriente

Se le conoce como fuente de corriente constante a aquel dispositivo que ajusta automáticamente su voltaje de salida para que la carga tenga en cada momento la diferencia de potencial necesaria para drenar una corriente específica. Impide que la carga se vea afectada por fluctuaciones de voltaje que pudieran presentarse en la red eléctrica o por condiciones eléctricas propias del circuito como podrían darse por la temperatura, humedad, etc.

En diversas aplicaciones es necesario utilizar éste tipo de fuentes de corriente constante para excitar dispositivos de un controlador de un sensor, para una medición exacta, entre otras aplicaciones. Para nuestro caso específico, se desea estimular con una señal pulsante el nervio vago del ratón, y drenar una corriente específica por el mismo.

III.7.1 Convertidores Voltaje-Corriente

El convertidor Voltaje-Corriente (V-I), también conocido como “amplificador de transconductancia” o “fuente de corriente controlada por voltaje” (Castillo Hernández, 2011), acepta un voltaje de entrada V_I y nos entrega una corriente de salida $i_0 = A V_i$, donde A es la ganancia o sensibilidad del circuito en amperes por volt. En un convertidor práctico tendríamos que:

$$i_0 = AV_I - \frac{1}{R_0} V_L$$

Donde V_L es el voltaje resultante a la carga en la salida en respuesta a la corriente demandada i_o , R_o es la resistencia a la salida del convertidor vista como la carga. Para una conversión V-I, i_o debe ser independiente de V_L , es decir, es imprescindible que $R_o = \infty$.

Puesto que la salida es una corriente, el circuito necesita una carga para trabajar; si la salida estuviera en circuito abierto, el circuito no funcionaría, pues no habría un camino por donde circule la corriente.

La complianza es el rango de valores permitidos para V_L para que el circuito trabaje apropiadamente sin que se presente una saturación en el amplificador operacional.

III.7.1.1 Convertidor Voltaje-Corriente con carga flotada tipo inversor

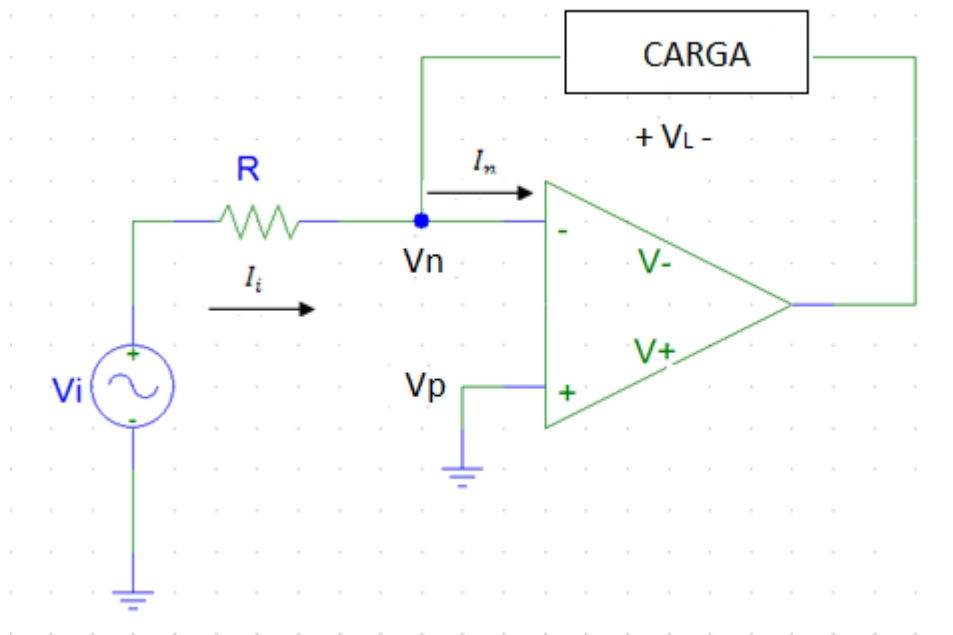


Figura III.39 Convertidor Voltaje-Corriente con carga flotada tipo inversor

Se le llama convertidor Voltaje-Corriente con carga flotada porque la carga por donde debe fluir la corriente no se encuentra conectada a tierra y es utilizada como retroalimentación. Su análisis es el siguiente:

$I_o = I_i + I_n$ Donde sabemos que $I_n=0$ por la alta impedancia de entrada, $V_n = V_p$ por efecto de la retroalimentación negativa, y la corriente $I_n=0$ por la alta impedancia de entrada. Como resultado tendremos que la corriente en la carga será:

$$I_o = \frac{V_i}{R}$$

La ganancia del convertidor está dada por la relación I_o/V_i y se conoce como transconductancia G_m y sus unidades son Amperes/Volt.

$$G_m = \frac{1}{R} = \frac{[A]}{[V]}$$

III.7.1.2 Convertidor Voltaje-Corriente con carga flotada tipo no inversor

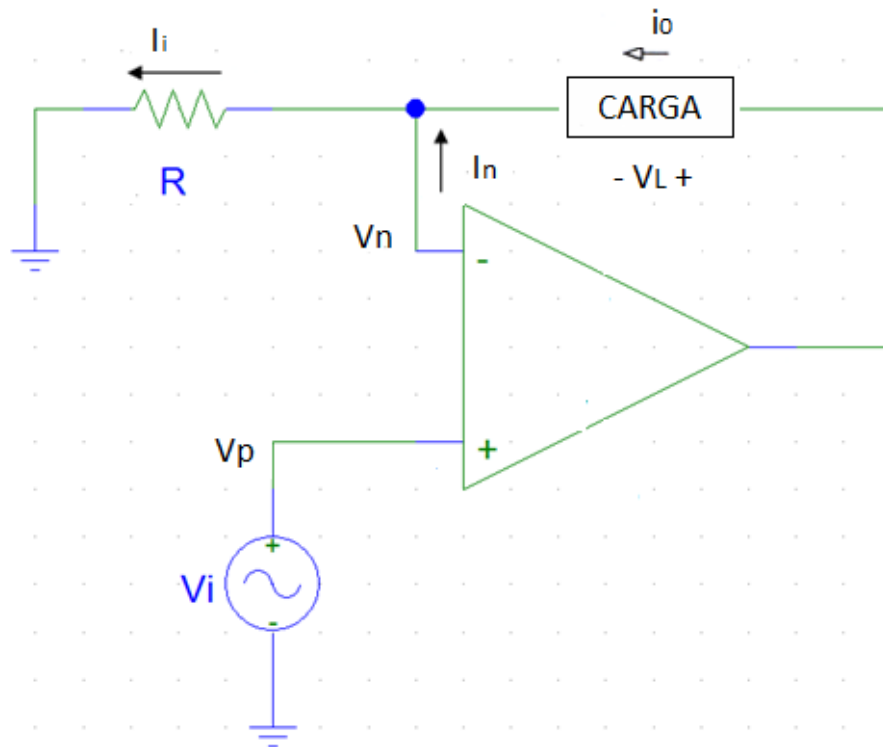


Figura III.40 Convertidor Voltaje-Corriente con carga flotada tipo no inversor

El análisis es el siguiente: $I_i = I_o + I_n$ Donde sabemos que $I_n=0$ por la alta impedancia de entrada, $V_n = V_p$ por efecto de la retroalimentación negativa, y la corriente $I_n=0$ por la alta impedancia de entrada. Como resultado tendremos que la corriente en la carga será:

$$I_o = \frac{V_i}{R}$$

La transconductancia G_m del convertidor será I_o/V_i sus unidades son Amperes/Volt.

$$G_m = \frac{1}{R} = \frac{[A]}{[V]}$$

Cabe destacar que entre el convertidor voltaje-corriente inversor y el no inversor, la diferencia estriba en la dirección de la corriente.

