UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

“Diseño de un detector de señales mioeléctricas”

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:

INGENIERO ELÉCTRICO – ELECTRÓNICO

P R E S E N T A :

MARIO ALBERTO SÁNCHEZ GARCÍA

DIRECTOR DE TESIS:
M. C. MARIA DEL PILAR CORONA LIRA

2006

AGRADECIMIENTOS

A mi familia, por su apoyo durante toda mi formación profesional.

A la M.C. María del Pilar Corona Lira, por su paciencia y apoyo durante el desarrollo de esta tesis.

A todos los sujetos de prueba, a pesar de que algunos no fueron incluidos en la versión final, por prestarme algo de su tiempo para ayudarme.

A la Universidad Nacional Autónoma de México por los conocimientos que he adquirido, los buenos momentos que he vivido y a los amigos que he conocido gracias a que estudie en sus instalaciones.

ÍNDICE

Introducción_____I
I. Antecedentes_____1
I.1. Señales mioeléctricas_____2
I.1.1. Definición de señal mioeléctrica y sus características_____ 2
I.1.2. Formas de detección de una señal mioeléctrica_____ 8
I.2. Aplicaciones de los amplificadores operacionales_____9
I.2.1. Tipos de configuración más comunes_____10
I.2.1.1. Inversora _____10
I.2.1.2. No inversora _____ 10
I.2.1.3. Seguidor _____ 11
I.2.1.4. Integrador _____ 11
I.2.1.5. Derivador_____ 12
I.2.2. Sumadores_____ 12
I.2.2.1. Sumador inversor _____ 12
I.2.2.2. Sumador no inversor_____ 13
I.2.3. Amplificadores de instrumentación_____ 14
I.2.3.1. Amplificadores de instrumentación diseñados a partir de amplificadores operacionales_____15
I.2.3.2. Amplificadores de instrumentación monolíticos___18
I.3. Filtros analógicos_____20
I.3.1.Filtros pasivos_____ 23
I.3.2.Filtros activos_____ 24
II. Diseño del prototipo_____31
II.1. Etapa de detección de la señal_____ 32
II.2. Etapa de filtrado_____34
II.3. Etapa de amplificación_____39
III. Pruebas al prototipo_____41
III.1. Datos estadísticos de los sujetos de prueba_____ 43
III.2. Señales generadas por los sujetos de prueba_____46
III.3. Pruebas adicionales al detector de señales mioeléctricas_____53
IV. Conclusiones y comentarios_____ 57
Anexos_____61
Anexo 1. Tablas de filtros conectados en cascada_____62
Anexo 2. Diseño de la fuente de tensión _____64
Anexo 3. Adquisición de señales _____68
Anexo 4. Costo del detector _____71
Anexo 5. Guía para el usuario _____72
Referencias _____73

INTRODUCCIÓN

Bien dicen que nada es igual después del accidente, y esto se ve reflejado particularmente en los casos en los que el afectado pierde algún miembro de su cuerpo. Esta persona encontrará un obstáculo muy grande al tratar de reincorporarse a su vida cotidiana, debido a que varias de sus actividades eran realizadas con la ayuda de su miembro perdido; por esta razón es que algunas de estas personas afectadas utilizan “sustitutos” para realizar sus actividades.

En la antigüedad cuando una persona perdía un miembro este era sustituido por piezas de madera o metal, esto ejemplificado por las historias de piratas, ya que una de las principales descripciones de estos últimos es que tenían “pata de palo”.

Unos siglos más tarde, se comenzó a utilizar otro tipo de materiales para la construcción de estos “sustitutos”, principalmente polímeros, con el objetivo de hacerlos más resistentes. A partir de entonces, estos sustitutos recibieron el nombre de *prótesis*.

En la actualidad, se han estado desarrollando diversos tipos de prótesis móviles para que el usuario sea capaz de controlarlas a voluntad. Este tipo de prótesis se basa en principios eléctricos y mecánicos, por lo que reciben ese nombre: *prótesis electromecánicas*.

Para el control de las prótesis electromecánicas se utilizan diferentes métodos, el más común es el uso de órdenes enviadas por una computadora o microprocesador. A pesar de que este tipo de control resultó ser bastante efectivo, se continuó con la investigación sobre como poder controlar la prótesis de la misma forma que el miembro original, tal como se menciona en las historias de ciencia ficción, enfocándose al movimiento de los músculos. Se descubrió mediante esta investigación que los músculos son excitados por impulsos eléctricos provenientes del sistema nervioso. A estos impulsos eléctricos se les conoce como ***señales mioeléctricas***.

Este tema de tesis tiene el siguiente objetivo principal:

- Diseñar y construir un sistema electrónico, económico y sencillo, capaz de mostrar en magnitud y forma la señal mioeléctrica del músculo bíceps de un ser humano.

Se desea hacer este sistema lo más económico posible debido a que ya se ha desarrollado tecnología de este tipo en otros países, pero su costo es muy elevado. Este sistema puede mostrar la señal en cualquier osciloscopio, pero con el fin de adquirir y guardar las señales se va a hacer uso de una tarjeta de adquisición de datos y el software *Lab View 7.0*, ambos de National Instruments.

CAPÍTULO I
ANTECEDENTES

I. Antecedentes.

I.1. Señales mioeléctricas.

I.1.1. Que son las señales mioeléctricas y sus características.

Una señal mioeléctrica (del griego *Myos* que significa músculo), es un impulso eléctrico que ocasiona una contracción en las fibras musculares del cuerpo [16].

Los músculos son órganos rojos, blandos, contráctiles que están formados por células alargadas llamadas fibras musculares. Estas células tienen varios núcleos, miden más de 1 [cm] de largo y están dispuestas en manojos, tal como se observa en la figura 1.1.

Las fibras musculares están hechas de filamentos aún más pequeños, llamados miofibrillas (estas contienen grumos de 2 proteínas: actina y miocina), las cuales contienen sustancias químicas que pasan de una a otra y hacen que el músculo se contraiga cuando recibe un estímulo, él cual es desencadenado desde el sistema nervioso por medio de sus ramificaciones correspondientes [12].

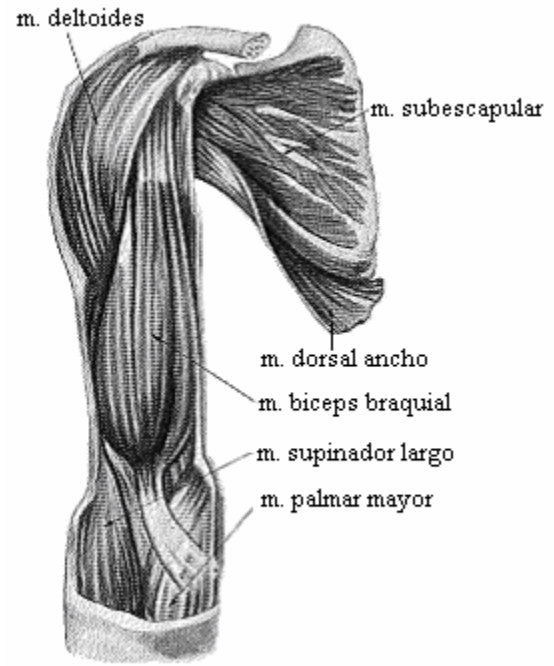


Figura 1.1. Diagrama muscular del antebrazo [12].

Las señales mioeléctricas son generadas y transmitidas por el sistema nervioso. La célula que conforma al sistema nervioso recibe el nombre de *Neurona*. Las neuronas son células excitables especializadas para la recepción de estímulos y la conducción del impulso nervioso. Su tamaño y forman varían considerablemente.

Cada una posee un cuerpo celular desde cuya superficie se proyectan una o más prolongaciones denominadas neuritas. Las neuritas responsables de recibir información y conducirla hacia el cuerpo celular se denominan dendritas. La neurita larga única que conduce impulsos desde el cuerpo celular se denomina axón. Las dendritas y axones a menudo se denominan fibras nerviosas. Las neuronas se hallan en el encéfalo, médula espinal y ganglios. Al contrario de las otras células del organismo, las neuronas normales en el individuo maduro no se dividen ni reproducen. Aunque el tamaño del cuerpo celular puede variar desde 5 [mm] hasta 135 [mm] de diámetro, las dendritas pueden extenderse hasta más de un metro (por ejemplo los axones de las neuritas que van desde la región lumbar de la médula hasta los dedos del pie). El número, la longitud y la forma de la ramificación de las neuritas brindan un método morfológico para clasificar a las neuronas, el cual se muestra en la tabla 1.1.

Número, longitud, modo de ramificación de las neuritas		
Clasificación morfológica	**Disposiciones de las Neuritas**	**Localización**
Unipolar	La neurita única se divide a corta distancia del cuerpo celular.	Ganglio de la raíz posterior.
Bipolar	La neurita única nace de cualquiera de los extremos del cuerpo celular.	Retina, cóclea sensitiva y ganglios vestibulares.
Multipolar	Muchas dentritas y un axón largo.	Tractos de fibras del encéfalo y la médula espinal, nervios periféricos y células motoras de la médula espinal.
Tamaño de la neurona		
Clasificación morfológica	**Disposiciones de las Neuritas**	**Localización**
De Golgi tipo I	Axón largo único que puede llegar a medir un metro o más de longitud.	Tractos de fibras del encéfalo y la médula espinal, nervios periféricos y células motoras de la médula espinal. Corteza cerebral y cerebelosa.
De Golgi tipo II	Axón corto que con las dentritas se asemeja a una estrella.	Corteza cerebral y cerebelosa.

Tabla 1.1. Clasificación de las neuronas de acuerdo a sus características físicas [10].

El cuerpo de la célula nerviosa, como el de las otras células, consiste esencialmente en una masa de citoplasma en el cual está incluido el núcleo; está limitado por su lado externo por una membrana plasmática. El volumen del citoplasma dentro del cuerpo de la célula es mucho menor al que hay en las neuritas.

En la figura 1-2 se muestra el dibujo y la micrografía de una neurona, mientras que en la figura 1-3 se muestran los componentes de una neurona de los cuales, el más importante en este caso es la membrana plasmática o celular, ya que en ella se genera y se conduce el impulso nervioso. Su espesor es de aproximadamente 8 [nm] lo cuál la hace demasiado delgada para poder ser observada por un microscopio óptico. Con microscopio electrónico se observa una capa interna y otra externa de moléculas (cada una es aproximadamente de 2.5 [nm]) y separadas por una capa intermedia de lípidos. Moléculas de hidrato de carbono se encuentran adheridas al exterior de la capa plasmática y se unen con proteínas o lípidos formando lo que se conoce como cubierta celular o glucocálix.

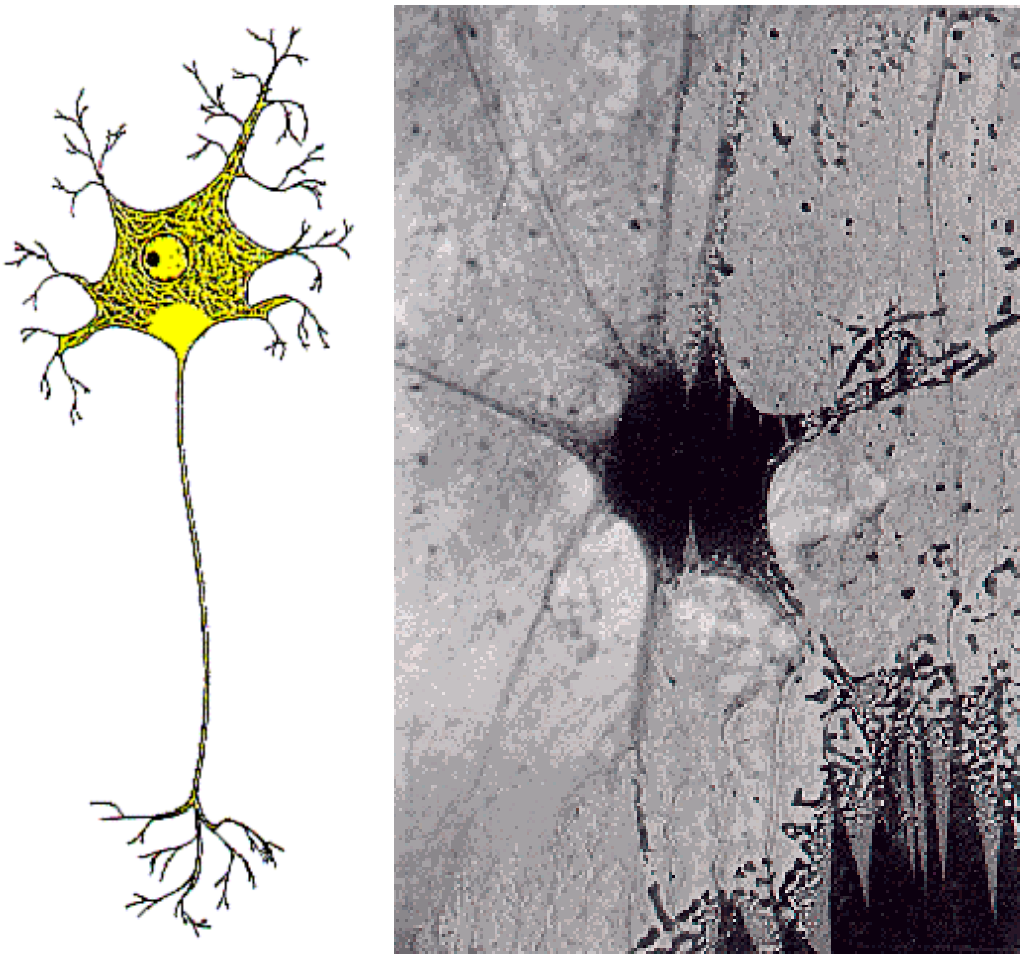


Figura 1.2. Dibujo y micrografía electrónica de una neurona [10].

La membrana plasmática y la cubierta celular juntas forman una membrana semipermeable que permite la difusión de ciertos iones a través de ella pero limita otras, tal como se puede observar en la figura 1-4. En estado de reposo los iones de potasio (K^+) se difunden a través de la membrana plasmática desde el citoplasma celular hacia el líquido tisular. La permeabilidad de la membrana a los iones de potasio es mucho mayor que el influjo de los de sodio (Na^+). Esto da como resultado una diferencia de potencial estable de alrededor de -80 [mV] que pueden medirse a través de la membrana ya que el interior es negativo en relación al exterior. Este potencial se conoce como potencial de reposo.

Cuando una célula nerviosa es excitada (estimulada) por un medio eléctrico, mecánico o químico, ocurre un rápido cambio de permeabilidad de la membrana a los iones de sodio, estos iones difunden desde el líquido tisular a través de la membrana plasmática hacia el citoplasma celular. Esto induce a que la membrana se despolarice progresivamente. La súbita entrada de iones sodio seguida por la polaridad alterada produce determinado potencial de acción que es de aproximadamente +40 [mV]. Este potencial es muy breve (5 [ns]) ya que muy

pronto la mayor permeabilidad de la membrana a los iones de sodio cesa y aumenta la permeabilidad de los iones de potasio, de modo que estos comienzan a fluir desde el citoplasma celular y así el área localizada de la célula retorna al estado de reposo.

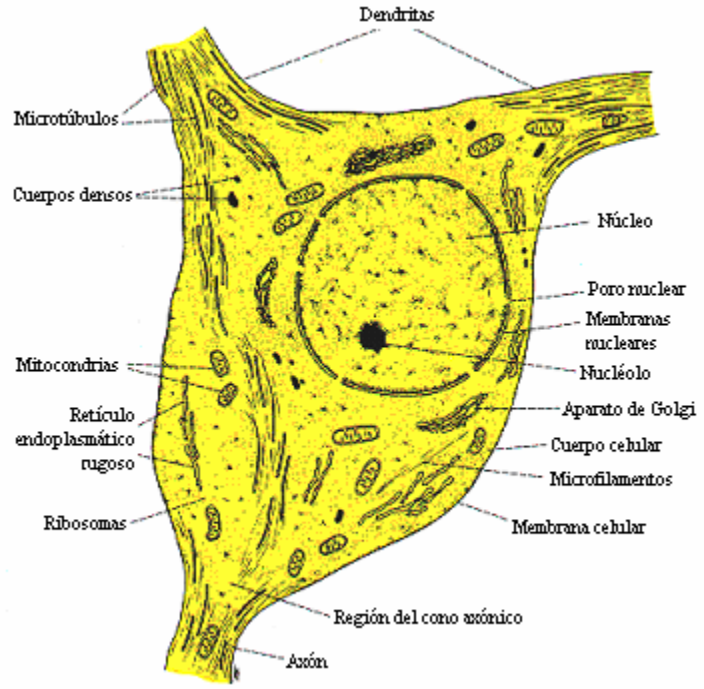


Figura 1.3. Componentes del cuerpo de una neurona [10].

Una vez generado el potencial de acción, este se propaga por la membrana plasmática, alejándose del sitio de iniciación y es conducido a lo largo de las neuritas como el impulso nervioso. Una vez que el impulso nervioso se ha difundido por una región de la membrana plasmática, no puede provocarse otro potencial en forma inmediata. La duración de este estado no excitable se denomina período refractario.

Así como en un cable se elige el mejor conductor, el cobre, análogamente el axón que está lleno de axoplasma, es un fluido conductor por sus iones positivos de potasio y moléculas de proteínas cargadas negativamente, a este efecto se le conoce como *conducción pasiva*.

La conducción pasiva ocurre en cualquier neurona piramidal del cerebro, cuando las dendritas hacen contacto con otra neurona. Las dendritas a diferencia del axón, no transmiten el potencial de acción, son simples membranas pasivas que pueden modelarse como redes RC, tal como se observa en la figura 1-5. Si bien la propagación de la señal es instantánea, la señal se atenúa rápidamente, aún en tramos cortos.