III.7.1.3 Convertidor Voltaje-Corriente con carga a tierra

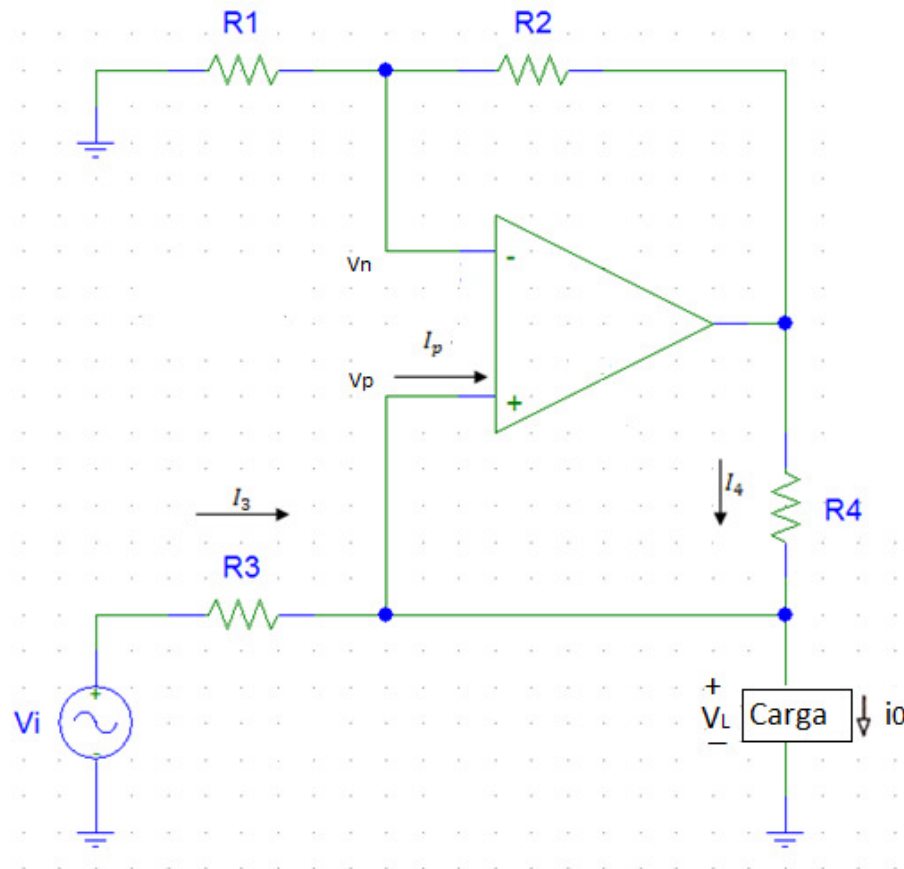


Figura III.41 Convertidor Voltaje-Corriente con carga a tierra

Conocido también como bomba de corriente de Howland, esta configuración se desarrolla a continuación:

$$I_o = -I_p + I_3 + I_4 \dots (1) \quad \text{Sabemos que } I_p = 0 \text{ por alta impedancia}$$

$$I_o = \frac{V_i - V_p}{R_3} + \frac{V_0 - V_p}{R_4} \dots (2) \quad \text{Considerando } V_p \text{ como entrada entonces}$$

$$V_0 = V_p \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \dots (3) \quad \text{Sustituyendo (3) en (4) y agrupando}$$

$$i_0 = \frac{V_i}{R_3} - \frac{V_p}{R_4} * \left[\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) - \left(1 - \frac{R_2}{R_1}\right) \right] \quad \text{Proponiendo la siguiente condición}$$

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \quad \text{Para lograr un puente balanceado y el resultado será:}$$

$i_0 = \frac{V_i}{R_3}$ Que sin importar cuál sea la carga, el convertidor forzará a que la corriente especificada sea drenada en todo momento.

III.7.1.4 Fuente de Corriente constante

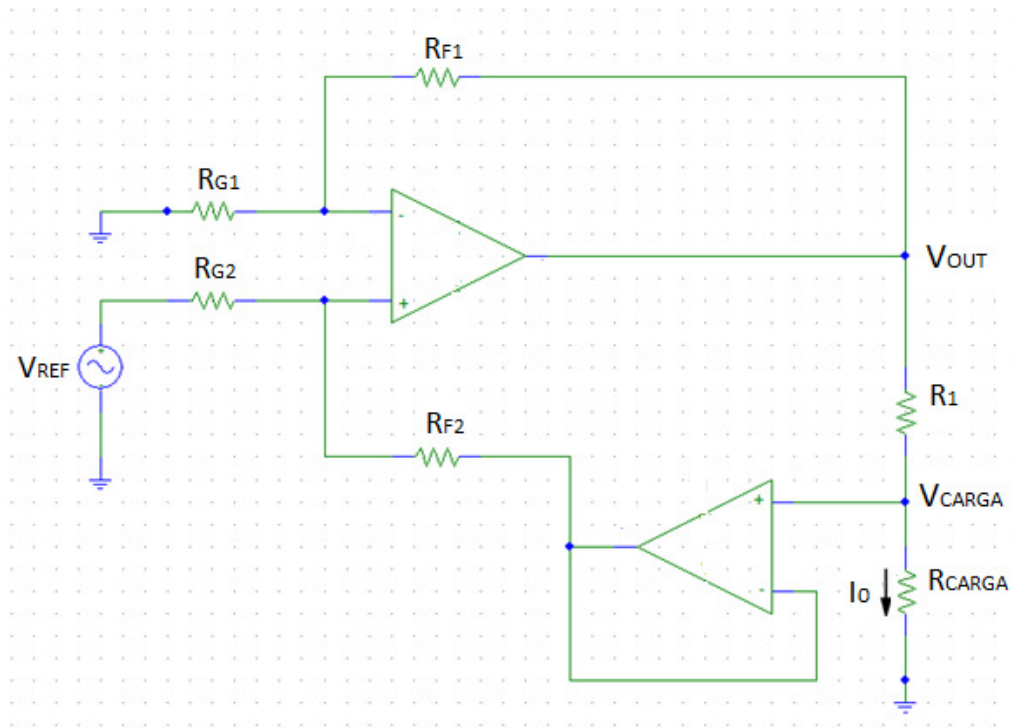


Figura III.42 Fuente de corriente constante

Se utilizó la configuración de la figura III.42 como convertidor voltaje-corriente de precisión para el desarrollo del instrumento.

El valor de la corriente de salida será:
$$I_0 = \frac{V_{REF} \left(\frac{R_{F2}}{R_{G2}} + \frac{R_{F1}}{R_{G1}} \cdot \frac{R_{F2}}{R_{G2}} \right)}{R_1 \left(1 + \frac{R_{F2}}{R_{G2}} \right) + R_{CARGA} \left(\frac{R_{F2}}{R_{G2}} - \frac{R_{F1}}{R_{G1}} \right)}$$

Utilizando resistores de precisión podemos garantizar que se cumple la relación $\frac{R_{F1}}{R_{G1}} = \frac{R_{F2}}{R_{G2}}$ por lo que podemos simplificar la ecuación que describe la amplitud de la corriente, resultando:

$$I_0 = \frac{V_{REF}}{R_1} \dots (a)$$

Donde $R_1 = 1k\Omega$, por lo que la corriente drenada I_0 estará en función del V_{REF} que proviene del DAC.

Los valores utilizados para hacer un puente balanceado son $R_{G1} = R_{G2} = R_{F1} = R_{F2} = 10k\Omega$ con resistores de precisión al 0.1%, para garantizar un comportamiento lineal.

Un aspecto importante a enfatizar es que la corriente máxima drenada será de 3 mA, pero el voltaje estará en función de la impedancia del tejido, como se observa en la expresión (a), el voltaje que tendrá que desarrollar la fuente corriente es directamente proporcional a la corriente demandada, de tal modo que a mayor corriente, mayor será el voltaje que la fuente debe suministrar.

III.8 Fuente de Alimentación

El Bioestimulador requerirá de una fuente de poder propia para alimentar los circuitos electrónicos en su interior conectándolo al tomacorriente (Figura III.43). Para el diseño de la fuente de alimentación del Bioestimulador se tomaron en cuenta los requerimientos de los circuitos utilizados en las diferentes etapas del proyecto.

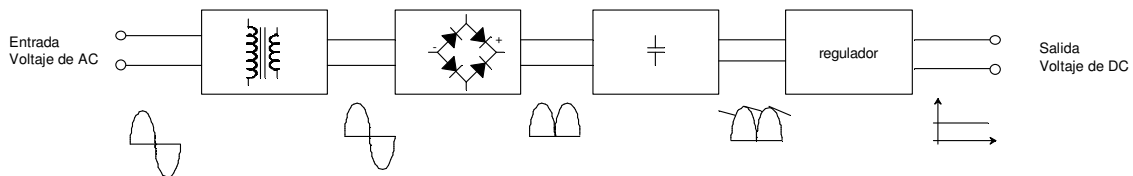


Figura III.43 Etapas de la fuente de alimentación

La etapa digital compuesta por el Microcontrolador PIC16F877A junto al LCD para mostrar la información utiliza una fuente de DC de +5 Volts, mientras que la etapa analógica integrada por el convertidor Analógico Digital y el Convertidor Voltaje-Corriente utilizan una fuente de $\pm 12V$. Se decidió utilizar una fuente simétrica para las parte analógica del Estimulador y hacer una derivación para obtener una fuente de +5V.

Para saber los valores de corriente demandados por el Estimulador nos basamos en el consumo de corriente máximo de cada uno de los dispositivos (tabla III.1), datos extraídos de la hoja de especificaciones del fabricante.

PIC16F877A	250mA
LCD	1.5mA
DAC08CN	3.8mA
LF412	4.5mA

Tabla III.2 Consumo de corriente de los chips

Las condiciones que tenemos para la fuente de la etapa analógica son un $V_{AC} = 24$ en el secundario del transformador, una frecuencia de línea de 60 Hz, y un $V_{rizo} = 2$ V. Se consideró una corriente $I_o = 500$ mA.