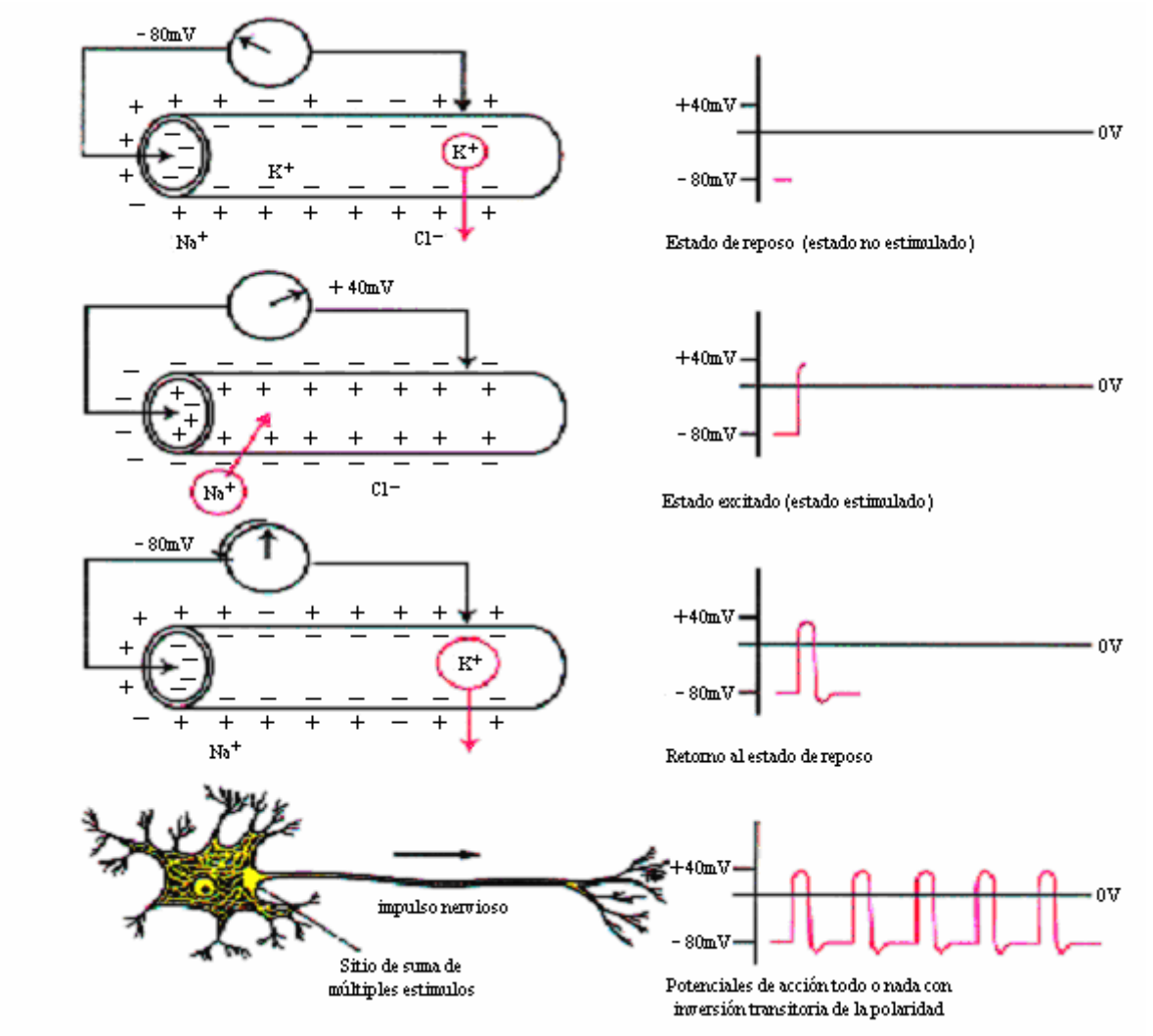


Figura 1.4. Conducción del impulso nervioso a través de la membrana plasmática [10].

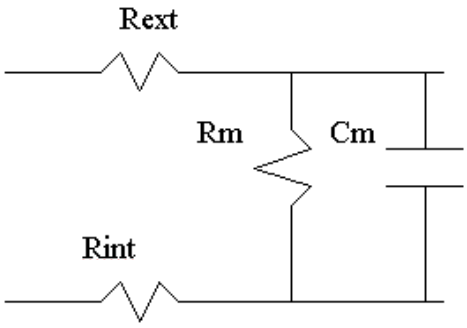


Figura 1.5. Analogía de la conducción pasiva de las neuronas [10].

De la figura 1-5: Rext es la resistencia del medio externo, Rint es la resistencia del medio interno, Rm es la resistencia de la membrana y Cm es la capacidad de la membrana.

La *conducción activa* (modelo todo o nada) ocurre en un axón cualquiera, en donde un tramo de membrana se despolariza, activa los canales y genera un evento imparable. De la figura 1-6: a) el potencial del receptor sensitivo es -80 [mV] y en el b) es -61 [mV]. En tiempo cero el fluido interno de la neurona está a -90 [mV]. El potencial aumenta hasta alcanzar el umbral crítico en -82 [mv] en el caso a) en 0.1 [s] y en el caso b) en 0.02 [s]. En ese momento la neurona "enciende" y su potencial interno rápidamente crece a +10 [mV] y cae también rápidamente a -90 [mV] nuevamente (spike).

Un estímulo que en vez de -80 [mV] sea -61 [mV] implica un cambio de frecuencia en el potencial de acción de 10 a 50 [Hz]. Lo mejor de este modo de conducción es que la amplitud no decae nunca, aunque es más lenta que la conducción pasiva [10].

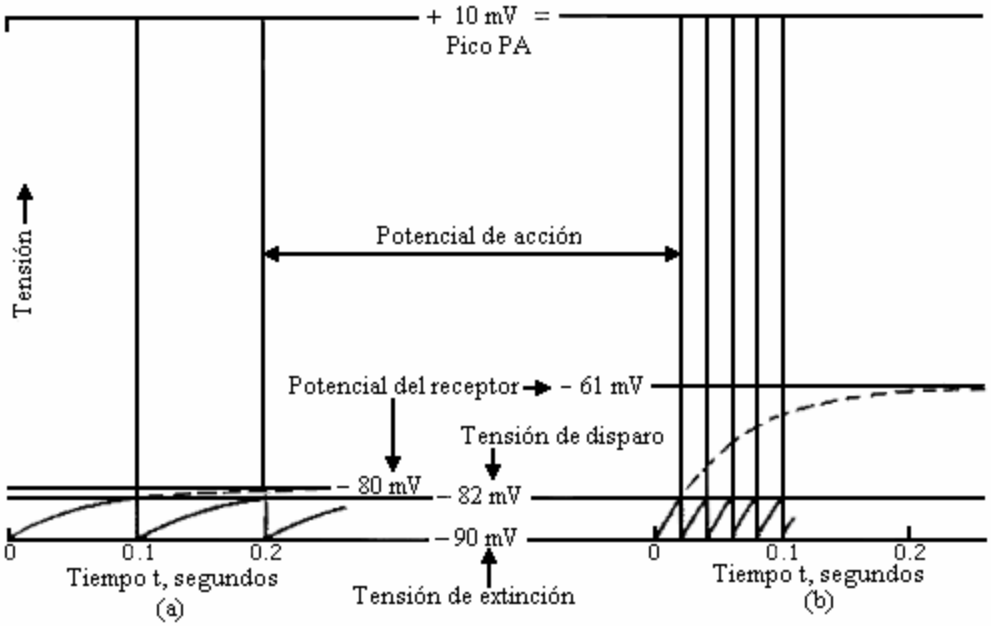


Figura 1.6. Conducción activa de las neuronas [10].

De acuerdo con las investigaciones realizadas por expertos en el área, en conjunto con lo mencionado anteriormente respecto al sistema muscular y nervioso, el rango de frecuencias en el que se encuentran las señales mioeléctricas varia entre los 0 y 500 [Hz], pero la mayor concentración de energía se encuentra entre los 50 y los 150 [Hz], y su voltaje radica entre aproximadamente 10 [μV] y 1 [mV] de pico a pico [19].

I.1.2. Formas de detección de una señal mioeléctrica.

Para poder recolectar una señal mioeléctrica se requiere utilizar componentes eléctricos conocidos como *electrodos*. Los electrodos que se utilizan para esta aplicación vienen comúnmente en tercias: un par de ellos se coloca sobre el músculo del cual se desea conocer su señal mioeléctrica y el tercero se pondrá en un músculo ajeno al de la medición, y de preferencia, que se mantenga en reposo durante esta [31]. En la figura 1-7 se muestra una de las formas comunes de colocar los electrodos para una persona con el brazo completo.

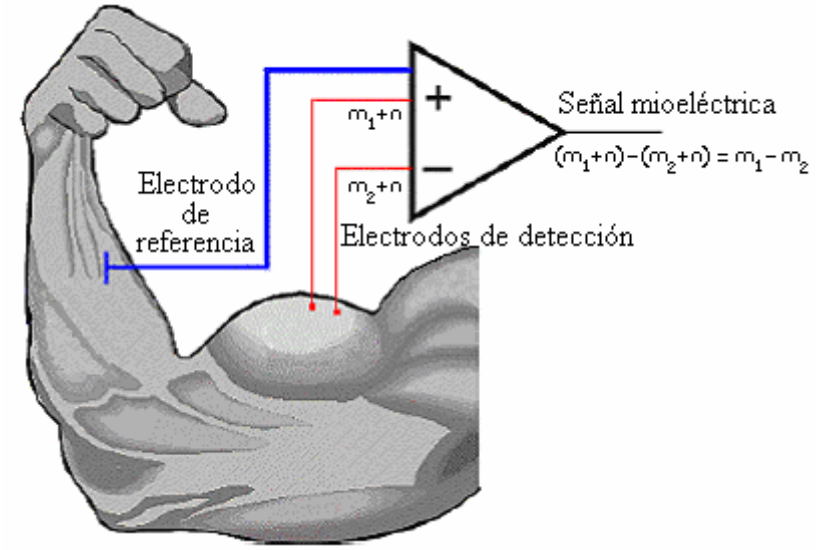


Figura 1.7. Posición típica de los electrodos para el registro de la señal mioeléctrica [31].

Los electrodos recolectan parte de la señal mioeléctrica y la transmiten a una etapa posterior. Para poder observar una señal mioeléctrica es necesario acondicionarla, debido a que su amplitud se encuentra en el rango de los microvolts, se necesita de un equipo de instrumentación electrónico, el cual consiste en un amplificador diferencial ó bien un amplificador de instrumentación, los cuales se explicarán a detalle posteriormente. A la salida del amplificador, se requiere una etapa de filtrado, la razón de esto es debido a que la señal mioeléctrica viene acompañada por otras señales de diferentes frecuencias y esto no permite ver su forma real.

Hay dos tipos de electrodos principalmente: los de tipo superficial y los tipos aguja. Un electrodo superficial es capaz de obtener una señal eléctrica a través de un medio de alta impedancia. Como su nombre lo indica, van sobre la piel del individuo, para mejorar la conducción, se humedece la zona donde se van a colocar los electrodos con un gel electrolítico, el cual reduce la resistencia eléctrica de la piel. Los electrodos tipo aguja no necesitan del gel electrolítico, ya que se insertan directamente en el músculo, la desventaja de esto con respecto a los primeros, es que el paciente necesita un tiempo de reposo mucho mayor debido a que lesionan la piel del individuo [20]. En la figura 1.8 se muestra un ejemplo de

cada uno de los tipos de electrodos. Para el diseño del prototipo se usarán los electrodos superficiales.

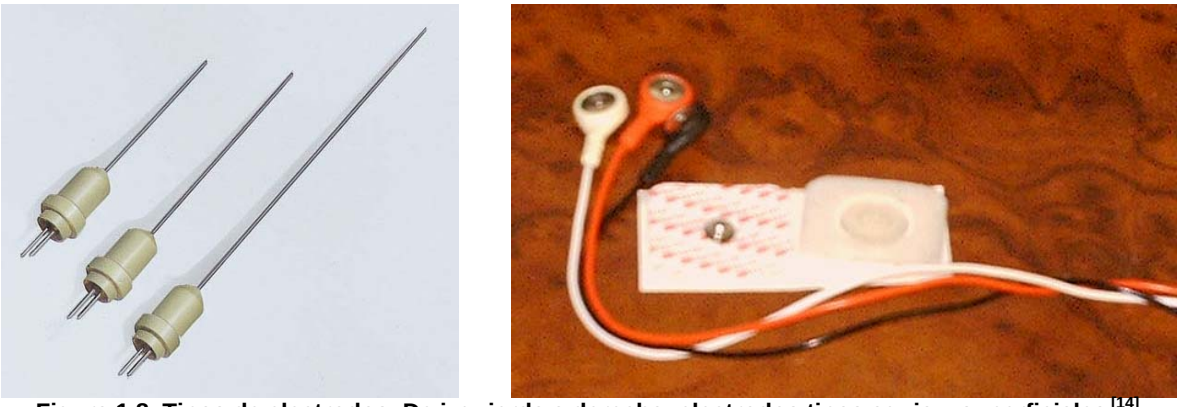


Figura 1.8. Tipos de electrodos. De izquierda a derecha: electrodos tipos aguja y superficiales [14].

I.2. Aplicaciones de los amplificadores operacionales.

El nombre de amplificador operacional fue dado a los primeros amplificadores de alta ganancia diseñados para llevar a cabo operaciones matemáticas de suma, sustracción, multiplicación y división. Llegaban a trabajar con tensiones altas tales como ± 300 V, pero podían llevar a cabo operaciones tales como resolver problemas de cálculo que no era económico resolver antes de su invención.

El sucesor moderno de estos amplificadores es el “amplificador operacional lineal de circuito integrado”. El nombre lo heredo, trabaja a tensiones más bajas, y es tan bueno como el anterior. El amplificador operacional actual es tan barato que ahora se utilizan anualmente millones de ellos. Su bajo costo, versatilidad y simplificación han extendido su uso más allá de las aplicaciones visualizadas por los primeros diseñadores. Algunos usos en esta época para los amplificadores operacionales están en los campos de control de procesos, comunicaciones, computadoras, fuentes de señales y potencia, exhibidores y sistemas de prueba y medición.

No es necesario conocer la operación interna del amplificador operacional con objeto de utilizarlo, ya que esta diseñado para que los componentes externos conectados a él determinen la forma en la que va a operar. Las diferentes configuraciones de un amplificador operacional tienen la función de generar a su salida la señal que entra en ella, pero con una ganancia, esto aunado a un efecto en ella dependiendo de la forma en la que los componentes pasivos (resistencias y capacitores) son conectados, esto determina el tipo de configuración. Su alimentación es bipolar, es decir requiere de una fuente de voltaje positiva y una de voltaje negativo para funcionar correctamente; cabe mencionar que el voltaje de salida generado por este tipo de amplificador no puede ser más elevado que el de alimentación, ya que si esto sucede, se tendrá a la salida una señal “recortada”; es decir, se pierde la forma original de la señal de entrada [3].

I.2.1. Tipos de configuración más comunes.

I.2.1.1. Inversora.

Un amplificador en configuración inversora o amplificador inversor desfasa 180° y amplifica cualquier tipo de señal, en otras palabras, cambia la polaridad de la señal. Esta configuración solo requiere de dos resistencias, una a la entrada negativa del amplificador operacional, por la cual va a entrar la señal, y la otra retroalimentado entre la salida y la entrada negativa del mismo amplificador, además de que la entrada positiva debe ir aterrizada tal como se observa en la figura 1.9. Este efecto se representa en la ecuación 1.1.

$$V_S = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right)V_E \qquad (1.1)$$

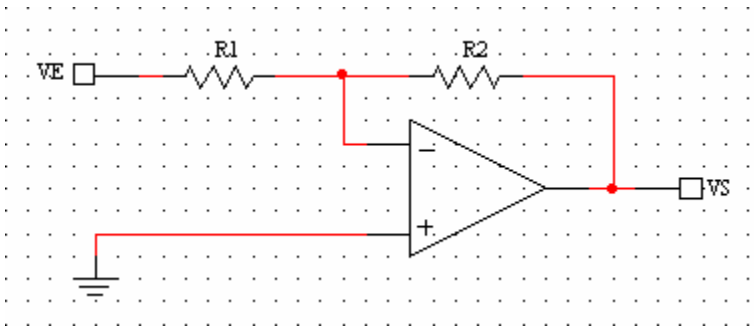


Figura 1.9. Diagrama de un amplificador inversor.

I.2.1.2. No inversora:

Un amplificador en configuración no inversora o amplificador no inversor solamente amplifica la señal que pasa a través de él. Al igual que la configuración inversora, solo requiere de dos resistencias, y la forma en la que van conectadas es la misma, solo que esta vez la señal va a entrar por la entrada positiva del amplificador tal como se observa en la figura 1.10. Este efecto se representa en la ecuación 1.2.

$$V_{salida} = \left(\frac{R_2}{R_1} + 1\right)V_{entrada} \qquad (1.2)$$

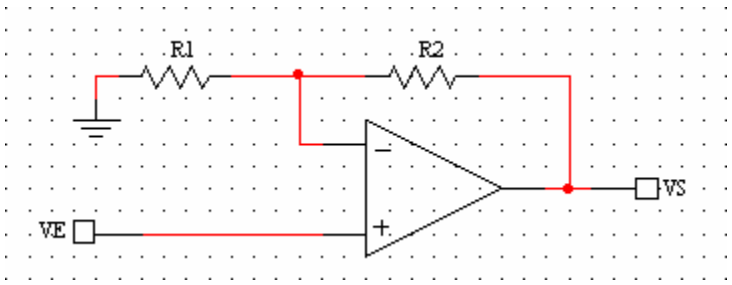


Figura 1.10. Diagrama de un amplificador no inversor.

I.2.1.3. Seguidor:

Un seguidor de voltaje permite el paso de una señal sin alterar su magnitud y su fase, en otras palabras, es un amplificador no inversor con ganancia unitaria. No requiere de componentes, tal como se observa en la figura 1.11.

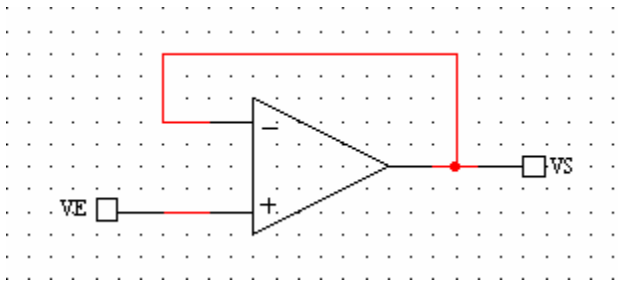


Figura 1.11. Diagrama de un seguidor de voltaje.

I.2.1.4. Integrador:

Como su nombre lo indica, esta configuración integra la señal que pasa a través del amplificador. Para realizar esta configuración se requiere de un capacitor y una resistencia, la primera se usa como retroalimentación entre la salida del amplificador y la entrada negativa del mismo, y la segunda se conecta a la misma entrada y la señal entra a través de él, finalmente, la entrada positiva va aterrizada tal como se observa en la figura 1.12. Esta configuración se utiliza cuando se desea cambiar la forma una señal, por ejemplo, si a la entrada se tiene una señal cuadrada, en su salida se obtiene una señal diente de sierra. Este efecto se representa en la ecuación 1.3.

$$V_{salida} = -\frac{1}{RC}\int V_{entrada}\,dt + cte \qquad (1.3)$$

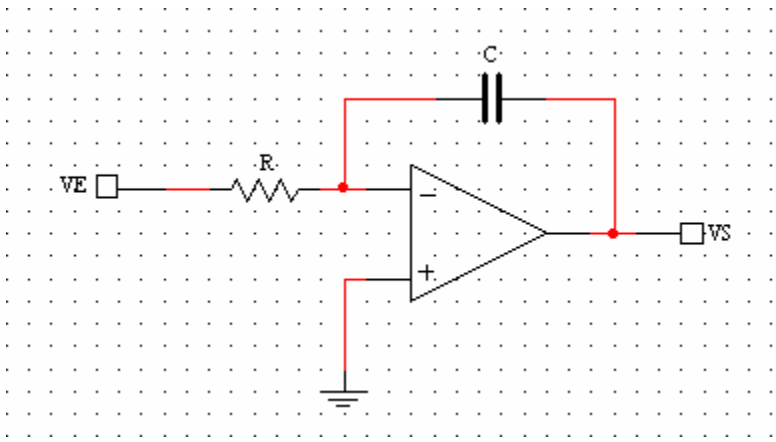


Figura 1.12. Diagrama de un amplificador integrador.

I.2.1.5. Derivador:

Esta configuración tiene la función de derivar la señal que pasa a través del amplificador. Al igual que la configuración integradora, requiere de un capacitor y una resistencia, solo que sus posiciones se intercambian, mientras que la entrada positiva debe ir aterrizada, tal como se observa en la figura 1.13. En consecuencia a lo mencionado anteriormente, este tipo de configuración realiza la operación contraria al integrador, ya que si a la entrada se tiene una señal diente de sierra, a su salida se obtendrá una señal cuadrada. Este efecto se representa en la ecuación 1.4.

$$V_{salida} = -RC\frac{dV_{entrada}}{dt} \tag{1.4}$$

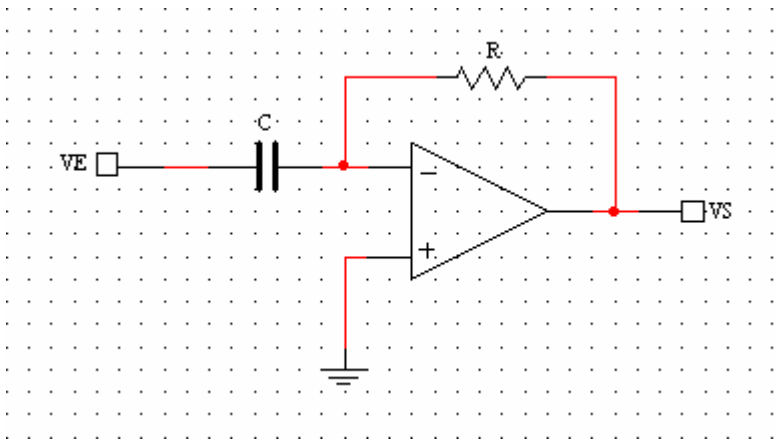


Figura 1.13. Diagrama de un amplificador derivador.

I.2.2. Sumadores.

Este tipo de amplificadores se utilizan cuando se desea sobreponer dos o más señales. La ganancia que obtienen cada una de las señales que entra a este tipo de amplificador es independiente una de la otra. Hay dos tipos de configuración:

I.2.2.1. Sumador inversor:

Esta configuración es una variación del amplificador inversor debido a que sus conexiones son similares, tal como se observa en la figura 1.14. Su función es sumar las señales que entran en él, las cuales tienen diferente ganancia dependiendo del valor de las resistencias por las que pasan con el fin de llegar a la entrada negativa del amplificador, y además las desfasa 180°. Este efecto se representa en la ecuación 1.5.

$$V_{salida} = -\left(\frac{R}{R_A}V_A + \frac{R}{R_B}V_B + \frac{R}{R_C}V_C\right) \tag{1.5}$$

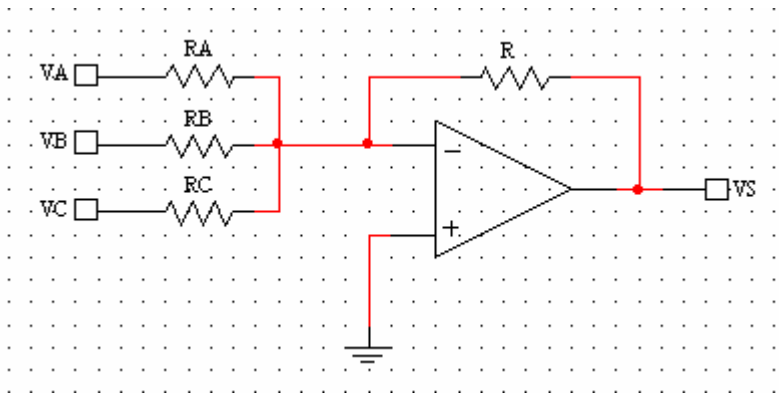


Figura 1.14. Diagrama de un amplificador sumador inversor.

I.2.2.1. Sumador no inversor:

Esta configuración es una variación del amplificador no inversor debido a que sus conexiones son similares, tal como se observa en la figura 1.15. Su función es sumar las señales que entran en él, las cuales tienen diferente ganancia dependiendo del valor de las resistencias por las que pasan con el fin de llegar a la entrada positiva del amplificador. Su cálculo es más complicado que el del sumador inversor debido a que su ecuación cambia dependiendo del número de señales que entran en él. El caso en que hay tres señales se representa en la ecuación 1.6.

$$V_{salida} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\left[\frac{R_B \parallel R_C}{R_A + R_B \parallel R_C} V_A + \frac{R_A \parallel R_C}{R_B + R_A \parallel R_C} V_B + \frac{R_A \parallel R_B}{R_C + R_A \parallel R_B} V_C\right] \qquad (1.6)$$

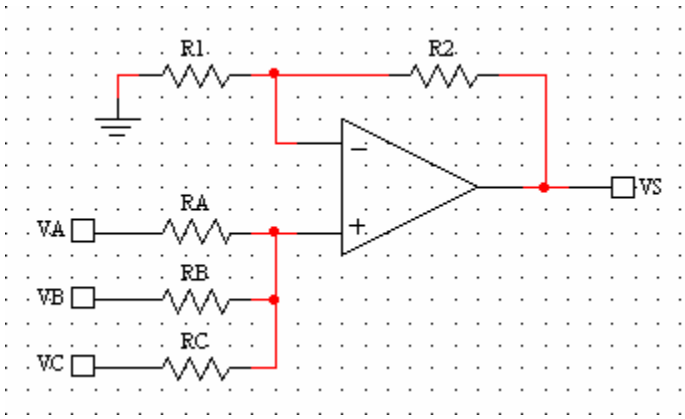


Figura 1.15. Diagrama de un amplificador sumador no inversor.

I.2.3. Amplificadores de instrumentación.

Se denomina amplificador de instrumentación a todo circuito que posea simultáneamente: una alta impedancia de entrada, un alto rechazo de modo común, una ganancia estable que sea a la vez variable con una única resistencia y sin que se contraponga directamente la ganancia de ancho de banda (como sucede en un amplificador operacional); la tensión y la corriente de desequilibrio (offset) así como la impedancia de salida deben ser bajas [7]. Para poder comprender mejor el diseño de este tipo de amplificadores, primero veremos el diseño de un amplificador diferencial, el cual tiene la función de rechazar las señales comunes en sus entradas y amplificar las que sean diferentes. Su diagrama se observa en la figura 1.16.

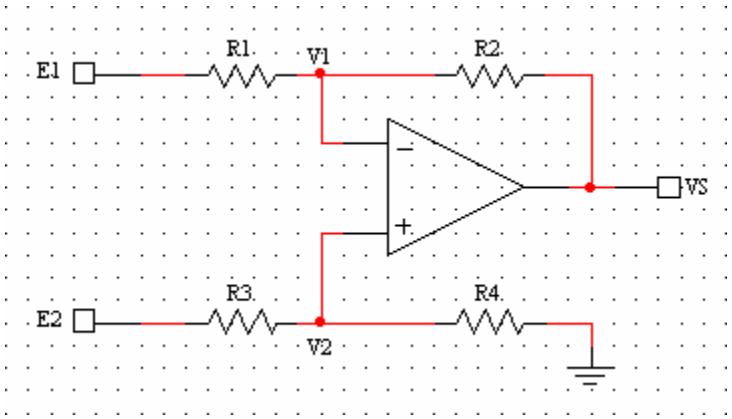


Figura 1.16. Diagrama de un amplificador diferencial.

Para poder explicar su funcionamiento, se supondrá que el amplificador operacional es ideal ($V_1 = V_2$), de esta forma su tensión de salida es representada en la ecuación 1.7 como:

$$V_S = -\frac{R_2}{R_1}E_1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{R_4}{R_3 + R_4}E_2 \qquad (1.7)$$

Para reflejar las propiedades diferenciales del circuito, nos interesa expresar la salida en función de la tensión diferencial de entrada E_d, y para ello basta hacer en 1.7 las sustituciones indicadas en las ecuaciones 1.8 y 1.9.

$$E_d = E_2 - E_1 \qquad (1.8)$$

$$E_c = \frac{E_1 + E_2}{2} \qquad (1.9)$$

donde E_c es la denominada tensión en modo común. Sustituyendo 1.8 y 1.9 en 1.7 se obtiene una expresión con un factor que multiplica a E_c y otro que multiplica a

E_d. Al primero se le denomina ganancia en modo común, G_c, y al segundo ganancia en modo diferencial, G_d, tal como lo indica la ecuación 1.10.

$$V_S = G_c E_c + G_d E_d \tag{1.10}$$

Con las ecuaciones 1.11 y 1.12 se conoce el valor de G_c y G_d.

$$G_c = \left.\frac{V_S}{E_c}\right|_{E_d=0} = \frac{R_4 R_1 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} \tag{1.11}$$

$$G_d = \left.\frac{V_S}{E_d}\right|_{E_c=0} = \frac{1}{2}\left[\frac{R_2}{R_1} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right] \tag{1.12}$$

Dado que en un amplificador diferencial es de interés que sólo se amplifique la diferencia entre las tensiones de entrada, pero no la señal común entre ellas, esto es, $G_c = 0$, deberá cumplirse la condición indicada en la ecuación 1.13.

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} = k \tag{1.13}$$

De esta forma $V_S = kE_d$. Ahora bien, como el apareamiento que describe (1.13) es difícil de obtener con exactitud, la capacidad que posee el circuito de rechazar las señales de modo común no será infinita, sino que estará limitada. Su cuantía viene dada por el llamado factor de rechazo en modo común (CMRR, “Common Mode Rejection Ratio”), que es el cociente entre la ganancia en modo diferencial y la ganancia en modo común. En este caso su valor se obtiene con la ecuación 1.14.

$$CMRR = \frac{G_d}{G_c} = \frac{1}{2}\frac{R_1 R_4 + R_2 R_3 + 2R_2 R_4}{R_1 R_4 - R_2 R_3} \tag{1.14}$$

Normalmente el CMRR se expresa en Decibeles. Para ello hay que calcular el logaritmo decimal de la expresión anterior y multiplicar el resultado por 20.

I.2.3.1. Amplificadores de instrumentación diseñados a partir de amplificadores operacionales.

Después de explicar el diseño de un amplificador diferencial con un amplificador operacional ideal seguimos con el amplificador de instrumentación. Hay dos configuraciones de amplificador de instrumentación: diseñado con dos y con tres amplificadores operacionales. Se comenzará con el funcionamiento del primero. Su diagrama de conexiones se presenta en la figura 1.17.

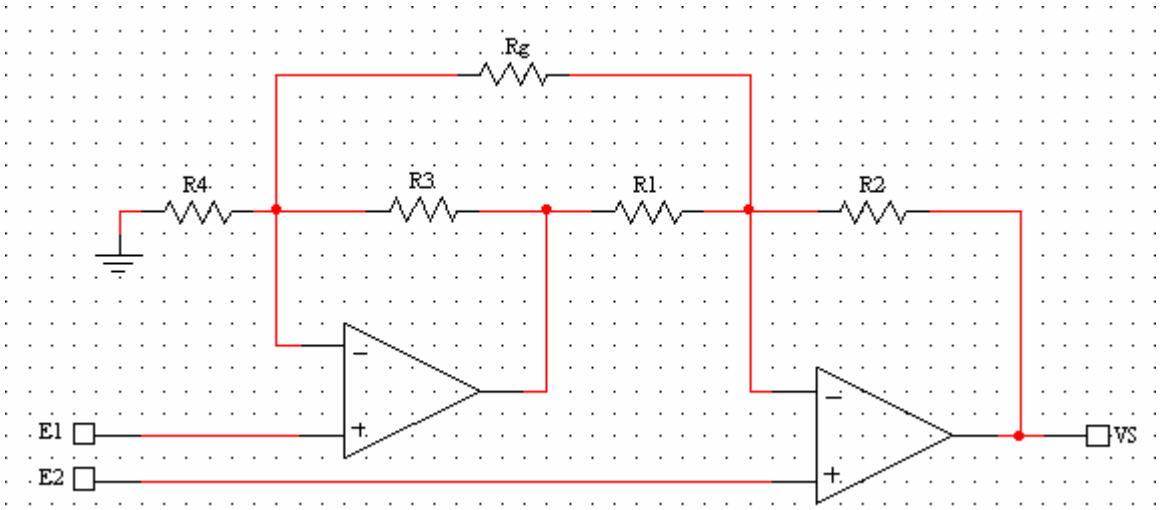


Figura 1.17. Diagrama de un amplificador de instrumentación con 2 amplificadores operacionales.

Si volvemos a considerar que los amplificadores operacionales son ideales, y procedemos tal como se ha hecho antes con las ecuaciones 1.7, 1.8, 1.9 y 1.10, resulta que la condición necesaria para obtener el CMRR infinito es también expresada por la ecuación 1.13. La tensión de salida es representada por la ecuación 1.15.

$$V_S = E_d\left(1 + k + \frac{R_2 + R_4}{R_g}\right) \tag{1.15}$$

Aunque también hay aparear cuatro resistencias, aquí se puede variar la ganancia sin afectar a su apareamiento, mediante R_g. No obstante, el ajuste del CMRR a más de 10 [Hz] es difícil porque los dos caminos de la señal son muy asimétricos, además, no se puede tener ganancia unitaria. Una precaución a tomar con este circuito es evitar la saturación del primer amplificador operacional si la señal de modo común es elevada. Para evitarla es necesario que se cumpla la condición representada en la ecuación 1.16.

$$\left(|E_c| + \left|\frac{E_d}{2}\right|\right)\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) < V_{saturación} \tag{1.16}$$

Debido a que esta restricción perjudica la detección de señales como es en este caso las mioeléctricas, fue necesario diseñar otro tipo de amplificador de instrumentación. De esta forma fue como se ideó el amplificador de instrumentación con tres amplificadores operacionales, el cual funciona como un amplificador diferencial, pero con la ventaja de tener alta impedancia a sus entradas y además de poder controlar su ganancia con un arreglo de 3 resistencias. Su diagrama de conexiones se observa en la figura 1.18.

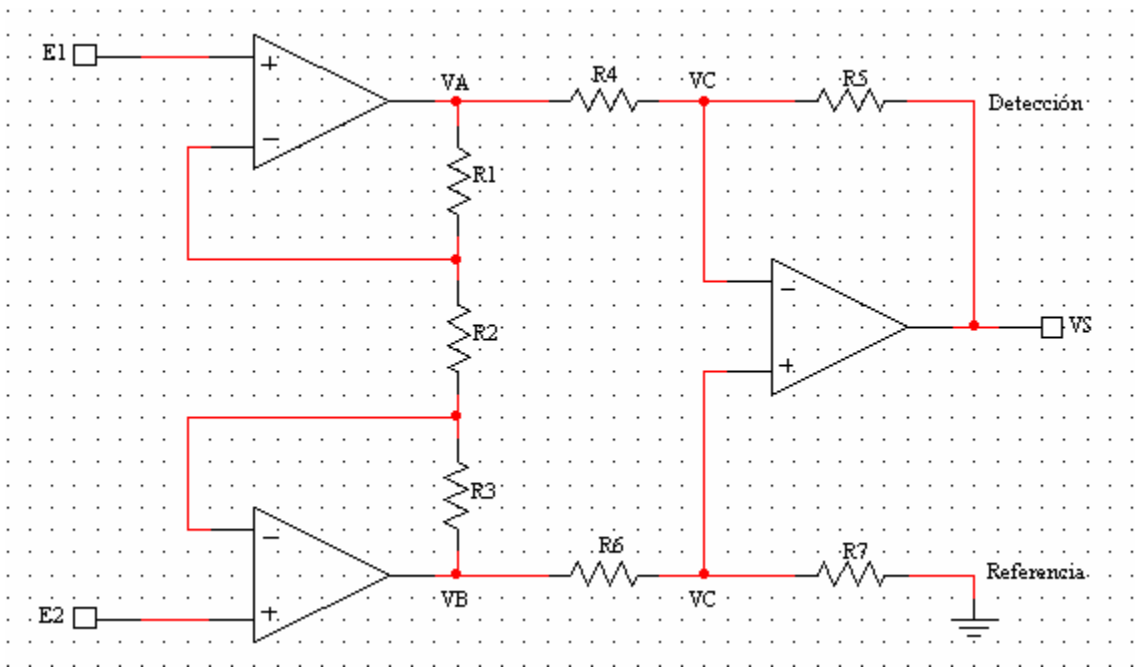


Figura 1.18. Diagrama de un amplificador de instrumentación con 3 amplificadores operacionales.