La amplitud pico del voltaje en el secundario del transformador es $V_m = \frac{24\sqrt{2}}{2} = 16.9705$ V.

Una vez que la señal proveniente del transformador atraviesa el puente de diodos, tendremos una señal pulsante. Dicho valor pulsante es inaceptable a nuestro regulador. Cabe destacar que para el caso del LM7812 el voltaje mínimo que debe existir es 14.5V, puesto que deseamos que la salida de nuestro regulador sea de +12V y se requieren al menos de 2.5V como voltaje mínimo de dropout. Este valor es el que cargará a un capacitor que será puesto entre el rectificador y el regulador. Dicho capacitor se carga durante el ascenso de la señal, y en el momento de la descarga, se encargará de proveer de la energía que almacenó al sistema, minimizando la baja de tensión durante la alternancia propia de los ciclos de AC.

$$V_{i_{pico}} = V_m - V_{rect} = 16.97 - 2 = 14.97 \text{ V}$$

Sin embargo se observa una pequeña fluctuación tras el capacitor llamado voltaje de rizo, el cual nosotros definimos que 2V es lo adecuado (Figura III.44).

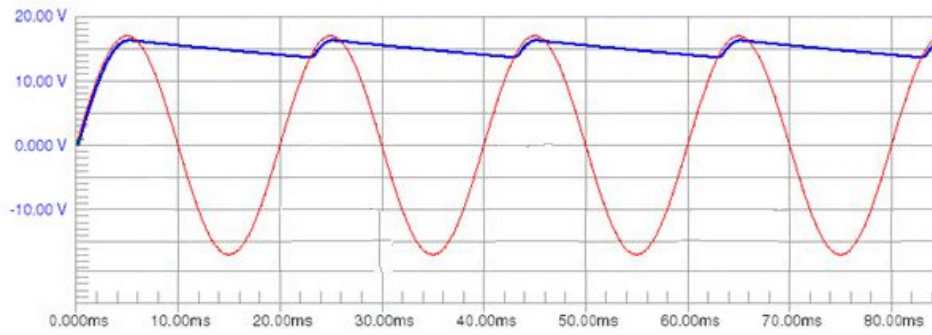


Figura III.44 Voltaje de rizo

Sabemos que el tiempo de conducción $T_{conducción}$ se define como $T_{conducción} = \frac{\theta}{360^\circ}$ donde θ es:

$$\theta = \cos^{-1} \frac{V_{i_{pico}} - V_{rizo}}{V_{i_{pico}}} = \cos^{-1} \frac{14.97 - 2}{14.97} = \cos^{-1} 0.8663 = 29.9571^\circ$$

$$\text{Sabemos que } T = \frac{1}{f} = \frac{1}{60} = 16.67 \text{ ms}$$

$$T_{conducción} = \frac{\theta}{360^\circ} T = \left(\frac{29.9571^\circ}{360^\circ} \right) (16.67 \text{ ms}) = 1.34 \text{ ms}$$

De la relación $V_{rizo} * C = I_o \left(\frac{T}{2} - T_{conducción} \right)$ se obtiene el valor del capacitor

$$C = \frac{I_o}{V_{rizo}} \left(\frac{T}{2} - T_{conducción} \right) = \frac{500 \text{ mA}}{2 \text{ V}} \left(\frac{16.67 \text{ ms}}{2} - 1.34 \text{ ms} \right) = 1741.25 \mu\text{F}$$

El valor resultante del capacitor es 1741.25 μF , pero en la práctica utilizamos el valor comercial más cercano, que fue 2200 μF . Utilizando la derivación restante de nuestro transformador, podemos obtener la fuente simétrica de -12V.

Para el caso de la fuente digital de +5V, tenemos los mismos datos, sólo cambiará el regulador a un LM7805, entonces para el diseño tenemos: $V_{AC} = 24$, $f = 60 \text{ Hz}$, $V_{rizo} = 2 \text{ V}$ y se consideró $I_o = 350 \text{ mA}$.

$$V_m = \frac{24 \sqrt{2}}{2} = 16.9705 \text{ V}$$

$$V_{i_{pico}} = V_m - V_{rect} = 16.97 - 2 = 14.97 \text{ V}$$

$$\theta = \cos^{-1} \frac{V_{i_{pico}} - V_{rizo}}{V_{i_{pico}}} = \cos^{-1} \frac{14.97 - 2}{14.97} = \cos^{-1} 0.8663 = 29.9571^\circ$$

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{60} = 16.67 \text{ ms}$$

$$T_{conducción} = \frac{\theta}{360^\circ} T = \left(\frac{29.9571^\circ}{360^\circ} \right) (16.67 \text{ ms}) = 1.34 \text{ ms}$$

$$C = \frac{I_o}{V_{rizo}} \left(\frac{T}{2} - T_{conducción} \right) = \frac{350mA}{2V} \left(\frac{16.67ms}{2} - 1.34ms \right) = 1225.125\mu F$$

El valor del capacitor fue 1225.125[μF], comercialmente el valor utilizado fue 1200[μF].

Si bien el circuito puede ser diseñado e implementado con los valores calculados, existen algunas consideraciones prácticas (Franco, 1988) que pueden ser tomadas en cuenta para hacer una mejora al circuito, entre las cuales está el añadir un capacitor en paralelo a la entrada del regulador de 0.33 μF y uno a la salida del mismo de 0.10 μF , preferentemente que el material de fabricación de los mismos no sea cerámico (Figura III.45).

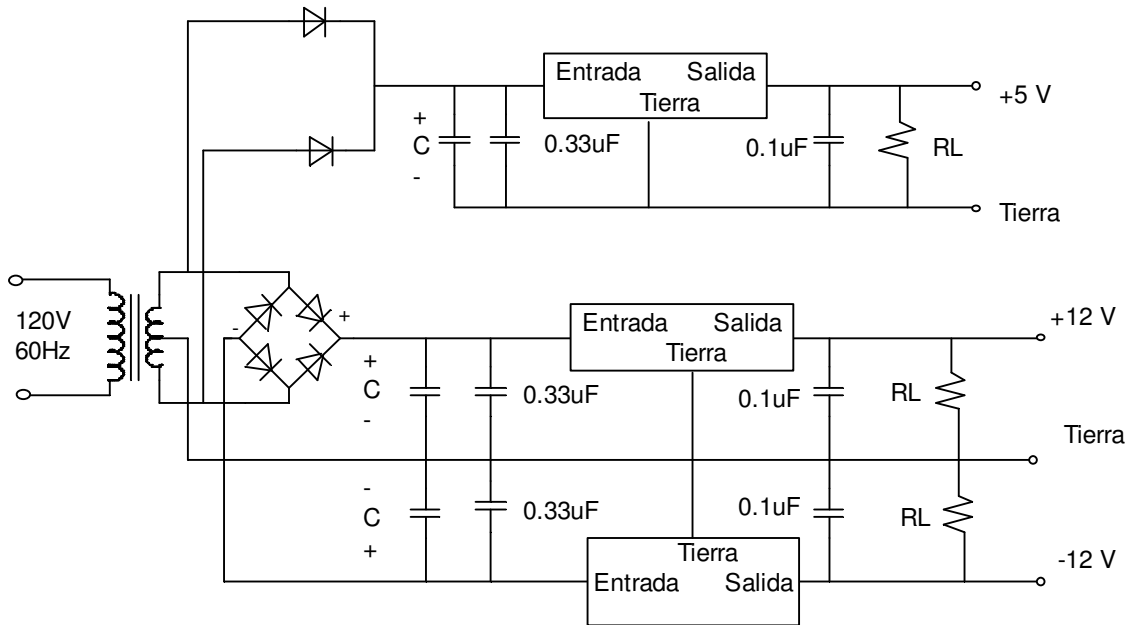


Figura III.45 Esquemático de la fuente de alimentación

III.9 Integración de Etapas

En esta sección se muestra la integración de las etapas, desde el Microcontrolador que provee la señal de control hacia el Convertidor Analógico Digital y de ahí al convertidor Voltaje-Corriente. Para la realización del circuito impreso se utilizó el software P-CAD.

El diagrama esquemático del Microcontrolador, el Convertidor Digital Analógico y las líneas de comunicación al display se aprecian en la Figura III.46.

La fuente de alimentación se aprecia en la figura III.48.

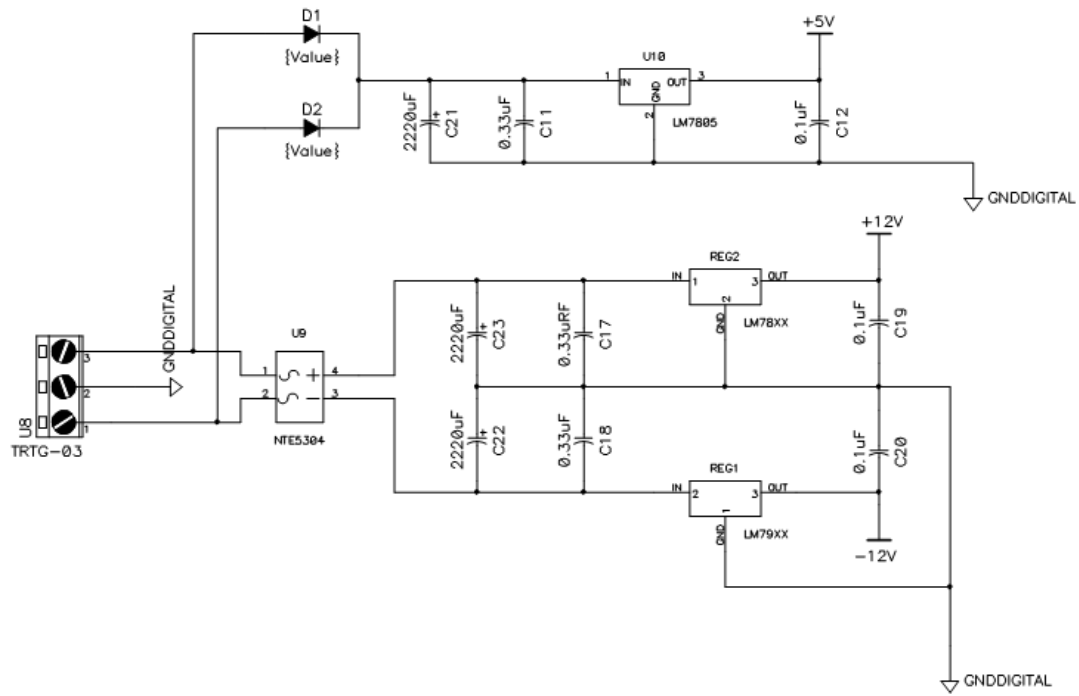


Figura III.48 Esquemático de la fuente de alimentación

III.9.1 Implementación física

Para realizar la implementación física del proyecto en circuito impreso, se utilizó el software P-CAD 2004, el resultado del diseño impreso es el siguiente:

La vista del esquemático del circuito impreso se aprecia en la Figura III.49; se distinguen las pistas en ambas caras del circuito impreso así como la posición de los componentes.

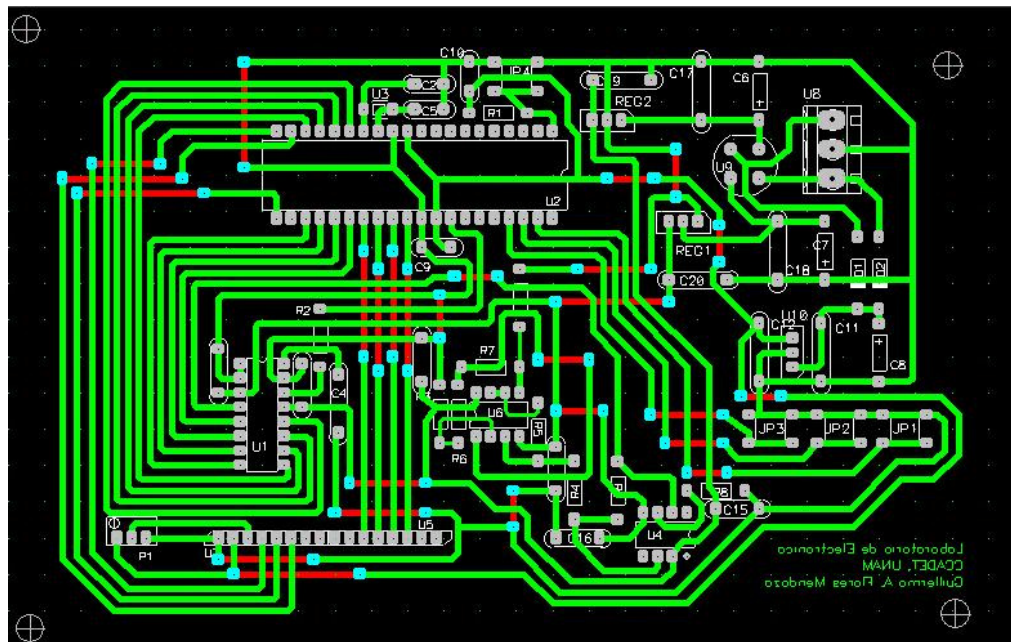


Figura III.49 Esquemático del circuito impreso en P-CAD

En la figura III.50 se muestra el montaje de los componentes para realizar pruebas del funcionamiento previas al ensamble definitivo. Una vez corroborado el correcto funcionamiento se monta el circuito dentro de un gabinete (Figura III.51) a fin de tener un armazón que soporte y proteja el circuito impreso. Finalmente, en la Figura III.52 se aprecia el montaje en la caja así como las adaptaciones que se hicieron en la misma para poder cerrar el gabinete y dejar el circuito con una presentación más amigable para el usuario en cuestión.

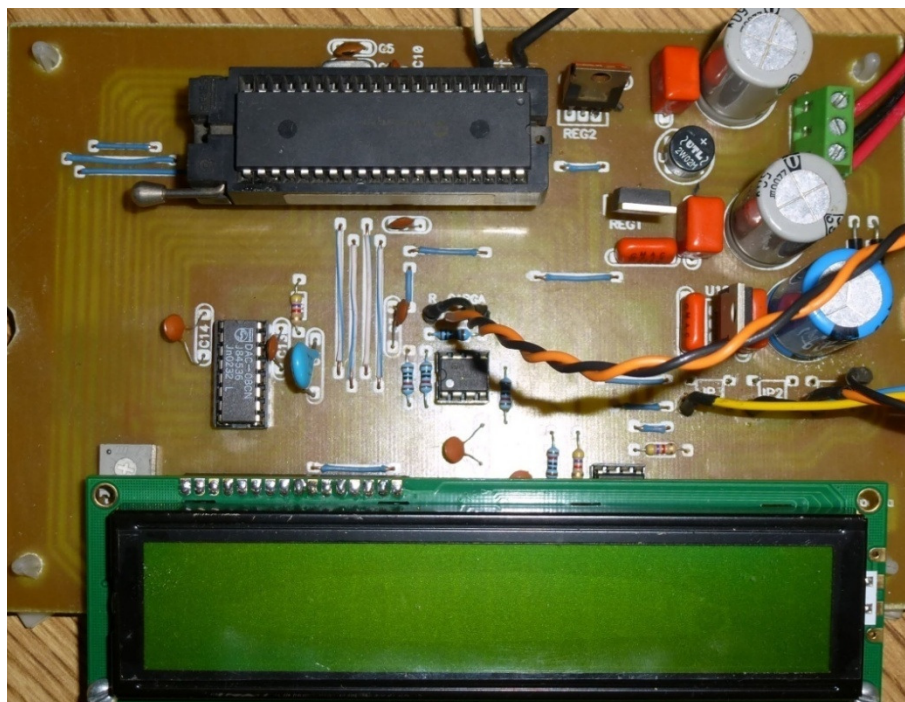


Figura III.50 Montaje de componentes en el Circuito Impreso



Figura III.51 Montaje en el gabinete

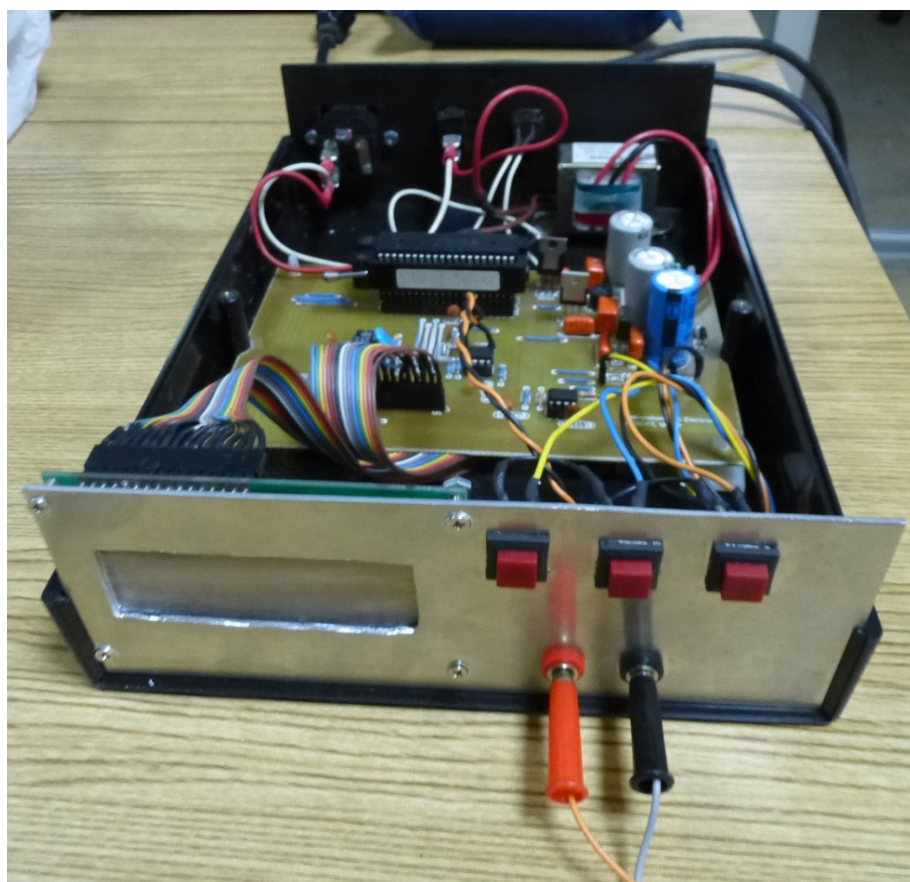


Figura III.52 Vista frontal

Capítulo IV. Pruebas y resultados

En este capítulo se llevan a cabo pruebas de funcionamiento del circuito fabricado, a fin de corroborar el comportamiento del dispositivo implementado. Se realizaron pruebas con cargas resistivas, a fin de observar la respuesta del convertidor Voltaje-Corriente.