Si consideramos nuevamente que los tres amplificadores operacionales son ideales, obtenemos las ecuaciones 1.17, 1.18 y 1.19.

$$\frac{V_A - E_1}{R_1} = \frac{E_1 - E_2}{R_2} = \frac{E_2 - V_B}{R_3} \tag{1.17}$$

$$\frac{V_B - V_C}{R_6} = \frac{V_C}{R_7} \tag{1.18}$$

$$\frac{V_A - V_C}{R_4} = \frac{V_C - V_S}{R_5} \tag{1.19}$$

Despejando y sustituyendo V_A, V_B y V_C obtenemos la ecuación 1.20.

$$V_S = -E_1\left(\frac{R_3}{R_2}\frac{R_7}{R_7+R_6}\frac{R_4+R_5}{R_4} + \frac{R_1+R_2}{R_2}\frac{R_5}{R_4}\right) + E_2\left(\frac{R_7}{R_2}\frac{R_2+R_3}{R_7+R_6}\frac{R_4+R_5}{R_4} + \frac{R_1}{R_2}\frac{R_5}{R_4}\right) \tag{1.20}$$

Si nuevamente se consideran las señales en modo diferencial y en modo común, ecuaciones 1.8 y 1.9, se obtiene la ecuación 1.21.

$$V_S = -E_d\left[\frac{1+R_5/R_4}{1+R_6/R_7}\left(\frac{R_3}{R_2}+\frac{1}{2}\right) + \frac{R_5}{R_4}\left(\frac{1}{2}+\frac{R_1}{R_2}\right)\right] + E_c\left[\frac{1+R_6R_5/R_7R_4}{1+R_6/R_7}\right] \tag{1.21}$$

De la ecuación 1.21 se deduce que el rechazo en modo común es máximo cuando se cumple la condición indicada por la ecuación 1.22.

$$\frac{R_5}{R_4} = \frac{R_7}{R_6} = k \tag{1.22}$$

Si el amplificador de instrumentación cumple con la condición $2R_1/R_2 = 2R_3/R_2 = G$ se obtiene la ecuación 1.23.

$$G_d = k(1+G) \tag{1.23}$$

Con lo anterior se demuestra que con R_2 se puede variar la ganancia de modo diferencial (aunque no linealmente) sin afectar al CMRR.

La posibilidad de saturación de los amplificadores de la primera etapa viene determinada por una condición distinta a la del circuito con dos amplificadores operacionales. La señal en modo común presente a la entrada pasa a la etapa siguiente con ganancia unidad según se deduce de las expresiones de V_A y V_B, 1.24 y 1.25 respectivamente.

$$V_A = -\frac{E_d}{2}(1+G) + E_c \tag{1.24}$$

$$V_B = +\frac{E_d}{2}(1+G) + E_c \tag{1.25}$$

Por lo tanto, E_c puede ser alto sin peligro de saturación, siempre y cuando V_A y V_B se mantengan inferiores a la tensión de saturación del amplificador operacional [9].

I.2.3.2. Amplificadores de instrumentación monolíticos.

En la práctica los amplificadores operacionales no son ideales y el apareamiento de las resistencias nunca es perfecto, debido a las tolerancias y a la variación que sufren debido a la temperatura. Estas variaciones disminuyen considerablemente el CMRR del amplificador de instrumentación, por lo que se empezó a buscar una solución a este problema.

Las técnicas de integración monolítica permiten reducir el costo de producción respecto a los circuitos híbridos y modulares. Sin embargo, los amplificadores operacionales están pensados como bloques funcionales individuales y, cuando se conectan para formar un amplificador de instrumentación, parte de sus prestaciones son redundantes. Por ello en los amplificadores de instrumentación monolíticos se prefieren estructuras más simples que las mostradas anteriormente y que ocupen menos área de silicio. Además, dado que el apareamiento de

resistencias integradas es muy costoso, se prefiere que el CMRR dependa del apareamiento de fuentes de corriente [7].

Para la detección de las señales mioeléctricas, comúnmente se utilizan los amplificadores de instrumentación monolíticos diseñados con tres amplificadores operacionales, debido a que sus altas impedancias de entrada. Las características de un buen amplificador de instrumentación para la detección de este tipo de señales son las siguientes:

- Una impedancia de entrada mayor a $10x10^9$ [Ω] en ambas entradas.
- Su corriente de paso (Bias current) debe ser menor a 50 [nA].
- De 80 a 120 [dB] de rechazo en modo común.
- Una tendencia de tensión de offset de entrada y salida menor a 10 [μV/°C].
- Tensión de ruido, un valor de 10 [$nV/Hz^{1/2}$]@1 [kHz] referida a la entrada con una ganancia menor a 100.
- Una no linealidad menor al 0.01%.

La razón más importante por la que se requieren estas características para este tipo de señal es que la señal mioeléctrica no es la única señal que recolectan los electrodos, ya que también están presentes las señales que se transmiten a otras partes del brazo a través de otras neuronas, las cuales son precisamente la señal de modo común que entra al amplificador de instrumentación [21].

También están presentes las señales “ambientales”, como son el ruido de la línea de alimentación (60 [Hz]), las señales de radio y televisión (alta frecuencia) y las producidas por el movimiento de los propios electrodos (baja frecuencia); debido a que estas señales no se presentan en los dos electrodos de recolección, no son eliminados por el amplificador de instrumentación junto con la señal de modo común, por lo que para poder obtener solamente la señal mioeléctrica hay que hacer uso de otro tipo de dispositivo eléctrico: *los filtros analógicos.*

I. 3. Filtros analógicos.

Un filtro es un circuito eléctrico que, permite que cierta porción del espectro de frecuencias pase por su salida. Los filtros se pueden clasificar de acuerdo a esta característica en paso-bajo, paso-alto, paso-banda y para-banda.

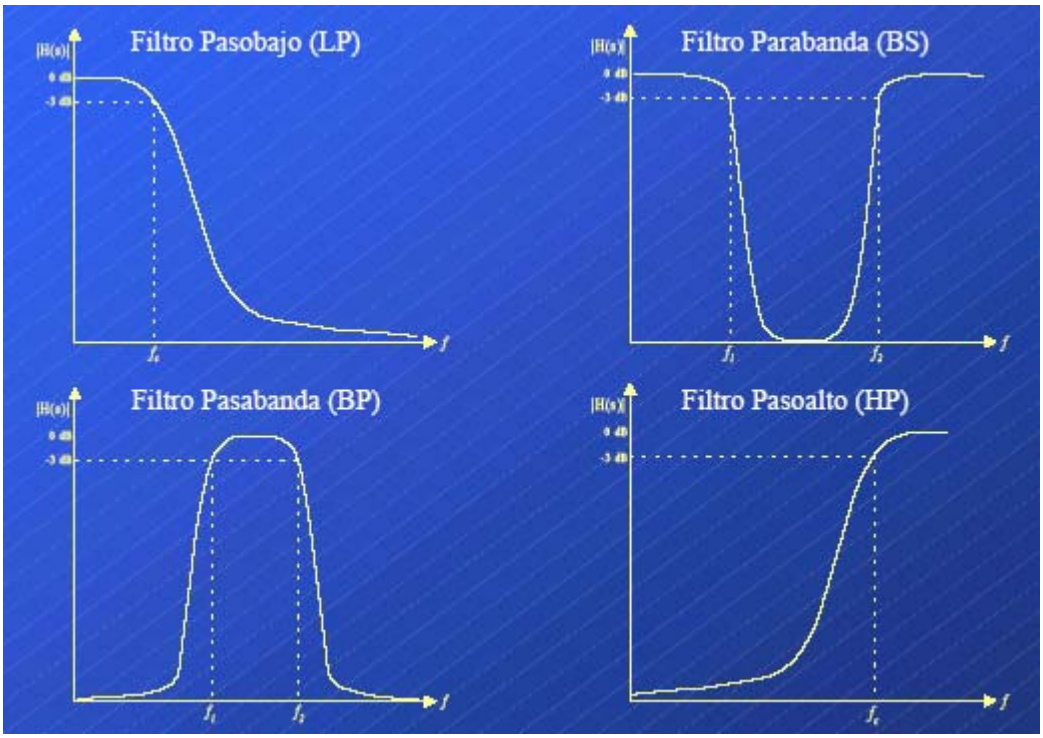


Figura 1.19. Tipos de Filtros [29].

En la figura 1.19 se representan las respuestas en frecuencia de los 4 filtros mencionados. Los filtros paso-bajo permiten el paso desde señales de corriente directa (0 [Hz]) hasta la frecuencia de corte (f_C) para la cual fue diseñado el filtro, y atenúa todas las frecuencias superiores a ella. A la gama de frecuencias de de la señal de corriente directa a la frecuencia de corte del filtro se le llama banda de paso. A la gama de frecuencias entre frecuencia de corte y otra frecuencia conocida como frecuencia de supresión (f_b) se le llama banda de transición. La gama de frecuencias superiores a la frecuencia de supresión se le conoce como banda de supresión. La frecuencia de supresión se localiza cuando la tensión de salida de la señal esta 3 [dB] arriba de la tensión en la banda de supresión y la frecuencia de corte se localiza cuando la tensión de salida de la banda de paso cae 3 [dB] (0.7071 de la tensión de la banda de paso). Al contrario de los filtros paso-bajo, los filtros paso-alto atenúan todas las frecuencias hasta f_C y permite el paso de las superiores a ella.

Un filtro pasa-banda, deja pasar todo el rango de frecuencias entre una frecuencia inferior (f_1) y una frecuencia superior de corte (f_2). Todas las frecuencias fuera de este intervalo son atenuadas. Un filtro para-banda o supresor de banda actúa de forma reciproca a un pasa-banda, ya que atenúa todas las frecuencias entre f_1 y f_2,

y permite el paso de todas las frecuencias fuera de ese rango. A un filtro supresor de banda con una banda angosta (la diferencia entre f_1 y f_2 es muy pequeña), se le denomina filtro Notch o de ranura. La frecuencia central (f_0) se considera como la media geométrica de f_1 y f_2, y se obtiene con la ecuación 1.26.

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \tag{1.26}$$

Para los 4 tipos de filtro mencionados anteriormente, hay otras clasificaciones dependiendo del tipo de respuesta en frecuencia y magnitud que dan las señales al pasar por ellos, ya que en algunos tipos de filtros se presentan oscilaciones en la banda de paso o en la de supresión, hay respuestas que decaen más rápido ó tienen mayor ganancia en la banda de paso que otros tipos. Las más conocidas son la respuesta *Bessel, Butterworth y Chebyshev*.

A un filtro que presenta una respuesta Bessel, se le conoce como filtro de fase lineal o de un retraso en el tiempo, este retraso entre la entrada y salida de este tipo de filtro aumenta linealmente con la frecuencia. Por esta razón, los filtros con respuesta Bessel tienen un sobrepaso mínimo con una entrada escalón, esta característica es la razón por la cual son los mejores en filtrar ondas rectangulares. Su respuesta en magnitud es plana tanto en la banda de paso como en la banda de supresión, tal y como se observa en la figura 1.20.

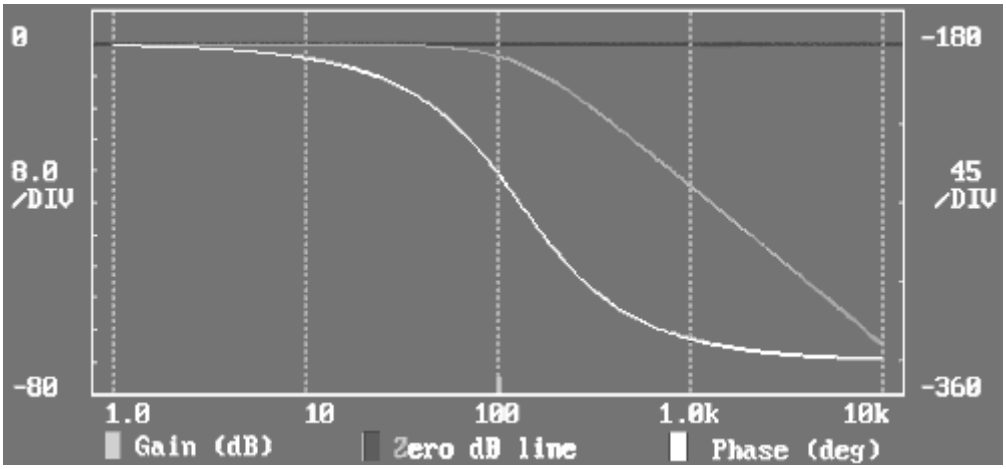


Figura 1.20. Respuesta Filtro Paso-bajo Tipo Bessel.

Un filtro con respuesta Butterworth, al igual que la respuesta Bessel, tiene una respuesta en magnitud plana pero con una ganancia en la banda de paso. Su transición entre las dos bandas es un poco más empinada que en la Bessel. Su respuesta en fase no es lineal, es decir, el tiempo necesario para que la señal se propague a través del filtro no es lineal con la frecuencia. Por tanto, una entrada escalón provocará un exceso en la salida del filtro. Su respuesta en frecuencia se observa en la figura 1.21.

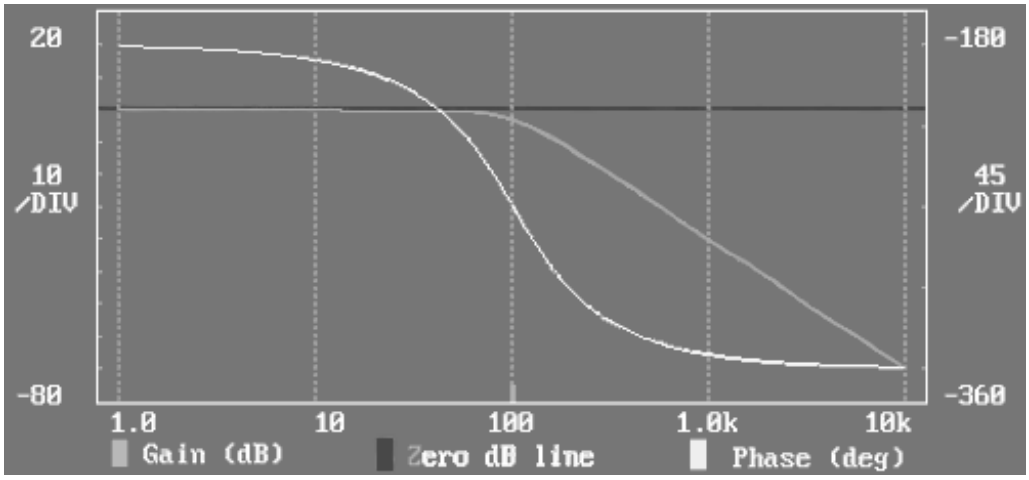


Figura 1.21. Respuesta Filtro Paso-bajo Tipo Butterworth.

La respuesta Chebyshev presenta ondulaciones en la banda de paso en su magnitud, pero en la banda de supresión su respuesta es plana, tal como se observa en la figura 1.22. La amplitud de la ondulación puede establecerse en el filtro al diseñarlo, típicamente entre 0.5 [dB] y 3 [dB]. Entre mayor sea la magnitud de la ondulación, la transición entre la banda de paso y de supresión será más empinada. Debido a esto, su transición puede llegar a ser más empinada que la respuesta Butterworth, además esto también ocasiona que presente un sobrepaso aun mayor cuando hay una entrada escalón [2].

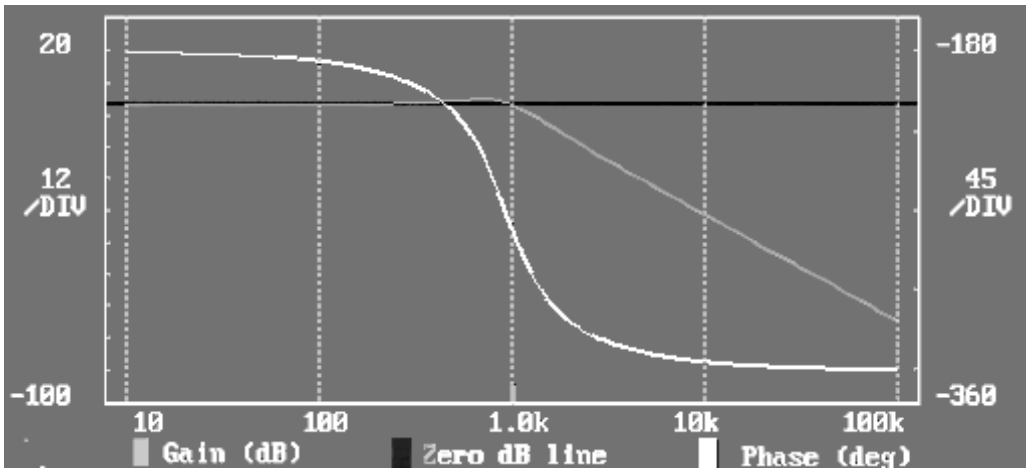


Figura 1.22. Respuesta Filtro Paso-bajo Tipo Chebyshev I.

Dependiendo del tipo de componentes que se utilicen para construirlos, se pueden clasificar en dos tipos: *filtros pasivos y filtros activos***.**

Dependiendo de la cantidad y tipo de estos componentes el filtro tendrá un orden mayor, esto significa, que las características de cada filtro se verán más acentuadas entre más componentes intervengan; por ejemplo, en los filtros Bessel y Butterworth se tendrá una caída más empinada en su banda de transición, pero

en los filtros Chebyshev, además de esta característica aumentará el número de ondulaciones en la banda de paso.

I.3.1. Filtros pasivos.

Los filtros pasivos son nombrados de esta forma debido a que sus componentes son únicamente elementos eléctricos pasivos (resistencias, capacitores e inductores). Los filtros paso-bajo y paso-alto de primer orden se componen únicamente de un circuito RC, pero para este tipo de filtros de orden mayor y el paso-banda y el supresor de banda, se necesitan los inductores [8]. En la figura 1.23 se muestra el diagrama y respuesta de un filtro pasivo paso-bajo, consecuentemente en la figura 1.24 se muestra al filtro paso-alto, en la 1.25 al paso-banda y en la 1.26 el supresor de banda. Debido a que los inductores son difíciles de implementar y a veces muy costosos, esto aunado al hecho de que los filtros pasivos de orden mayor presentan pérdidas de tensión durante sus etapas, se decidió buscar otro método para diseñarlos. Con la aparición de los amplificadores operacionales y sus características, se dio origen a los *filtros activos.*

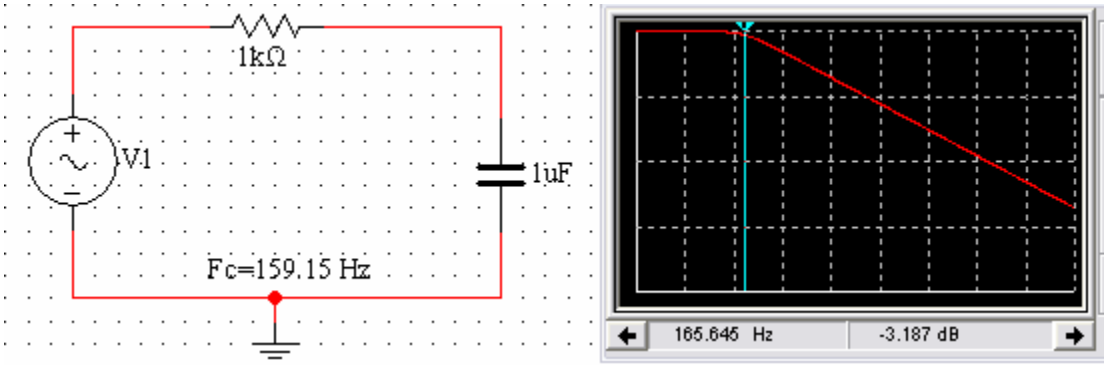


Figura 1.23. Respuesta Filtro pasivo paso-bajo.

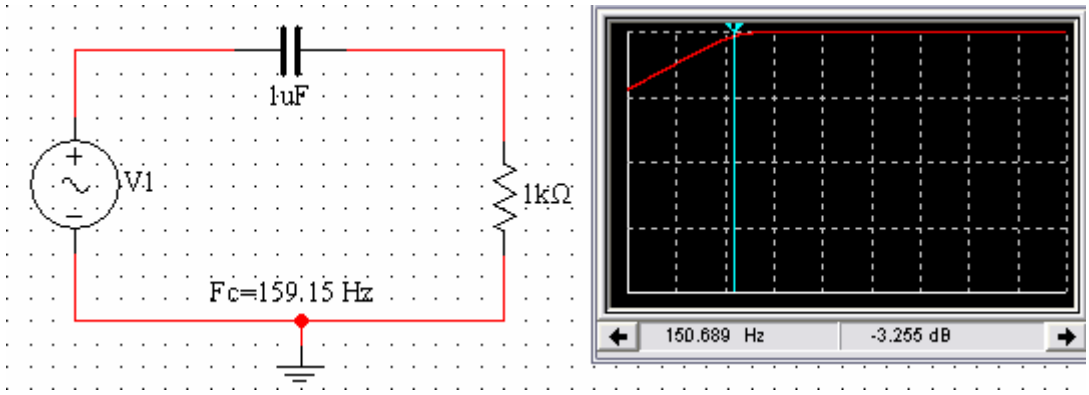


Figura 1.24. Respuesta Filtro pasivo paso-alto.

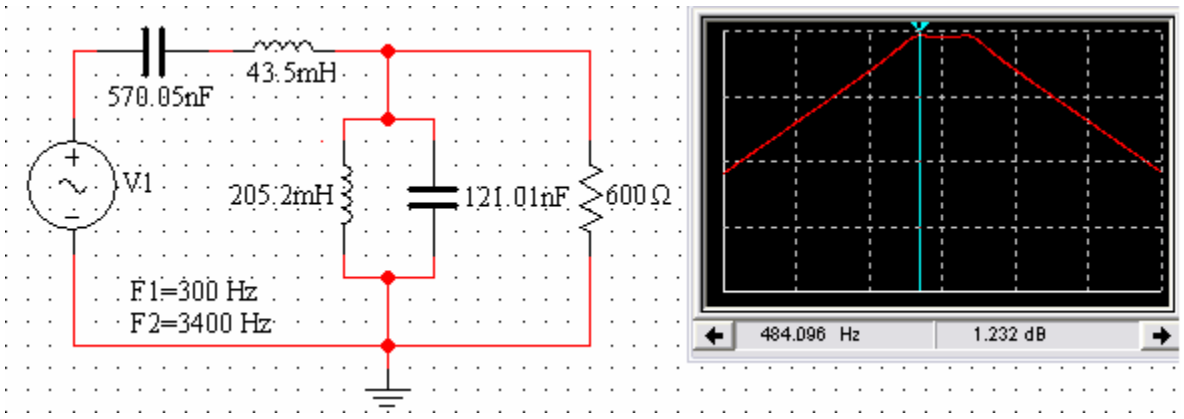


Figura 1.25. Respuesta Filtro pasivo paso-banda.

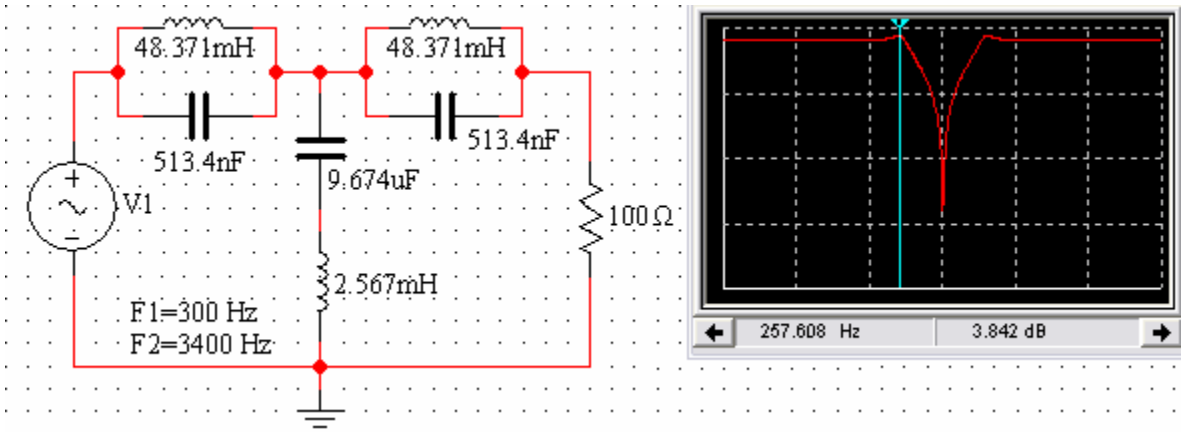


Figura 1.26. Respuesta Filtro pasivo supresor de banda.

I.3.2. Filtros activos.

Los filtros activos tienen como base un amplificador operacional, con el cual se le puede dar una ganancia determinada al filtro en su banda de paso, y además, determinar su tipo de respuesta de una manera más sencilla que en los filtros pasivos, además que su alta impedancia evita que haya perdidas de tensión durante las etapas de mayor orden [2]. Hay diferentes configuraciones para diseñarlos, pero solo se mencionaran las que se van a utilizar en este proyecto: la configuración *Sallen y Key (fuente de voltaje controlada por voltaje)* y la configuración de *variable de estado (mejor conocida como filtro universal)*.

La configuración *Sallen y Key* es la más económica y fácil de implementar, ya que solo requiere de un amplificador operacional para el diseño de un filtro de segundo orden, ya sea paso-bajos ó paso-altos, tal como se muestra en las figuras 1.27 y 1.28 respectivamente, pero debido a sus características, para diseñar filtros paso-banda o de orden mayor, esta configuración puede conectarse en cascada, esto es, la entrada del filtro consecuente se conecta a la salida del filtro de la etapa anterior.

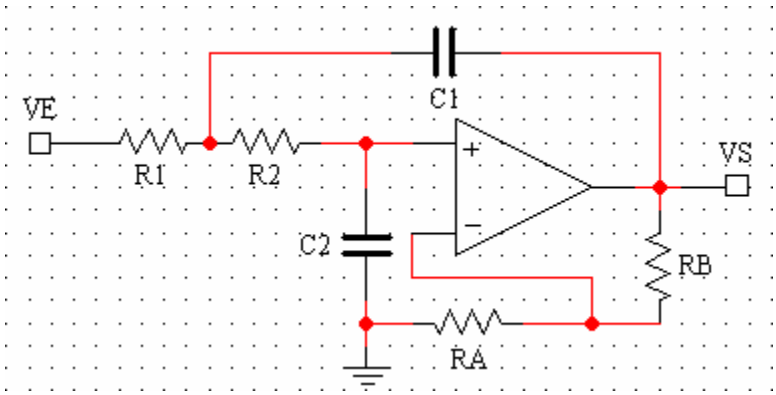


Figura 1.27. Filtro Paso-bajas configuración Sallen y Key.

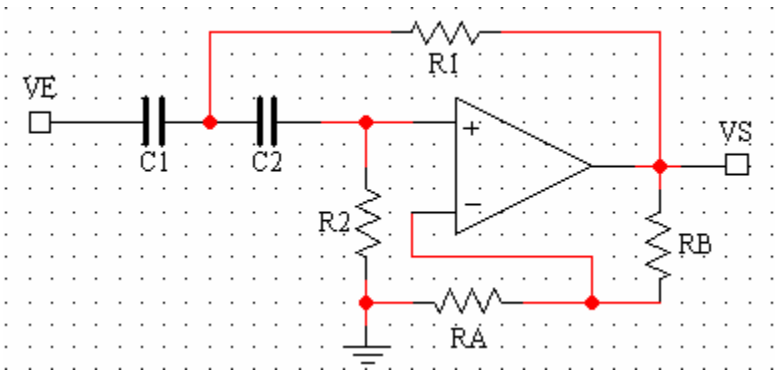


Figura 1.28. Filtro Paso-altas configuración Sallen y Key.

El tipo de respuesta de este filtro es determinada por su factor de amortiguación. Cuando se hace una conexión en cascada, el factor de amortiguación cambia su valor en cada etapa para poder estabilizar su respuesta. También influye una relación entre la frecuencia de corte del filtro y la frecuencia en la cual la magnitud de la señal cae 3 [dB]. Los valores del factor de amortiguación y la relación se pueden consultar en el anexo 1.

Normalmente, para diseñar un filtro de esta configuración se considera que los componentes sean iguales, por lo que $R = R_1 = R_2 = R_A$ y $C = C_1 = C_2$, debido a esto se utiliza la ecuación 1.27.

$$R = \frac{1}{(2\pi) f_c C} \tag{1.27}$$

Donde f_c dependerá de la frecuencia en la que se presente la caída de 3 [dB] y la relación entre ellas de acuerdo a la respuesta que se quiera utilizar. Esto se representa en las ecuaciones 1.28 y 1.29.

$$f_c = {f_{(3dB)}}/{relación} \tag{1.28}$$

$$f_c = (f_{(3dB)})(relación) \tag{1.29}$$

La ecuación (1.28) corresponde a la relación para los filtros paso-bajo (LP) y la (1.29) para el paso-alto (HP). La resistencia R_B se calcula a partir de R_A y del factor de amortiguamiento α de acuerdo a la ecuación 1.30. La ganancia del filtro se calcula a partir de la relación entre R_A y R_B, de acuerdo a la ecuación 1.31.

$$R_B = (R_A)(2-\alpha) \tag{1.30}$$

$$A_{LP,HP} = \left(R_B / R_A \right) + 1 \tag{1.31}$$

Cuando este tipo de filtros se conecta en cascada, la ganancia de todo el filtro será el producto de las ganancias de cada etapa, tal como se representa en la ecuación 1.32.

$$A_T = A_1 A_2 A_3 ... A_n \tag{1.32}$$

La configuración de *variable de estado* es conocida como filtro universal debido a que presenta una salida paso-bajo, una paso-alto y una paso-banda. Debido a su complejidad, es una de las configuraciones más estables para el diseño de filtros paso-banda con un factor de calidad (Q) hasta de 100. El factor de calidad de un filtro se define con la ecuación 1.33.

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1} = \frac{\sqrt{f_1 f_2}}{f_2 - f_1} = \frac{1}{\alpha} \tag{1.33}$$

Como se observa en la ecuación (1.33), el factor de calidad es el inverso del factor de amortiguamiento, debido a esto, la salida del filtro paso-banda no se puede optimizar simultáneamente con la de los filtros paso-bajo y paso-alto.

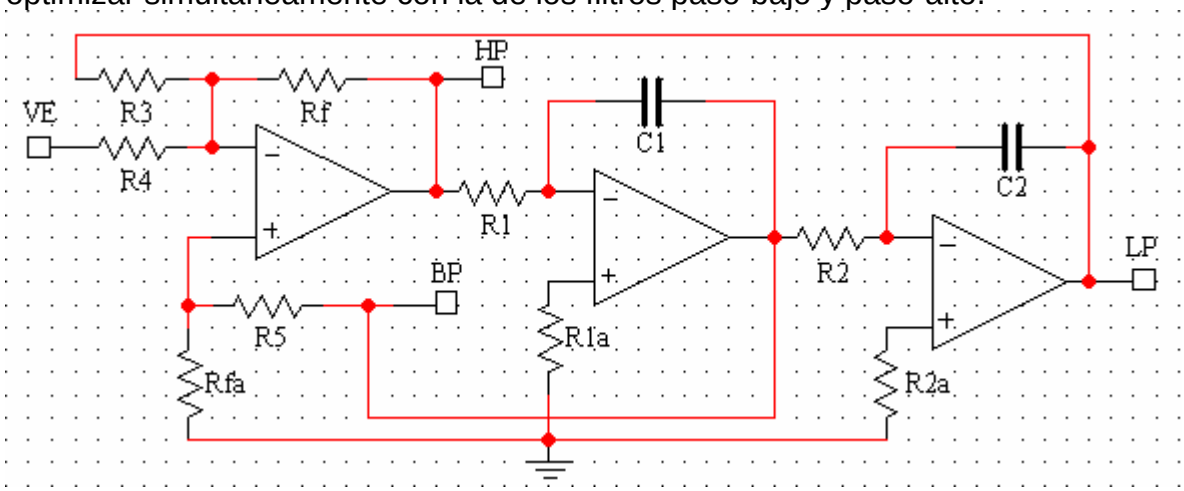


Figura 1.29. Filtro en configuración de variable de estado.

En la figura 1.29 se observa el diagrama de conexiones de un filtro en configuración de variable de estado. Un filtro de variable de estado básico esta formado por un sumador y dos integradores. Los dos integradores conectados en cascada proporcionar una salida paso-bajo (LP) de segundo orden. Al sumar, fuera de fase, la respuesta paso-bajas con la entrada, ocasiona que se cancelen entre sí hasta f_c, y de esta manera obtener la respuesta paso-alto (HP). La salida paso-banda (BP) se puede considerar como la integral de la suma de las salidas paso-bajo y paso-alto. Como f_c es la misma para ambas respuestas, solo se obtendrá una salida donde las respuestas se superponen [6].

También se puede diseñar un filtro supresor de banda a partir de la respuesta paso-banda, para esto solo se necesita sumar la salida paso-bajo y paso-alto con un sumador inversor, tal como se muestra en la figura 1.30, de esta forma se obtendrá una respuesta para-banda con las características del filtro paso-banda diseñado [4].

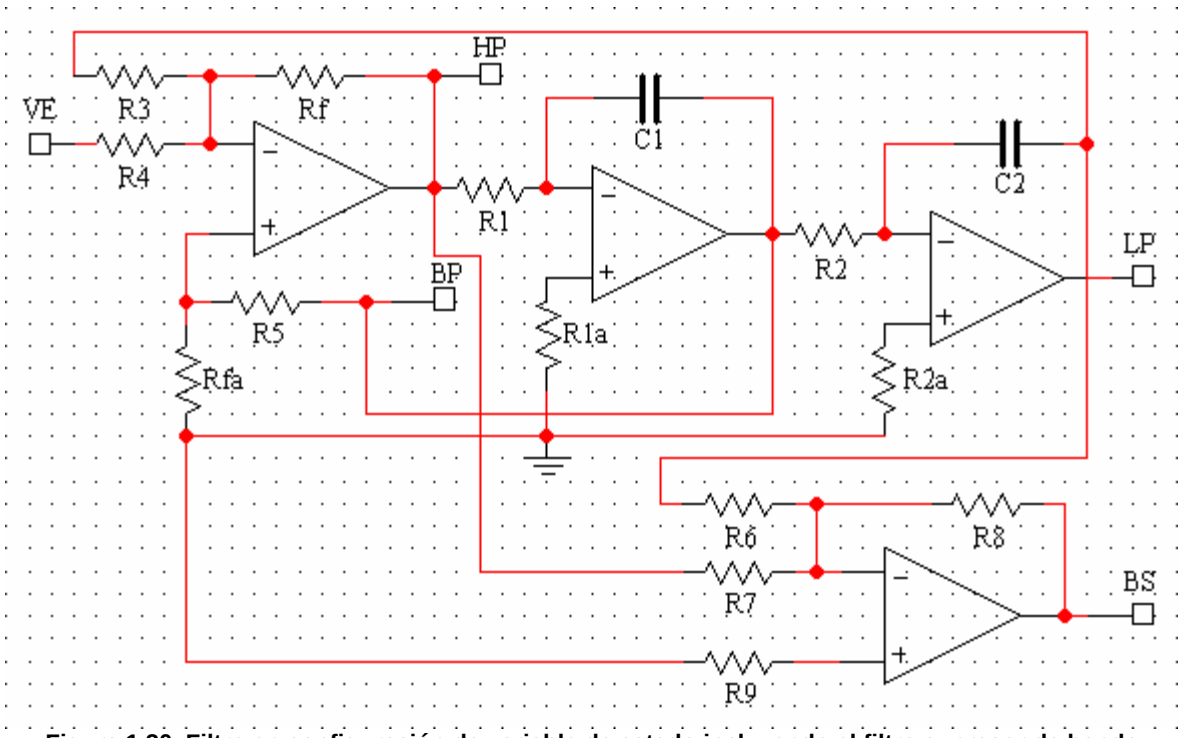


Figura 1.30. Filtro en configuración de variable de estado incluyendo el filtro supresor de banda.