Para realizar dichas pruebas se utilizó un osciloscopio Tektronix modelo TDS420A, en donde además de apreciar la forma de onda, el instrumento tiene la opción de medir el valor de la frecuencia, ciclo de trabajo y amplitud de la onda (Figura IV.1).



Figura IV.1 Prueba del Bioestimulador con el osciloscopio

En la figura IV.2 se aprecia el resultado de programar una frecuencia de 20 Hz, ciclo de trabajo de 10%, una corriente de 1 mA, con una carga resistiva de 1k Ω ; el resultado es una señal con las características demandadas cuya amplitud es de 1 volt.

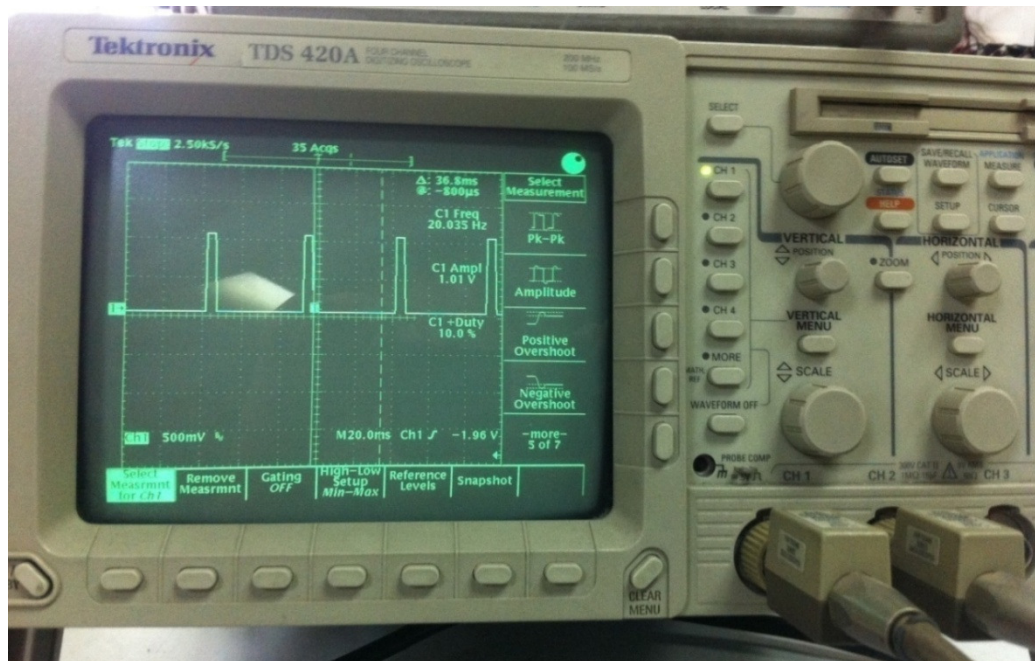


Figura IV.2 Señal del Bioestimulador: $f=20\text{Hz}$, $I=1\text{mA}$, Ciclo=10%, $R=1\text{k}\Omega$

En la figura IV.3 se aprecia el resultado de programar una frecuencia de 35 Hz, ciclo de trabajo de 25%, una corriente de 1.5 mA, con una carga resistiva de 1k Ω ; el resultado es una señal con las características demandadas cuya amplitud es de 1.5 volts.

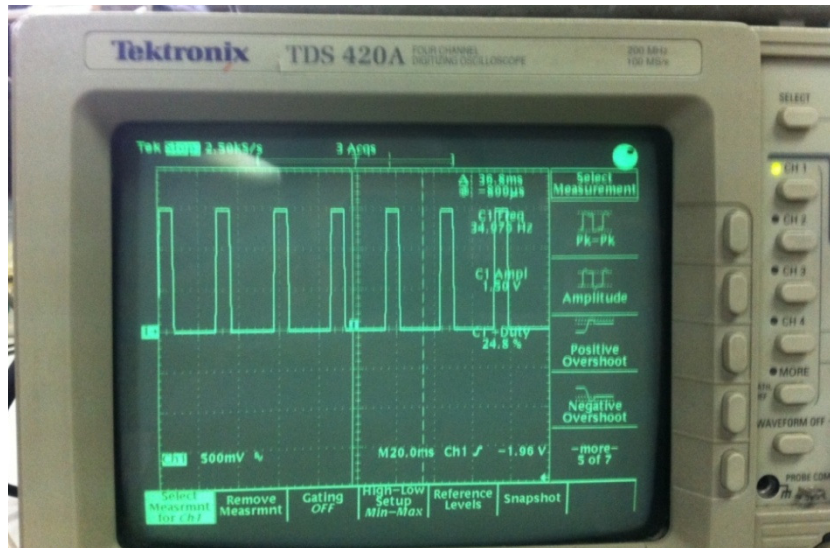


Figura IV.3 Señal del Bioestimulador: $f=35\text{Hz}$, $I=1.5\text{mA}$, Ciclo=25%, $R=1\text{k}\Omega$

En la figura IV.4 se observa el resultado de programar una frecuencia de 50 Hz, ciclo de trabajo de 70%, una corriente de 2.5 mA, con una carga resistiva de 1k Ω ; el resultado es una señal con las características demandadas cuya amplitud es de 2.5 volts.

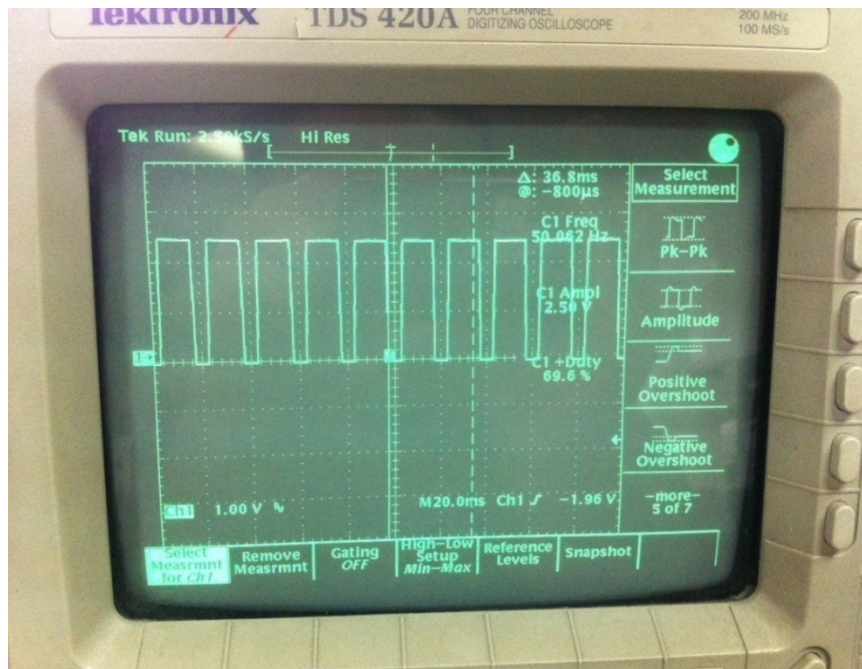


Figura IV.4 Señal del Bioestimulador: $f=50\text{Hz}$, $I=2.5\text{mA}$, Ciclo=70%, $R=1\text{k}\Omega$

En la figura IV.5 se despliega el resultado de programar una frecuencia de 50 Hz, ciclo de trabajo de 70%, una corriente de 2.5 mA, con una carga resistiva de 220 Ω ; el resultado es una señal con las características demandadas cuya amplitud es de 550 mV.