Para diseñar las respuestas paso-bajo y paso-alto en este tipo de configuración, se usan las siguientes ecuaciones 1.34 y 1.35 fijando valores $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_f = R_{fa}$ y $C = C_1 = C_2$.

$$R = \frac{1}{(2\pi) f_c C} \tag{1.34}$$

$$R_5 = R_{fa}\left[\left(3/\alpha\right) - 1\right] \tag{1.35}$$

Los valores para el factor de amortiguamiento y f_c dependiendo del tipo de respuesta se encuentran en el anexo 1. Para el filtro paso-banda, se utilizan las ecuaciones 1.36 y 1.37.

$$R = \frac{1}{(2\pi) f_o C} \tag{1.36}$$

$$R_5 = R_{fa}\left[(3Q) - 1\right] \tag{1.37}$$

Debido a las relación entre el α y Q, la respuesta en frecuencia de un filtro paso-banda no puede ser determinada de la misma forma que para los paso-bajo, por lo que hay observar su respuesta conectando un generador de funciones a su entrada y variar su frecuencia.

Las ecuaciones (1.34) a (1.37) son para diseñar un filtro con ganancia fija unitaria. Para diseñar un filtro de variable de estado con ganancia variable, se necesita retroalimentar la salida paso-banda al sumador a través de R_5, tal como se muestra en la figura 1.31.

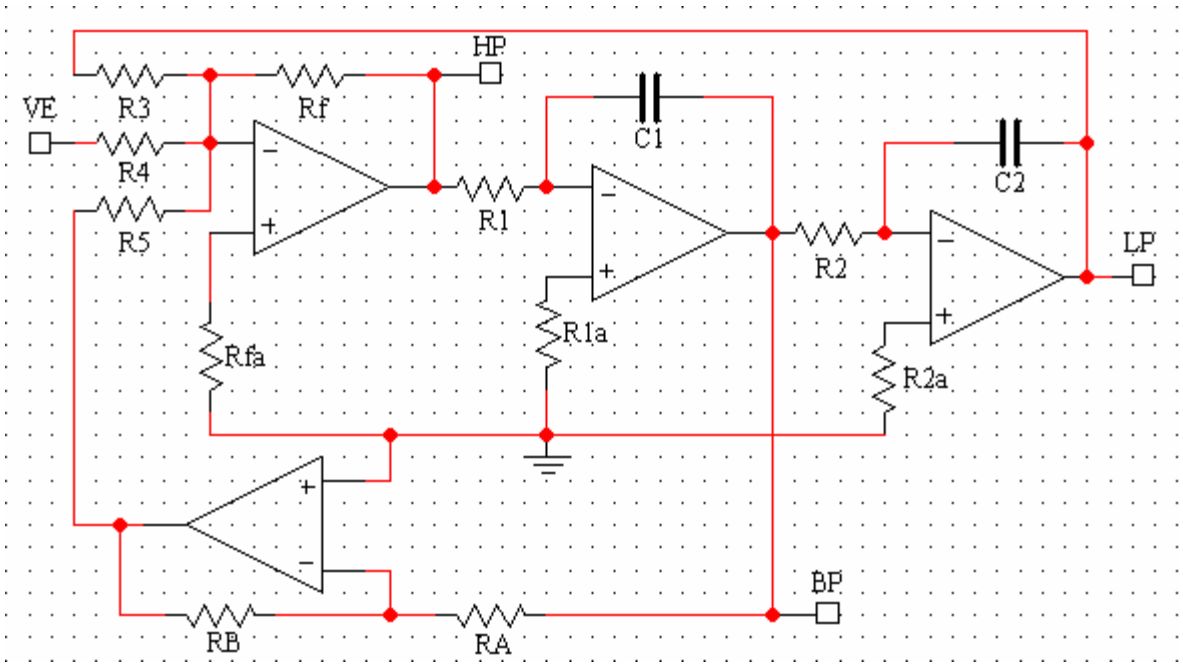


Figura 1.31. Filtro en configuración de variable de estado con ganancia variable.

Para diseñar las respuestas paso-bajo y paso-alto, se utiliza la ecuación (1.34) y las ecuaciones 1.38 y 1.39 fijando valores $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_5 = R_f = R_{fa} = R_A$ y $C = C_1 = C_2$.

$$R_4 = {R_f}/{A_{LP,HP}} \tag{1.38}$$

$$R_B = (\alpha)R_A \tag{1.39}$$

Para el filtro paso-banda, se utiliza la ecuación (1.36) y las ecuaciones 1.40, 1.41 y 1.42.

$$G = {A_{BP}}/{Q} \tag{1.40}$$

$$R_4 = {R_f}/{G} \tag{1.41}$$

$$R_B = {R_A}/{Q} \tag{1.42}$$

Para obtener la salida para-banda con ganancia variable, se conectan las salidas paso-bajas y paso-altas al sumador inversor de la misma forma que en el circuito de ganancia fija, tal como se observa en la figura 1.32.

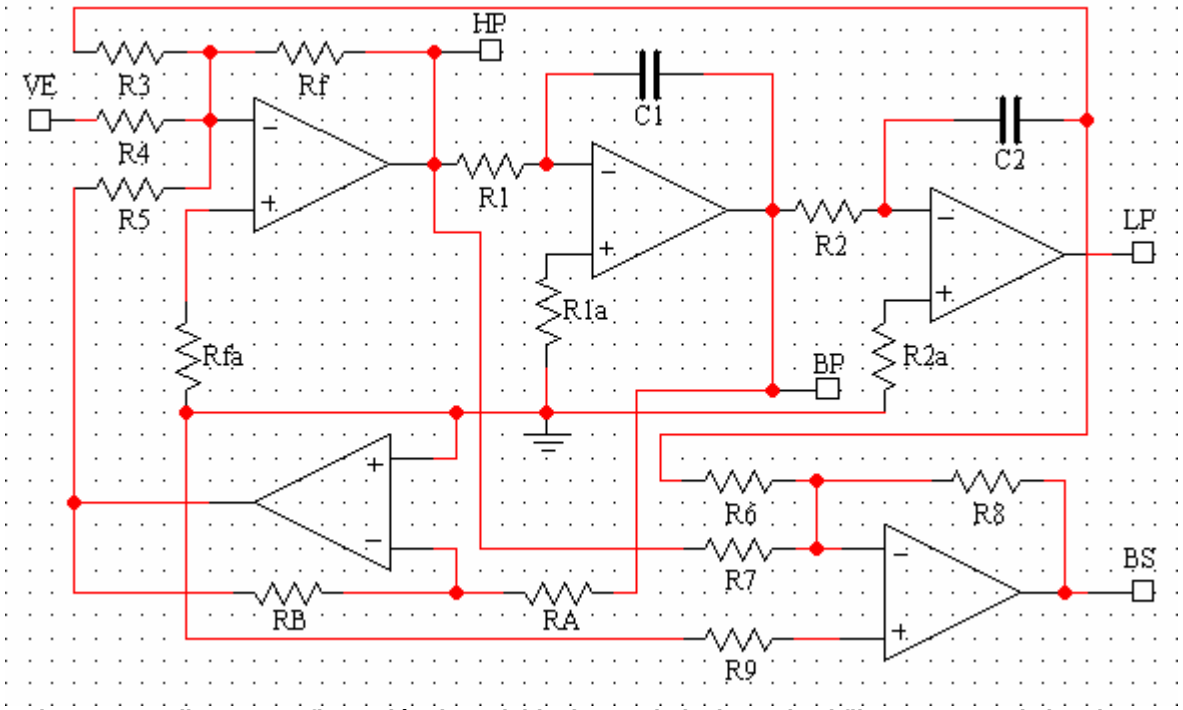


Figura 1.32. Filtro en configuración de variable de estado incluyendo el filtro supresor de banda con ganancia variable.

CAPÍTULO II
DISEÑO DEL PROTOTIPO

II. Diseño del prototipo.

En este capitulo se explicará en detalle el diseño y construcción del prototipo. Este es completamente analógico, utilizando circuitos integrados, debido a que sus características permiten realizar un dispositivo económico y compacto, capaz de mostrar la señal mioeléctrica en cualquier tipo de osciloscopio.

II.1. Etapa de detección de la señal.

De acuerdo a investigaciones realizadas por expertos en esta área, los electrodos superficiales con las mejores características para recolectar señales eléctricas del cuerpo humano son los fabricados de Plata-Cloruro de Plata (Ag-AgCl) [15]. Para este prototipo se eligieron los electrodos 2560 y 2660 de 3M, debido a son los mejores en adherencia y comodidad para el sujeto de prueba.

Para elegir el amplificador de instrumentación adecuado para este prototipo, se hizo énfasis a dos características: el rechazo en modo común y la tensión de ruido. Finalmente se eligió el amplificador de instrumentación monolítico INA131BP de Texas Instruments [22], debido a su bajo costo y a que cumple con las especificaciones requeridas, las cuales son las siguientes:

- Rechazo de modo común mínimo de 110 [dB]
- Tensión de ruido de 12 [nV/Hz$^{1/2}$]
- Impedancia de entrada de 10^{10} [Ω]
- Corriente máxima de paso a sus entradas de 2 [nA]
- No linealidad máxima de 0.002%
- Tendencia de tensión de offset de 0.25 [μV/ºC]

Se realizó una prueba de esta etapa, pero el resultado fue una señal aparentemente de ruido de 10 [Vpp] (este amplificador de instrumentación se polarizo con +5 y -5 [V]), esto debido a que se apreciaban en ella tanto bajas como altas frecuencias, pero la mayor parte del tiempo se apreciaba una onda senoidal de 60 [Hz], es por eso que se busco la manera de eliminar esa señal por dos métodos distintos:

- En un principio se pensó que la razón por la cual esa onda de 60 [Hz] no era eliminada por el INA131BP se debía a que esta señal estaba presente en las dos terminales de los electrodos pero no estaba en fase. Debido a esto se realizó un desfasador de señales con un circuito RLC, el cual funcionó bien por si solo pero como reduce la tensión que entra en él, fue necesario diseñar otro desfasador, pero solo para disminuir la tensión de la otra entrada y de esta forma hacer que las dos tuvieran la misma tensión y fase, pero no se obtuvo el resultado esperado, debido a que se lograba eliminar el ruido de 60 [Hz], pero junto con él la señal mioeléctrica. La conexión realizada se observa en la figura 2-1.

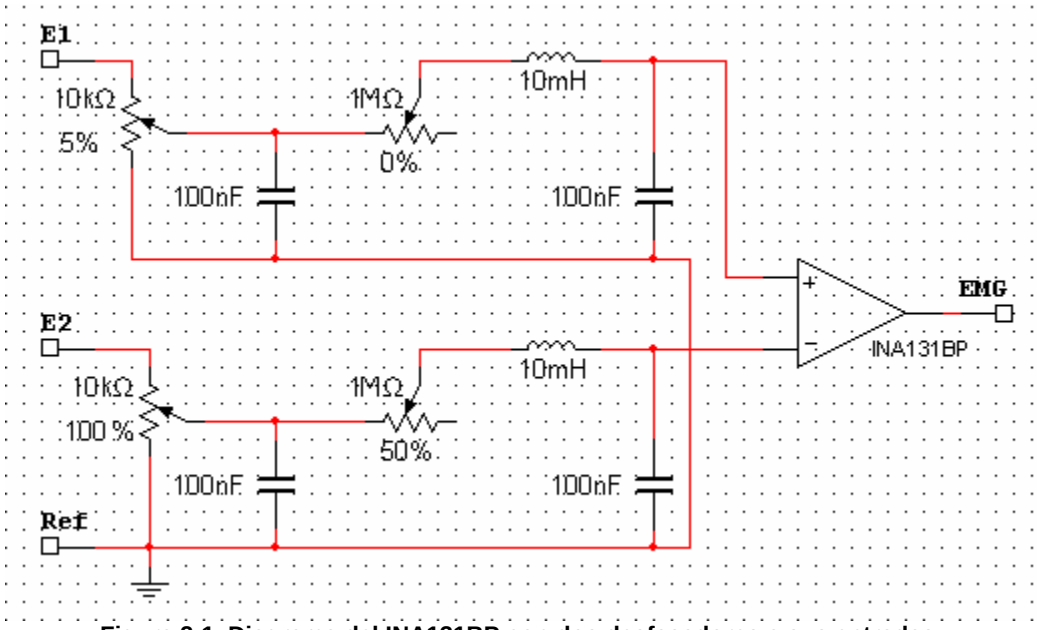


Figura 2-1. Diagrama del INA131BP con dos desfasadores a sus entradas.

- Debido a lo anterior se opto por generar una onda senoidal con un oscilador diseñado con un amplificador operacional [1], cuyo diagrama se muestra en la figura 2-2, y sumarla a la salida del INA131BP, pero al ver la salida se observaba que el ruido de 60 [Hz] desaparecía y aparecía. Esto es debido a que el ruido de 60 [Hz] es una señal fija, mientras que la señal generada por el oscilador no lo es.

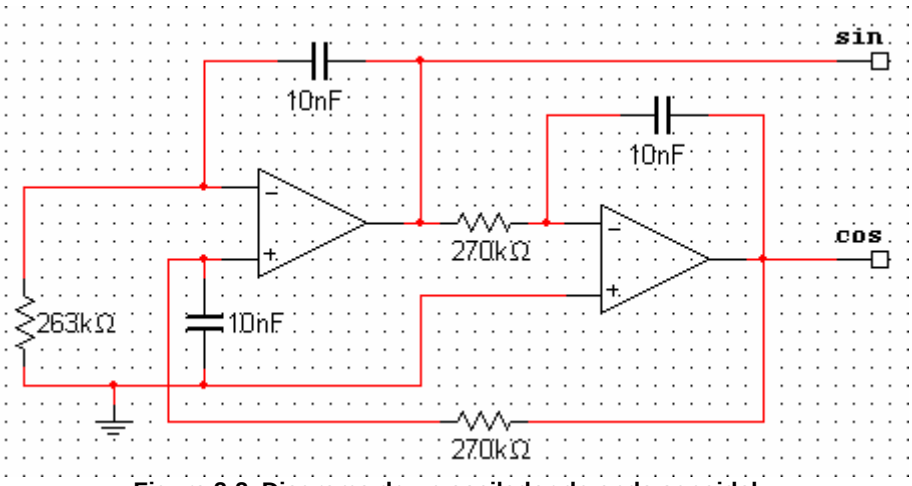


Figura 2-2. Diagrama de un oscilador de onda senoidal.

Otro método que se encontró fue la retroalimentación activa, la cual consiste en obtener la señal en modo común y retroalimentarla al brazo por medio del electrodo de referencia [32], tal como se observa en la figura 2-3, pero al probarla en el prototipo no se aprecio un cambio significativo.

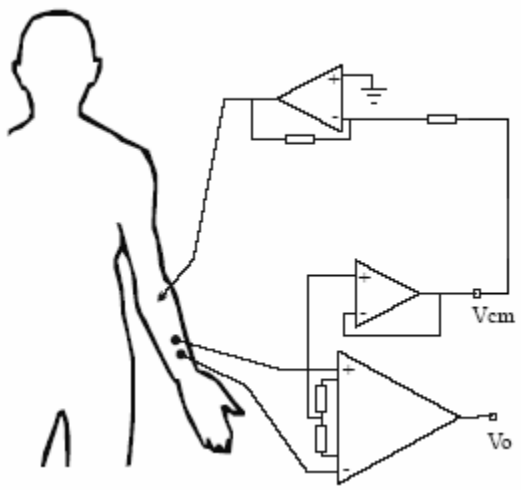


Figura 2-3. Retroalimentación de la señal de modo común al músculo en análisis [19].

Debido a que los métodos opcionales no funcionaron, se decidió continuar con la idea original: filtrar la señal mioeléctrica.

II.2. Etapa de filtrado.

Debido a las características de una señal mioeléctrica, es necesario eliminar 3 tipos de señales que afectan su medición: baja frecuencia (de 0 a 15 [Hz]), 60 [Hz] y alta frecuencia (de 1 [kHz] en adelante). La señal de baja frecuencia es ocasionada por el movimiento de los electrodos, la señal de 60 [Hz] es generada por la propia línea de alimentación y se presenta en todos los aparatos electrónicos, y la alta frecuencia es generada por las señales de radio y televisión, por solo mencionar algunas. De las tres señales, la que afecta en mayor manera la medición de la señal mioeléctrica y la más difícil de eliminar es la de 60 [Hz].

Debido a las características de la señal mioeléctrica, es necesario utilizar filtros con respuesta en frecuencia plana y con una transición entre la banda de paso y la se supresión empinada, y la respuesta que cumple con estas características es la Butterworth.

Para eliminar las señales de baja y alta frecuencia, se eligió hacer uso de un filtro paso-banda Butterworth de 4° orden, cuyas frecuencias de corte se encuentran en 30 [Hz] y 500 [Hz], las cuales cumplen con el rango en el que se encuentran las señales mioeléctricas. Para su diseño se empleó la configuración Sallen-Key para la cual se diseña un filtro paso-alto y un paso-bajo de 4º orden, los cuales se conectan en cascada, tal como se observa en la figura 2-4. En la figura 2-5 se puede observar su respuesta en magnitud y en la 2-6 su respuesta en frecuencia.

Para el diseño de este filtro se eligió un valor fijo de capacitancia de 0.01 μF y con él se calcularon los valores de resistencia y ganancia para la etapa paso-alto y paso-bajo tal como se muestra a continuación:

- Filtro Paso-altas (30 [Hz]) primera etapa:

$$R = \frac{1}{(2\pi) f_C C} = \frac{1}{(2\pi)(30)(0.01x10^{-6})} = 530.5[k\Omega]$$

debido a que es costoso obtener exactamente el valor de resistencia obtenido, se elige el valor comercial más aproximado, aunque esto varíe ligeramente la frecuencia de corte del filtro. Los nuevos valores son: R = 560 [kΩ], f_c = 28.42 [Hz].

$$R_B = (2-\alpha)R_A = (2-1.848)(560x10^3) = (0.152)(560x10^3) = 85.12[k\Omega]$$

segunda etapa:

$$R_B = (2-\alpha)R_A = (2-0.765)(560x10^3) = (1.235)(560x10^3) = 691.6[k\Omega]$$

Forzosamente R_B necesita ser del valor exacto obtenido arriba, ya que si no es así, se pierde la respuesta en frecuencia (cambia el valor de α).

Ganancia paso-altas:

$$A_{HP} = (1+0.152)(1+1.235) = 2.575$$

- Filtro Paso-bajas (500 [Hz]) primera etapa:

$$R = \frac{1}{(2\pi) f_C C} = \frac{1}{(2\pi)(500)(0.01x10^{-6})} = 31.83[k\Omega]$$

valor aproximado y nueva frecuencia de corte: R = 33 [kΩ], f_c = 482.29 [Hz].

$$R_B = (2-\alpha)R_A = (2-1.848)(33x10^3) = (0.152)(33x10^3) = 5.016[k\Omega]$$

segunda etapa:

$$R_B = (2-\alpha)R_A = (2-0.765)(33x10^3) = (1.235)(33x10^3) = 40.755[k\Omega]$$

Ganancia paso-bajas:

$$A_{LP} = (1+0.152)(1+1.235) = 2.575$$

Ganancia paso-banda:

$$A_{BP} = A_{PA}A_{PB} = (2.575)(2.575) = 6.63$$

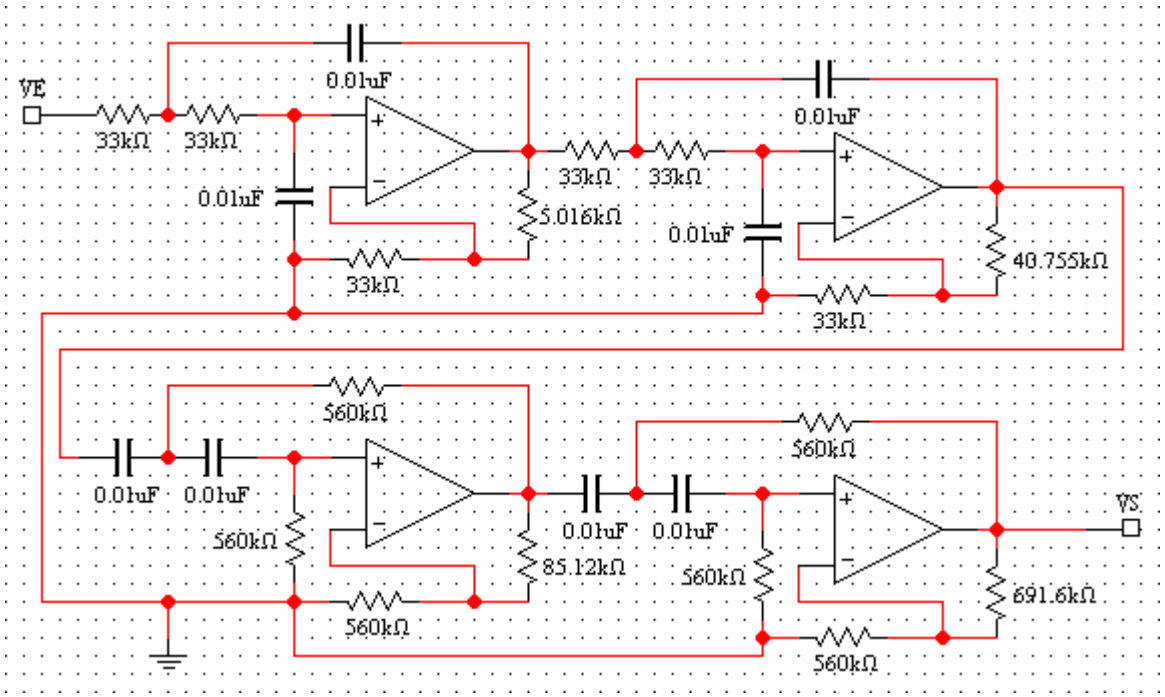


Figura 2-4. Filtro paso-banda de 4° orden en configuración Sallen Key.

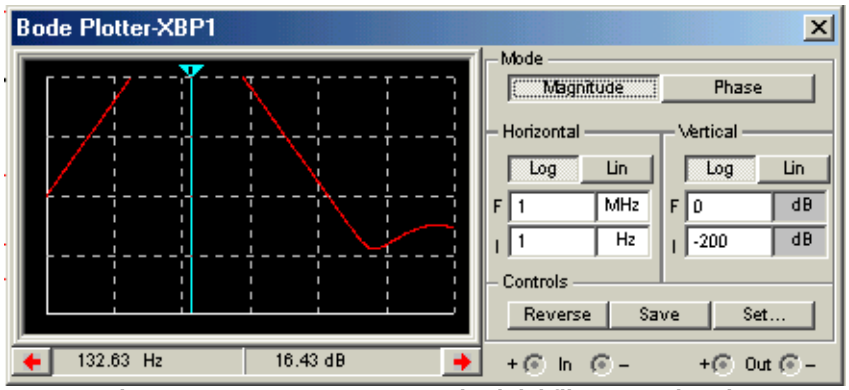


Figura 2-5. Respuesta en magnitud del filtro paso-banda de 4° orden en configuración Sallen Key.

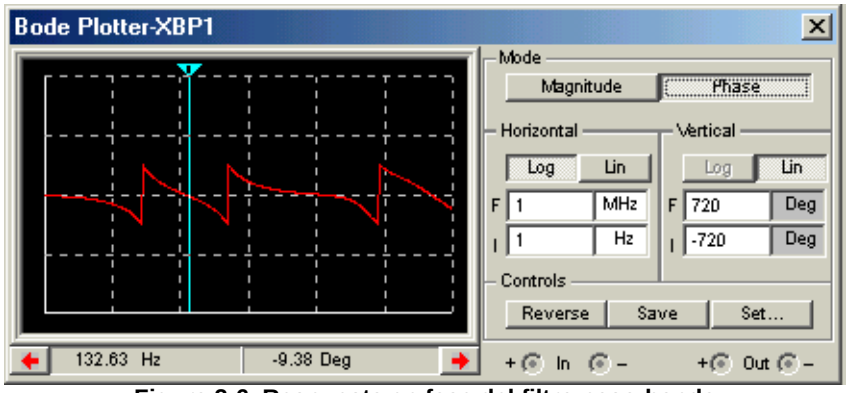


Figura 2-6. Respuesta en fase del filtro paso-banda de 4° orden en configuración Sallen Key.

Se realizó otra prueba al prototipo después de esta etapa, se noto una mejoría debido al hecho de que la señal ya no se veía saturada, solo se observaba la señal senoidal de 60 [Hz]. Aunque ya era visible una respuesta a la contracción del músculo, este ruido aun afectaba de gran manera a la señal mioeléctrica, por lo que había que eliminar esa onda senoidal. Para esto, se diseñó un filtro Notch de 2° orden a partir de la configuración de variable de estado con ganancia fija unitaria.

Para el diseño del filtro Notch de 60 [Hz] primero hay que definir sus frecuencias de corte en valores simétricos a partir de esta frecuencia, por lo que se eligió 58 y 62 [Hz], esto con el fin de hacer la banda lo más estrecha posible. A partir de estos valores se calcula el factor de calidad:

$$Q = \frac{\sqrt{f_1 f_2}}{f_2 - f_1} = \frac{\sqrt{(58)(62)}}{62-58} = \frac{59.96}{4} \approx 15$$

Al igual que en el filtro paso-banda, se fija el valor del capacitor en 0.01 [μF] y se calculan las resistencias:

$$R = \frac{1}{(2\pi)(59.96)(0.01x10^{-6})} = 265.4[k\Omega]$$

El valor de resistencia comercial más aproximado y el nuevo valor de frecuencia de corte son: R = 270 [kΩ], f_c = 58.94 [Hz].

$$R_5 = [3(15)-1](270x10^3) = 11.88[M\Omega]$$

Cuando se probó este filtro con un generador de funciones, se observó que presentaba oscilaciones en la banda de supresión, por lo que se cambió el valor de R_5 y se probó con diferentes valores, finalmente se dejo el valor a 2.7 [MΩ], con el cual su factor de calidad ahora es Q = 3.67 y sus frecuencias de corte cambian a f_1 = 50.9 [Hz] y f_2 = 66.98 [Hz] teóricamente, ya que las simulaciones y las pruebas en osciloscopio usando un generador de funciones probaron que su ancho de banda es más estrecho, f_1 = 56 [Hz] y f_2 = 62 [Hz] aproximadamente. En la figura 2-7 se observa en diagrama de bloques como fue la interconexión entre todas las etapas. El diagrama del filtro supresor de banda se puede observar en la figura 2-8, como se observa se le dio una ganancia a su salida de 2.2 veces, esto con el fin de ajustar la ganancia final de todo el prototipo. En la figura 2-9 se observa su respuesta en magnitud y en la 2-10 su respuesta en frecuencia.

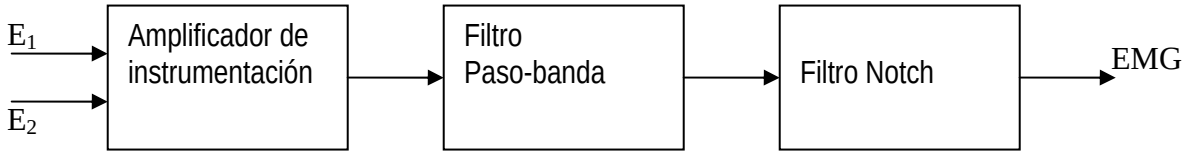


Figura 2-7. Diagrama de bloques del prototipo

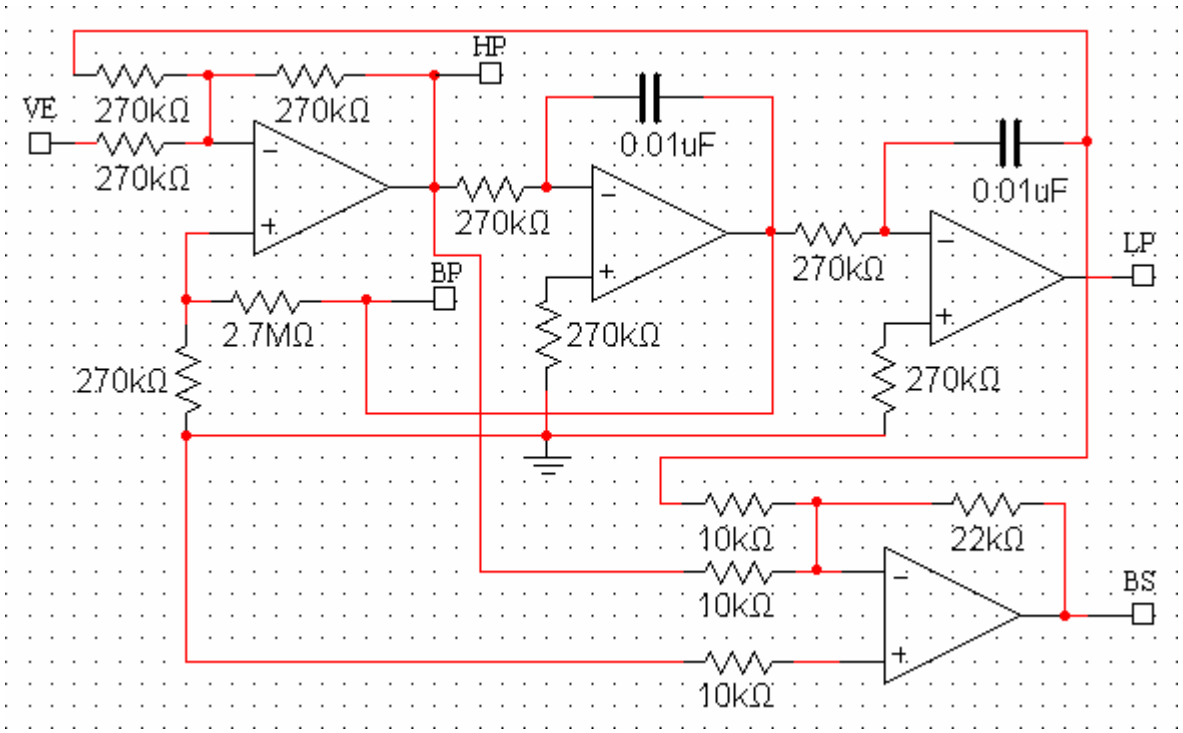


Figura 2-8. Filtro Notch de 2° orden en configuración variable de estado.

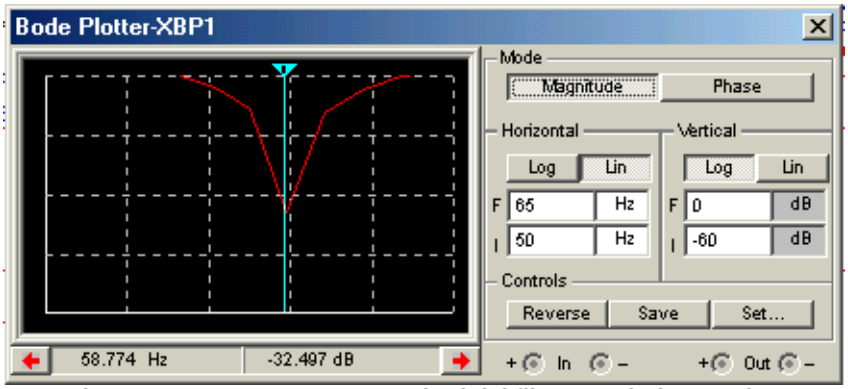


Figura 2-9. Respuesta en magnitud del filtro Notch de 2° orden en configuración variable de estado.

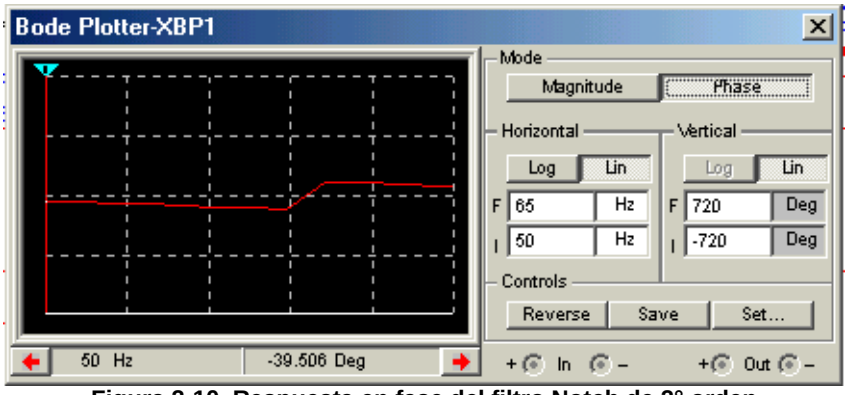


Figura 2-10. Respuesta en fase del filtro Notch de 2° orden en configuración variable de estado.

Para ensamblar los filtros se utilizaron los amplificadores operacionales MC33079 debido a que generan bajo ruido y esto ayuda mucho en el filtrado de las señales que tienen amplitudes muy pequeñas [23].

II.3. Etapa de amplificación.

Esta etapa no se encuentra físicamente al final del prototipo, debido a que la ganancia obtenida por la señal al pasar por el amplificador de instrumentación y los dos filtros fue suficiente para poder observar la señal mioeléctrica. La ganancia total del prototipo es el producto de la ganancia de cada una de sus etapas:

$$G_T = G_{AI}G_{FPB}G_{FN} = 100 \text{ x } 6.63 \text{ x } 2.2 = 1458.6$$

La señal mioeléctrica es amplificada 1459 veces.

A pesar de ser parte del filtro Notch, el amplificador inversor se puede ajustar independientemente de él, por lo que se diseño con ganancia de 2.2, esto debido a que al inicio se usó una ganancia de 5.6 pero al observar la señal mioeléctrica en un osciloscopio, esta se saturaba y se perdía la forma de la señal.

Al probar el prototipo con el filtro Notch, se observo que efectivamente se eliminó la señal senoidal y que responde a la contracción del músculo, debido a esto se concluye que el prototipo esta terminado.

A pesar de que el detector de señales mioeléctricas presenta un pequeño offset de 0.25 [V], este no presenta ningún problema para observar la forma y medir la amplitud de la señal mioeléctrica, por lo que no fue necesario eliminarlo.

Se procedió a ensamblar al detector de señales mioeléctricas en un chasis de acrílico oscuro, con el fin de protegerlo y darle presentación; además se construyó una pequeña fuente de tensión bipolar de 5 [V] para alimentar al detector de señales mioeléctricas y se ensambló junto con él. La teoría y el diseño de esta fuente se pueden consultar en el anexo 2.

En la figura 2-11 se muestra una foto del detector de señales mioeléctricas. Para observar y almacenar las señales obtenidas con el detector de señales mioeléctricas durante la etapa de pruebas, se utilizará el software para adquisición de datos de National Instruments: *Lab View*.

Para llevar a cabo la adquisición de datos es necesario digitalizar la señal mioeléctrica, por lo que se requiere conocer como se muestrea una señal analógica con el fin de convertirla a digital, por lo que incluyó una breve explicación de cómo se lleva a cabo este proceso en el anexo 3.