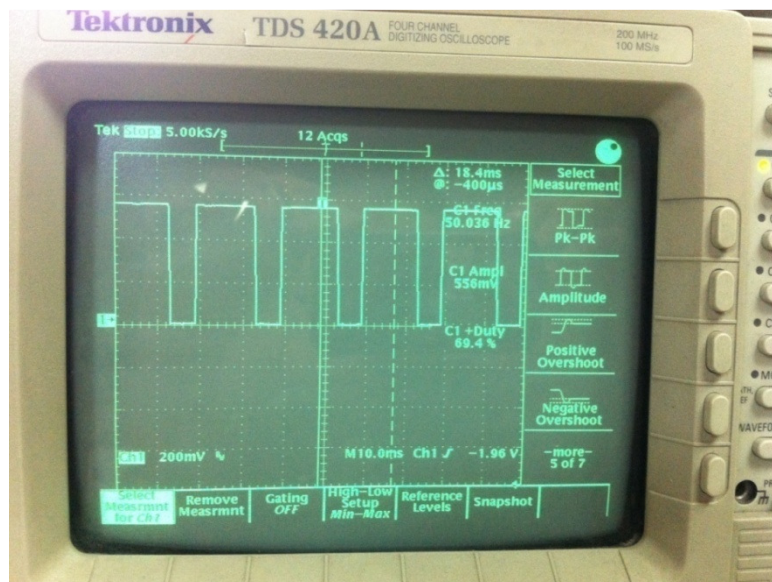


Figura IV.5 Señal del Bioestimulador: $f=50\text{Hz}$, $I=2.5\text{mA}$, Ciclo=70%, $R=220\Omega$

En la figura IV.6 se despliega el resultado de programar una frecuencia de 65 Hz, ciclo de trabajo de 84%, una corriente de 3mA, con una carga resistiva de 220 Ω ; el resultado es una señal con las características demandadas cuya amplitud es de 660 mV.

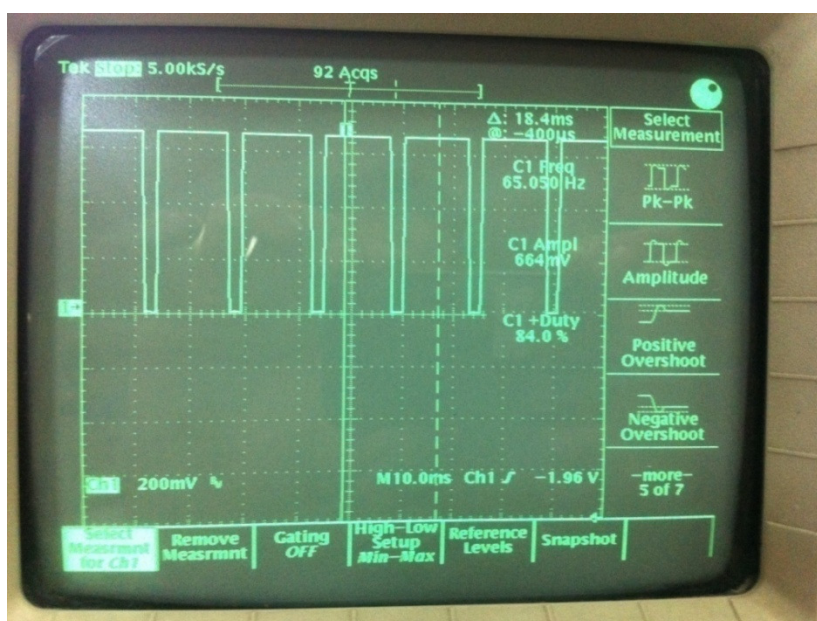


Figura IV.6 Señal del Bioestimulador: $f=65\text{Hz}$, $I=3\text{mA}$, Ciclo=84%, $R=220\Omega$

Capítulo V. Conclusiones

V.1 Conclusión

La implementación y puesta en funcionamiento del Bioestimulador se llevó a cabo exitosamente, por lo que actualmente es utilizado en pruebas por el grupo de Inmunología del IIB para su uso en ratones.

El diseño del Bioestimulador está orientado a satisfacer las necesidades de investigación sobre neuroinflamación y neurodegeneración que se llevan a cabo en el Instituto de Investigaciones Biomédicas de la UNAM. Los parámetros de estimulación como lo son frecuencia, ciclo de trabajo e intensidad de corriente, poseen un rango de trabajo muy amplio, lo que permitirá a los investigadores realizar experimentos modificando a libertad los parámetros de estimulación.

V.2 Alcance del objetivo planteado

En el objetivo se plantearon los objetivos particulares y podemos concluir lo siguiente:

OBJETIVO PLANTEADO	OBJETIVO ALCANZADO
Intervalo de frecuencia de 1 a 100 Hz con aumento/decremento en 1 Hz	✓
Ciclo de trabajo variable de 1% a 99% con aumento/decremento en 1%	✓
Corriente constante de 0.1mA a 1.5mA en aumento/decremento de 0.1mA	✓
Despliegue de variables a controlar en display	✓
Componentes de fácil adquisición e información disponible	✓
Realización de manual de usuario	✓

Tabla V.1 Alcances del proyecto de tesis

Se diseñó y construyó un instrumento que permite alcanzar los parámetros de estimulación de nervio vago documentados; cabe destacar que se hace una ampliación de la intensidad de corriente, de 1.5 mA a 3 mA, con el fin de tener un instrumento más versátil que pueda ser utilizado en otras aplicaciones.

Tras observar los resultados obtenidos, podemos afirmar que se cumplieron todos los objetivos satisfactoriamente, y actualmente, el instrumento se encuentra en pruebas preliminares por parte del grupo de inmunología del IIB.

Bibliografía

1. B. Braun Melsungen AG. (2012). *Nerve stimulator for peripheral nerve blocks*. Recuperado el 2012, de Nerve stimulator for peripheral nerve blocks:
<http://www.bbraun.com/cps/rde/xchg/bbraun-com/hs.xsl/products.html?prid=PRID00001835>
2. Ali, M., Mckinlay, R., & Causey, D. (2008). *PIC Microcontroller and Embebed Systems*. USA: Pearson Education.
3. Alonso, M. (s.f.). Estimulación crónica intermitente del nervio vago: un nuevo tratamiento para epilepsias refractarias. *Tratamient de Epilepsia* , Cap. 5.
4. Amar, P., & Levy, M. (2008). Vagus Nerve Stimulation. *IEEE* , Vol. 96; No. 7.
5. Arcos, A., & Rodríguez, X. (2008). Marcapasos vagal: una alternativa al tratamiento de la epilepsia. *Neurocirugía contemporánea* , Vol. 2 No. 11.
6. Castillo Hernández, J. (2011). Notas Personales. México, Distrito Federal, México.
7. Cyberonics, Inc. (2007). *Cyberonics* . Recuperado el 30 de 11 de 2012, de Cyberonics :
<http://www.cyberonics.com/>
8. *Epilepsia México*. (s.f.). Recuperado el 2011, de Epilepsia México:
<http://www.epilepsiamexico.gob.mx/seguero/info-medico/lineamientos/cap5.pdf>

9. Franco, S. (1988). Design with operational amplifiers and analog integrated circuits. En S. Franco, *Design with operational amplifiers and analog integrated circuits* (págs. 559-602). NY: McGraw-Hill.
10. García, E. (2008). Compilador C CCS y simulador PROTEUS para Microcontroladores PIC. En E. García, *Compilador C CCS y simulador PROTEUS para Microcontroladores PIC* (págs. 83-93). México: Alfaomega Grupo Editor S.A de C.V.
11. García-March, G., & Sánchez, M. (2008). Estimulación eléctrica vagal en el tratamiento de la epilepsia rebelde. Situación actual. *Neurocirugía*, Vol. 19 pp. 416-426.
12. Grimnes, S., & Grottem, O. (2000). *Bioimpedance and Bioelectricity Basics*. Academic Press.
13. Guyton, A., & Hall, J. (2006). *Textbook of Medical Physiology*. Elsevier Inc.
14. Hart, D. (2001). *Electrónica de Potencia*. Barcelona: Pearson Educacion.
15. Huston, J., & Gallowitsh-Puerta, M. (2007). Transcutaneous Vagus Nerve Stimulation Reduces Serum Hgh Mobility Group 1 Box Levels and Improves Survival in Murine Sepsis. *Crit Care Med*, Vol.35, No.12.
16. Jared M. Huston, M., Margot Gallowitsch-Puerta, M., Mahendar Ochani, M., & Kanta Ochani, M. (2007). Transcutaneous vagus nerve stimulation reduces serum high mobility group box 1 levels and improves survival in murine sepsis. *Crit Care Med 2007 Vol. 35, No. 12*.
17. Natus Neurology Incorporated - Grass Products . (2012). *Nerve and Muscle Stimulator*. Recuperado el 12 de 2012, de Nerve and Muscle Stimulator: <http://www.grasstechnologies.com/products/stimulators/stimsd9.html>
18. Natus Neurology Incorporated - Grass Products. (2012). *Constant Current Unit and Electrodes*. Recuperado el 12 de 2012, de Constant Current Unit and Electrodes: <http://www.grasstechnologies.com/products/stimulators/stimccu1electrd.html>
19. O'Connor, A. (1998). Vagus nerve stimulation as and adjunctive therapy in the treatment of patients with intractable epilepsy. *IEEE*.
20. Palacios, E., Remiro, F., & López, L. (2004). *Microcontrolador PIC16F84. Desarrollo de proyectos*. Barcelona: Alfaomega Grupo Editor.
21. Panescu, D. (2005). Vagus nerve stimulation for the treatment of depression. *IEEE. Engineering in medicine and biology magazine*.
22. Purves, D. (2004). Neuroscience. En D. Purves, *Neuroscience* (pág. 832). Massachusetts U.S.A.: Sinauer Associates, Inc.
23. Sadiku, M. (2001). *Electric Circuits*. Oxford University Press.

24. Turrin, N. D. (2001). Pro-inflammatory and anti-inflammatory cytokine mRNA induction in the periphery and brain following intraperitoneal administration of bacterial lipopolysaccharide. *Brain Research Bulletin* , Vol.54, No.4, pp.443-453.
25. UAM. (s.f.). *Universidad Autónoma Metropolitana*. Recuperado el 2012, de Universidad Autónoma Metropolitana:
<http://www.uam.es/departamentos/medicina/anesnet/forconred/neuro/vago/vago.htm>
26. Yoo, P. (2011). Selective control of physiological responses by temporally patterned electrical stimulation of the canine vagus nerve. *33 rd Annual International Conference of the IEEE EMBS*. Boston, Massachusetts. USA: IEEE.
27. Zitnik, R. (2011). Treatment of chronic inflammatory diseases with implantable medical devices. *Annals of the Rheumatic Diseases* , 70.

Apéndices

Apéndice A. Manual de usuario

BIOESTIMULADOR ELECTRÓNICO BASADO EN MICROCONTROLADOR PARA NERVIO VAGO DE RATÓN

Manual de Usuario

Elaborado por:

M.I. Sergio Quintana Thierry

Guillermo Abraham Flores Mendoza

INTRODUCCIÓN

El Bioestimulador es un instrumento que suministra pulsos de corriente constante con un rango de frecuencia de 1 a 100 Hz y ciclo de trabajo de 1% a 99% cuyo fin es inyectar una corriente específica al nervio vago del ratón para estudios de neuroinflamación. Dicho instrumento fue diseñado a petición del Departamento de Inmunología del Instituto de Investigaciones Biomédicas (IIB) de la UNAM. El sistema diseñado en el laboratorio de Electrónica del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico de la UNAM fue pensado para ser de bajo costo e implementado con dispositivos de fácil adquisición en el mercado nacional lo que permitirá un fácil mantenimiento y reparación en caso de ser necesario.

Cantidad	Descripción
1	Bioestimulador electrónico
1	Cable de alimentación
2	Cable banana-caimán
1	Manual de usuario

INSTALACIÓN

El equipo viene con un cable de alimentación polarizado que deberá conectarse en la parte posterior de equipo y después a la línea de AC.

Los cables banana-caimán deberán conectarse a los bornes del Bioestimulador que están localizados en la parte frontal de equipo.

Una vez hecho lo anterior, se puede encender el equipo mediante el interruptor general que se encuentra en la zona frontal del equipo.

PRECAUCIÓN

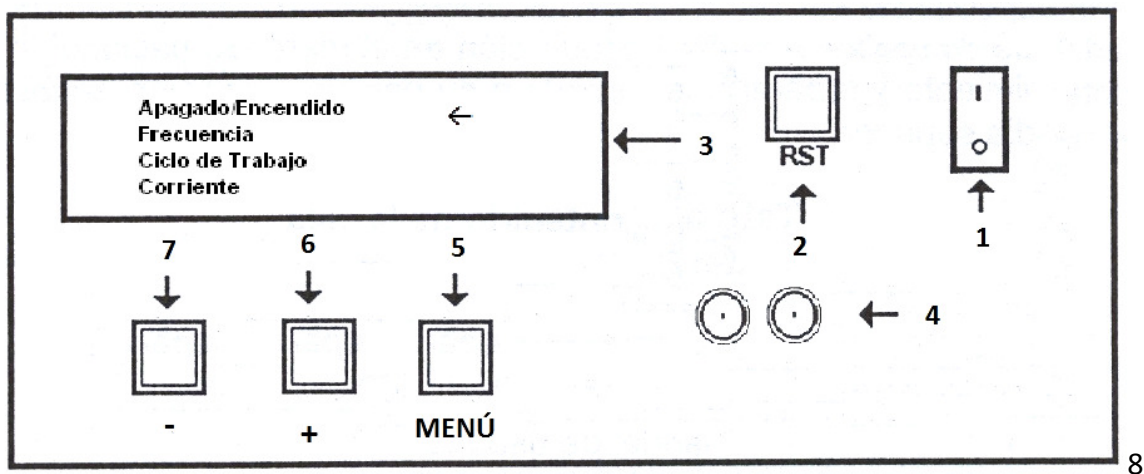
El equipo está diseñado para conectarse a la toma corriente que para nuestro país proporciona una alimentación de 127 VCA a 60 Hz. Conectar a una tensión eléctrica diferente puede ocasionar fallas o un funcionamiento incorrecto.

El equipo debe estar en un lugar ventilado y se debe evitar derramar líquidos encima de él.

No intente remover las cubiertas. El servicio de mantenimiento deberá realizarse exclusivamente por personal calificado.

OPERACIÓN

Para estimular el nervio o tejido, tendremos unos cables banana-caimán que irán del Bioestimulador a electrodos previamente insertados en el animal de prueba. El Bioestimulador está compuesto de la siguiente forma:



1. Interruptor de encendido
2. Botón de reinicio de sistema
3. Despliegue de parámetros

4. Salida de pulsos
5. Botón de menú
6. Incremento
7. Decremento

TEORÍA DE FUNCIONAMIENTO

EL Bioestimulador está compuesto de dos secciones: una etapa digital y una etapa analógica. La etapa digital es la que se refiere al Microcontrolador como elemento principal mientras que la etapa analógica se refiere al acondicionamiento de la señal de control provista por el Microcontrolador para poder controlar su amplitud en función de la corriente demandada.

A continuación se hará una breve descripción del funcionamiento del Bioestimulador:

Se debe encender el Bioestimulador mediante el interruptor marcado con el número 1, para dar alimentación a todos los circuitos que compone el instrumento.

Con la ayuda del *menú* se selecciona el parámetro a modificar. Originalmente el Microcontrolador estará en la primer línea, que es la que habilita o deshabilita los pulsos generados por el Bioestimulador. Cada vez que se presiona el botón *menú* se cambiará al parámetro inmediato inferior mostrado en el display. Si se encuentra estimulando y se presiona el botón de *menú*, se detendrá la estimulación inmediatamente y cambiará de renglón para señalar el parámetro a modificar. El primer renglón es el que controla el *encendido/apagado* de la señal; el segundo renglón modifica la *frecuencia*; el tercer renglón modifica el *ciclo de trabajo* expresado en porcentaje; y el cuarto renglón modifica el valor de la *corriente*. En todo momento se visualizará en el desplegado una flecha que nos indicará gráficamente el renglón y por ende el parámetro que el usuario vaya a modificar.

Una vez que el usuario haya seleccionado el parámetro a modifica tendrá la opción de incrementar (+) o decrementar (-) el mismo, siempre y cuando la cantidad deseada no exceda el límite superior o inferior. En el caso de requerir un incremento o decremento constante, el usuario debe presionar sin soltar el botón correspondiente.

En caso de detectar errores en el funcionamiento del sistema, el usuario puede reiniciar el instrumento mediante el botón "*RST*", y los parámetros volverán a sus valores de encendido inicial.

El proceso para generar los pulsos es sencillo: cuando establecemos un valor para la frecuencia de los pulsos, lo que hacemos en realidad es proporcionar tal información en función del periodo, es decir, en segundos de tal modo que cuando seleccionamos el ciclo de trabajo, se utilice el periodo para obtener el porcentaje deseado para la estimulación. Una vez hecho lo

anterior, tendremos a la salida del Microcontrolador una señal de control, que tendrá la frecuencia y el ciclo de trabajo requeridos, pero la amplitud es fija en ésta primer etapa, por lo que habrá que acoplarla para tener una señal escalada en función de la corriente; para eso utilizamos el convertidor Analógico Digital, que nos permite segmentar la amplitud de la señal que viene del Microcontrolador, de tal modo que introduciendo una palabra digital con el mismo Microcontrolador, podremos tener un control total de la amplitud en función del voltaje de la señal que estimulará. Una vez hecho lo anterior, se hace uso de un convertidor Voltaje-Corriente, que nos permitirá controlar dicho escalamiento de la señal de voltaje, a corriente. Un aspecto importante a resaltar es que la corriente será constante, es decir, que sin importar las fluctuaciones que pudiera presentar la carga en su resistencia, el equipo en todo momento ajustará su voltaje para proporcionar la corriente especificada por el usuario.

SOLUCIÓN DE PROBLEMAS Y MANTENIMIENTO

PROBLEMA	SOLUCIÓN
El equipo no enciende.	Verifique que el equipo se encuentre alimentado al toma corriente. Revise que el cable posterior del equipo esté correctamente conectado.
El equipo enciende pero no responde al cambio de parámetro con el botón MENÚ.	Presione el botón firmemente En caso de no obtener respuesta, reinicie el sistema con el botón de "RST"; una vez hecho esto el equipo puede operar con normalidad.

MANTENIMIENTO

Evite que se acumule el polvo sobre el aparato, ya que se pueden deteriorar los botones provocando que se atasquen.

Evite la entrada de polvo al aparato u operarlo en lugares donde se encuentre sin ventilación pues podría provocar sobrecalentamiento de algunos de sus componentes.

Para limpiar las cubiertas y paneles hágalo con un paño suave húmedo con una ligera solución jabonosa. No utilice alcohol u otros solventes.

ESPECIFICACIONES

Característica	
Frecuencia máxima de salida	100 Hz
Frecuencia mínima de salida	1 Hz
Amplitud mínima de la señal de salida	19.60 mV
Amplitud máxima de la señal de salida	12 V
Alimentación	127 VAC a 60 Hz

Apéndice B. Microcontrolador

PIC16F877A



MICROCHIP

PIC16F87X

28/40-Pin 8-Bit CMOS FLASH Microcontrollers

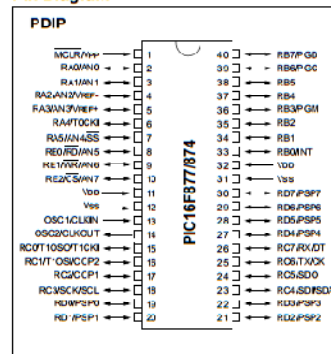
Devices Included in this Data Sheet:

- PIC16F873
- PIC16F876
- PIC16F874
- PIC16F877

Microcontroller Core Features:

- High performance RISC CPU
- Only 35 single word instructions to learn
- All single cycle instructions except for program branches which are two cycle
- Operating speed: DC - 20 MHz clock input
DC - 200 ns instruction cycle
- Up to 8K x 14 words of FLASH Program Memory.
Up to 368 x 8 bytes of Data Memory (RAM)
Up to 256 x 8 bytes of EEPROM Data Memory
- Pinout compatible to the PIC16C73B/74E/76/77
- Interrupt capability (up to 14 sources)
- Eight level deep hardware stack
- Direct, indirect and relative addressing modes
- Power-on Reset (POR)
- Power-up Timer (PVRT) and Oscillator Start-up Timer (OST)
- Watchdog Timer (WDT) with its own on-chip RC oscillator for reliable operation
- Programmable code protection
- Power saving SLEEP mode
- Selectable oscillator options
- Low power, high speed CMOS FLASH/EEPROM technology
- Fully static design
- In-Circuit Serial Programming™ (ICSP) via two pins
- Single 5V In-Circuit Serial Programming capability
- In-Circuit Debugging via two pins
- Processor read/write access to program memory
- Wide operating voltage range: 2.0V to 5.5V
- High Sink/Source Current: 25 mA
- Commercial, Industrial and Extended temperature ranges
- Low-power consumption:
 - < 0.5 mA typical @ 3V, 4 MHz
 - 20 μ A typical @ 3V, 32 kHz
 - < 1 μ A typical standby current

Pin Diagram



Peripheral Features:

- Timer0: 8-bit timer/counter with 8-bit prescaler
- Timer1: 16-bit timer/counter with prescaler, can be incremented during SLEEP via external crystal/clock
- Timer2: 8-bit timer/counter with 8-bit period register, prescaler and postscaler
- Two Capture, Compare, PWM modules
 - Capture is 16-bit, max. resolution is 12.5 ns
 - Compare is 16-bit, max. resolution is 200 ns
 - PWM max. resolution is 10-bit
- 10-bit multi-channel Analog-to-Digital converter
- Synchronous Serial Port (SSP) with SPI™ (Master mode) and I²C™ (Master/Slave)
- Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter (USART/SCI) with 9-bit address detection
- Parallel Slave Port (PSP) 8-bits wide, with external RD, WR and CS controls (40/44-pin only)
- Brown-out detection circuitry for Brown-out Reset (BOR)

Apéndice C. Convertidor Digital Analógico DAC-08

DAC-08 SERIES

8-Bit High-Speed Multiplying D/A Converter

The DAC-08 series of 8-bit monolithic multiplying Digital-to-Analog Converters provide very high-speed performance coupled with low cost and outstanding applications flexibility.

Advanced circuit design achieves 70 ns settling times with very low glitch and at low power consumption. Monotonic multiplying performance is attained over a wide 20-to-1 reference current range. Matching to within 1 LSB between reference and full-scale currents eliminates the need for full-scale trimming in most applications. Direct interface to all popular logic families with full noise immunity is provided by the high swing, adjustable threshold logic inputs.

Dual complementary outputs are provided, increasing versatility and enabling differential operation to effectively double the peak-to-peak output swing. True high voltage compliance outputs allow direct output voltage conversion and eliminate output op amps in many applications.

All DAC-08 series models guarantee full 8-bit monotonicity and linearities as tight as 0.1% over the entire operating temperature range. Device performance is essentially unchanged over the ± 4.5 V to ± 18 V power supply range, with 37 mW power consumption attainable at ± 5.0 V supplies.

The compact size and low power consumption make the DAC-08 attractive for portable and military aerospace applications.

Features

- Fast Settling Output Current – 70 ns
- Full-Scale Current Prematched to ± 1.0 LSB
- Direct Interface to TTL, CMOS, ECL, HTL, PMOS
- Relative Accuracy to 0.1% Maximum Overtemperature Range
- High Output Compliance –10 V to +18 V
- True and Complemented Outputs
- Wide Range Multiplying Capability
- Low FS. Current Drift – ± 10 ppm/°C
- Wide Power Supply Range – ± 4.5 V to ± 18 V
- Low Power Consumption – 37 mW at ± 5.0 V
- Pb-Free Packages are Available*

Applications

- 8-Bit, 1.0 μ s A-to-D Converters
- Servo-Motor and Pen Drivers
- Waveform Generators
- Audio Encoders and Attenuators
- Analog Meter Drivers
- Programmable Power Supplies
- CRT Display Drivers
- High-Speed Modems
- Other Applications where Low Cost, High Speed and Complete Input/Output Versatility are Required
- Programmable Gain and Attenuation
- Analog-Digital Multiplication

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

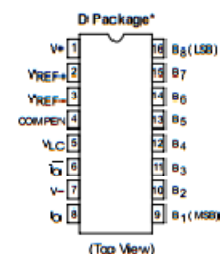
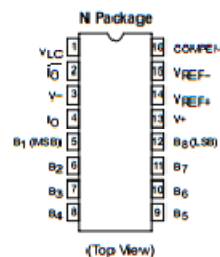


SOIC-16
D SUFFIX
CASE 751B



PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648

PIN CONNECTIONS



*SO and non-standard pinouts.

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 13 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 13 of this data sheet.

Apéndice D. Amplificador Operacional

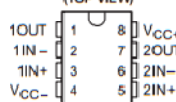
LF412

LF412C DUAL JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIER

SLOS010B – MARCH 1987 – REVISED AUGUST 1994

- Low Input Bias Current . . . 50 pA Typ
- Low Input Noise Current
0.01 pA/√Hz Typ
- Low Supply Current . . . 4.5 mA Typ
- High Input Impedance . . . $10^{12} \Omega$ Typ
- Internally Trimmed Offset Voltage
- Wide Gain Bandwidth . . . 3 MHz Typ
- High Slew Rate . . . 13 V/μs Typ

D OR P PACKAGE
(TOP VIEW)



description

This device is a low-cost, high-speed, JFET-input operational amplifier with very low input offset voltage and a specified maximum input offset voltage drift. It requires low supply current yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, the matched high-voltage JFET input provides very low input bias and offset currents.

The LF412C can be used in applications such as high-speed integrators, digital-to-analog converters, sample-and-hold circuits, and many other circuits.

The LF412C is characterized for operation from 0°C to 70°C.

symbol (each amplifier)



AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IO} max AT 25°C	PACKAGE	
		SMALL OUTLINE (D)	PLASTIC DIP (P)
0°C to 70°C	3 mV	LF412CD	LF412CP

The D packages are available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (ie., LF412CDR).

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V _{CC+}	18 V
Supply voltage, V _{CC-}	-18 V
Differential input voltage, V _{ID}	±30 V
Input voltage, V _I (see Note 1)	±15 V
Duration of output short circuit	unlimited
Continuous total power dissipation	500 mW
Operating temperature range	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

NOTE 1: Unless otherwise specified, the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

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.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1994, Texas Instruments Incorporated