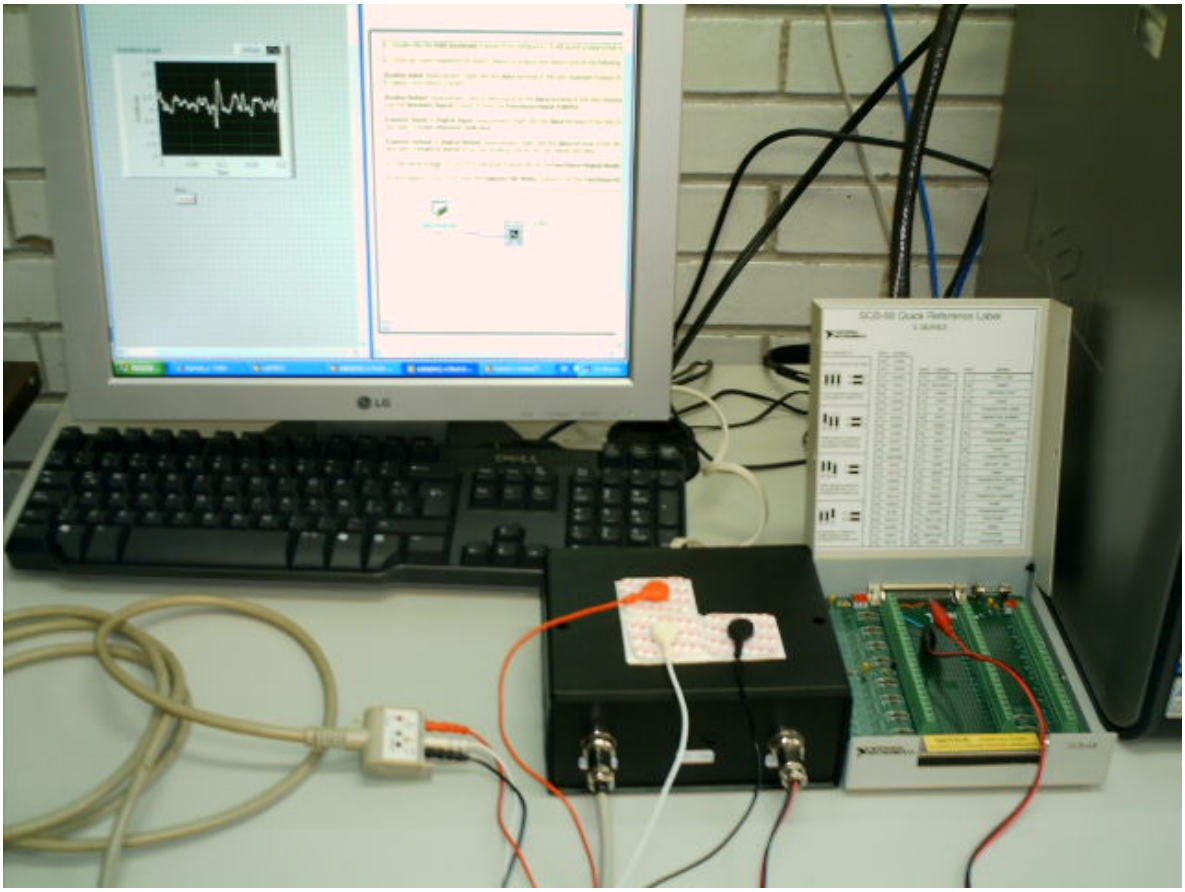


Figura 2-11. Detector de señales mioeléctricas.

CAPÍTULO III
PRUEBAS AL PROTOTIPO

III. Pruebas al prototipo.

En las primeras pruebas al prototipo terminado, se presentó ruido en la salida de este, se observó que este se amplificaba cuando el cable coaxial que lleva la señal desde los electrodos se movía o tocaba el piso, el problema radicó en que durante una de estas pruebas se desoldó la malla envolvente de dicho cable y por tanto se perdió la propiedad de inmunidad al ruido.

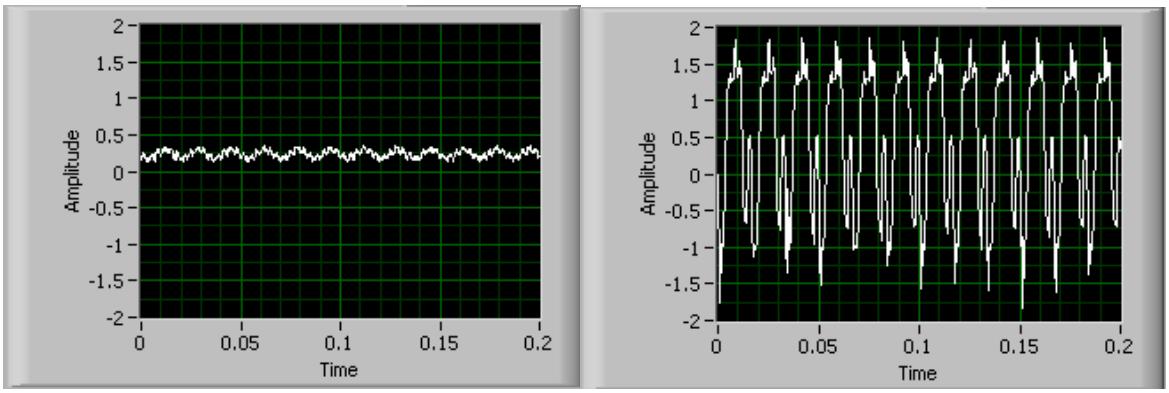


Figura 3-1. Señales erróneas debido al falló del cable coaxial.

Resuelto el incidente del cable coaxial, se procedió con las pruebas al detector de señales mioeléctricas. Para esta etapa, se conectará al prototipo 30 sujetos de prueba, de los cuales se registrará su señal en reposo y cuando contraigan únicamente el músculo bíceps.

Se decidió tomar las pruebas en esta posición debido a las siguientes razones:

1) Se necesita la señal en reposo debido a que las propiedades inductivas del cuerpo humano son diferentes en cada persona, por esta razón el ruido generado por otros componentes eléctricos (ruido de 60 [Hz]) tiene diferente amplitud.

2) Una persona que perdió la parte inferior del brazo, solo podrá generar la señal de contracción del bíceps debido a la falta de los otros músculos, además esta señal tendrá una magnitud menor a la de una persona con el brazo completo.

3) Debido a que el efecto de los otros músculos del brazo genera una mayor contracción en el bíceps, esto también aumenta la amplitud de la señal EMG.

Para mostrar los resultados obtenidos, se dividida la información en dos secciones:

- La primera sección se enfoca en datos estadísticos, en la cual se podrá observar una foto y el nombre de cada uno de los sujetos de prueba. El resto de los datos

son sobre la prueba del prototipo, el brazo que utilizo el sujeto para la prueba, si se presentó ruido en su señal de reposo y la tensión máxima, mínima y de pico a pico de la señal que se obtuvo al medir la señal EMG.

- En la segunda sección se podrá observar las señales que se registraron durante la prueba de cada uno de los sujetos. La imagen de la izquierda es la señal en estado de reposo del bíceps, y la de la derecha es la señal obtenida durante la contracción de este músculo, la cual es muy similar a la forma típica de una señal mioeléctrica mostrada en la figura 3-2.

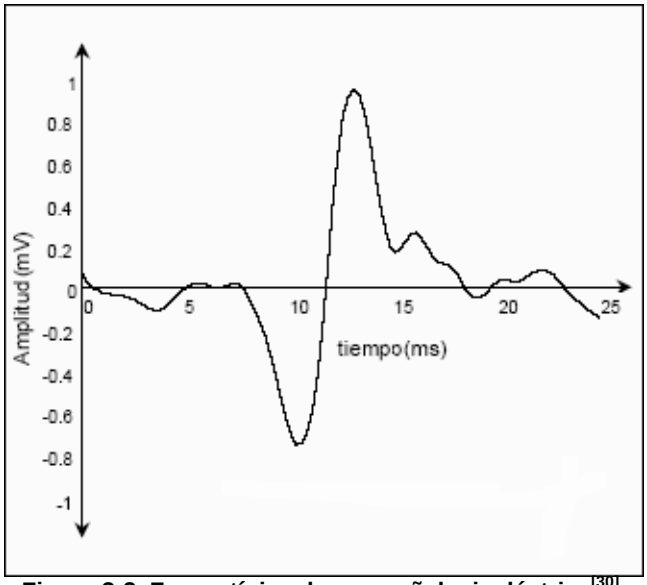


Figura 3-2. Forma típica de una señal mioeléctrica[30].

III.1. Datos estadísticos de los sujetos de prueba.

	Nombre del sujeto de prueba	Ruido durante el reposo	Brazo utilizado durante la prueba	Vmáx [V]	Vmín [V]	Vpp [V]
	Ana Juárez	No	Derecho	0.57	-0.02	0.58
	Ana Orozco	No	Izquierdo	0.34	0.15	0.19
	Arturo Mejía	No	Derecho	0.62	-0.51	1.13
	Axel Cisneros	No	Derecho	1.12	-0.41	1.53

	Billy Flores	No	Derecho	0.4	0.09	0.31
	Billy Gutiérrez	No	Derecho	1.34	-0.62	1.96
	Dalia García	Si	Derecho	1.13	-0.22	1.35
	Edmundo Rocha	No	Derecho	1.01	-0.68	1.69
	Emmanuel Cruz	No	Derecho	0.77	-0.34	1.11
	Fernando López	Si	Derecho	2.44	-2.06	4.5
	Francisco Pérez	No	Derecho	0.6	-0.16	0.76
	Gerardo González	No	Derecho	0.42	0.08	0.34
	Germán Toledo	No	Derecho	1.25	-0.75	2
	Irlib Blancas	No	Derecho	0.58	0.05	0.53
	Itzel Flores	No	Derecho	0.62	-0.01	0.63
	Jesús Manuel Dorador	No	Derecho	1.26	-0.41	1.67

	Joan Rodríguez	No	Derecho	1.17	-0.74	1.91
	Laura García	No	Derecho	0.33	0.08	0.25
	Marco Jacobo	Si	Derecho	0.75	-0.25	1
	Mario Sánchez	Si	Derecho	1.19	0.5	1.69
	Miguel Mondragón	No	Izquierdo	1.01	-0.5	1.51
	Norma Becerra	No	Derecho	0.38	0.12	0.26
	Pilar Corona	No	Derecho	0.54	-0.09	0.63
	Rafael Ruiz	No	Derecho	0.74	-0.18	0.92
	Roberto López	Si	Derecho	0.73	-0.25	0.98
	Sabrina Basáñez	No	Derecho	0.58	-0.09	0.67
	Ulises Peñuelas	No	Derecho	0.92	-0.28	1.2
	Ulises Vargas	No	Derecho	0.55	-0.07	0.62

	Verónica Cuevas	Si	Derecho	0.39	0.04	0.35
	Verónica Frausto	No	Derecho	0.6	-0.11	0.71

III.2. Señales generadas por los sujetos de prueba.

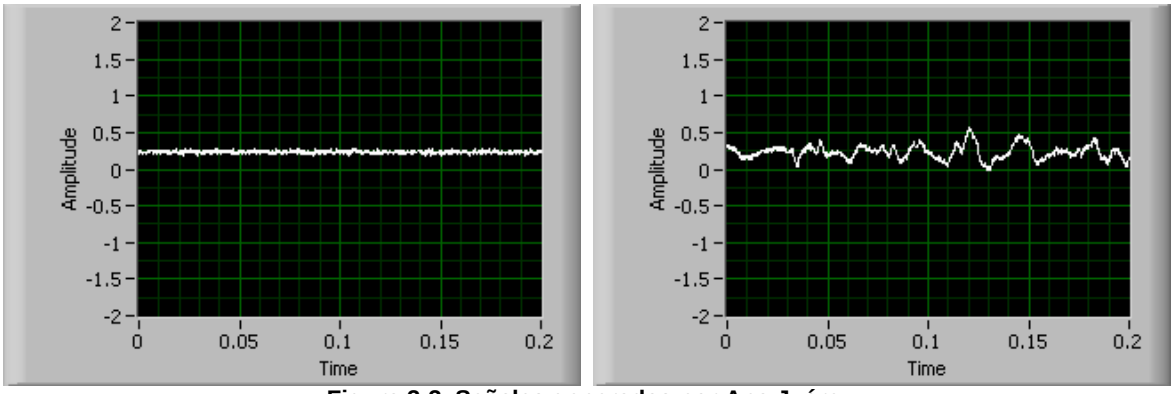


Figura 3-3. Señales generadas por Ana Juárez.

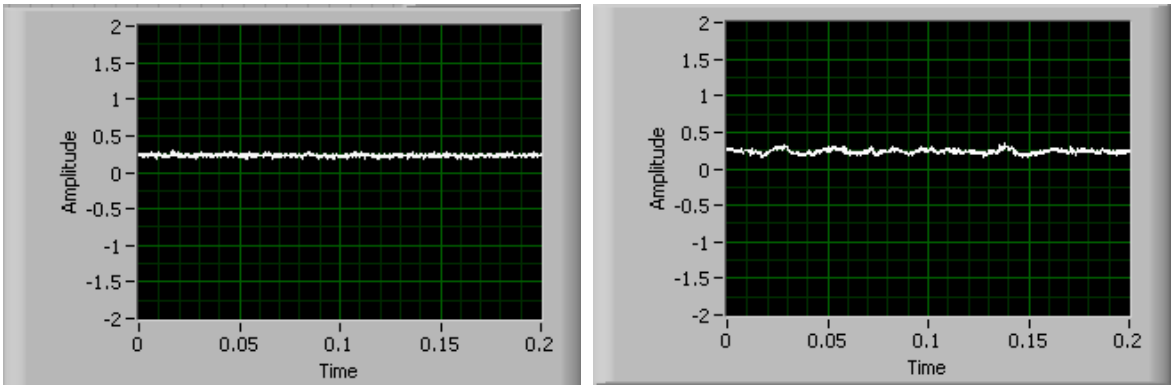


Figura 3-4. Señales generadas por Ana Orozco.

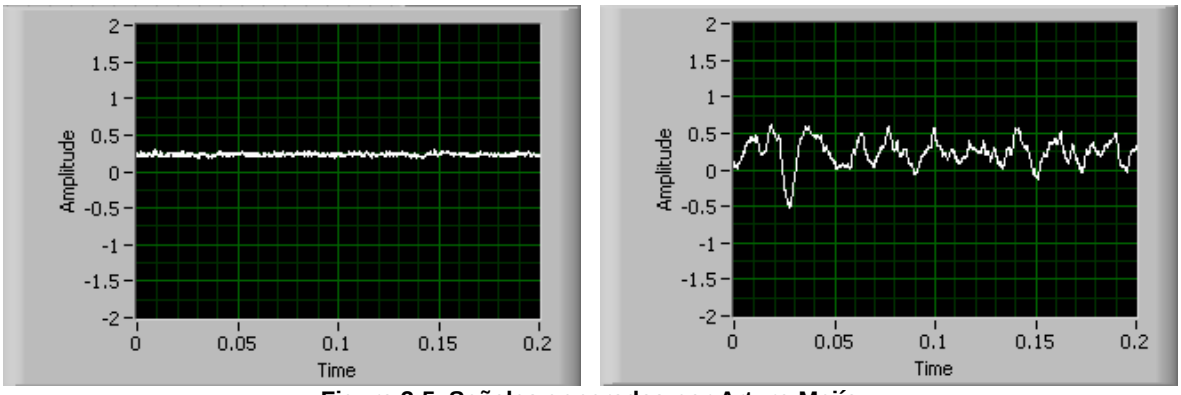


Figura 3-5. Señales generadas por Arturo Mejía.

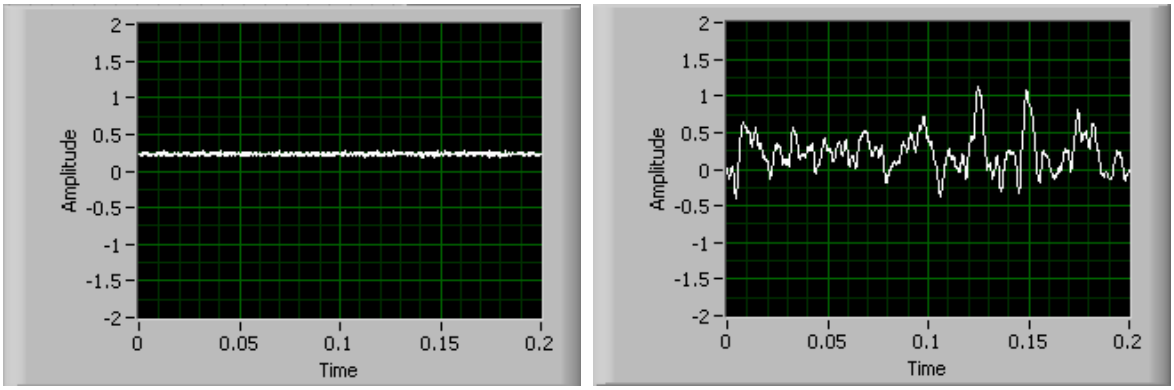


Figura 3-6. Señales generadas por Axel Cisneros.

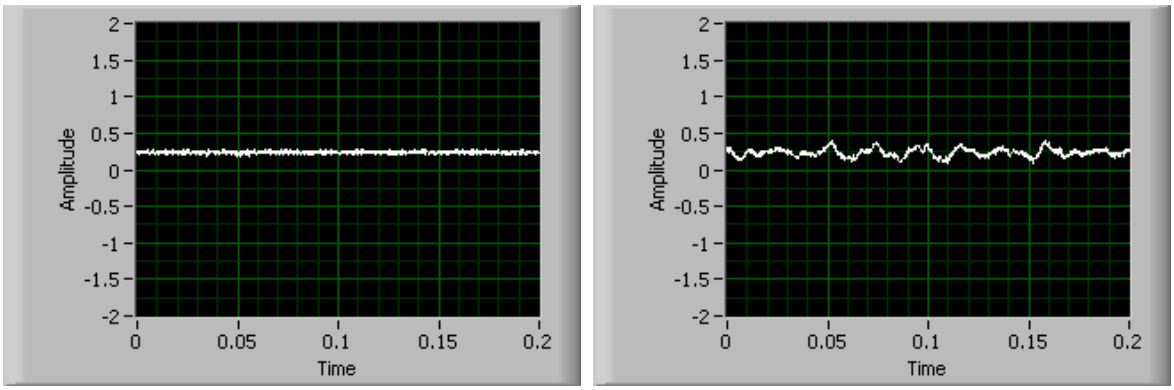


Figura 3-7. Señales generadas por Billy Flores.

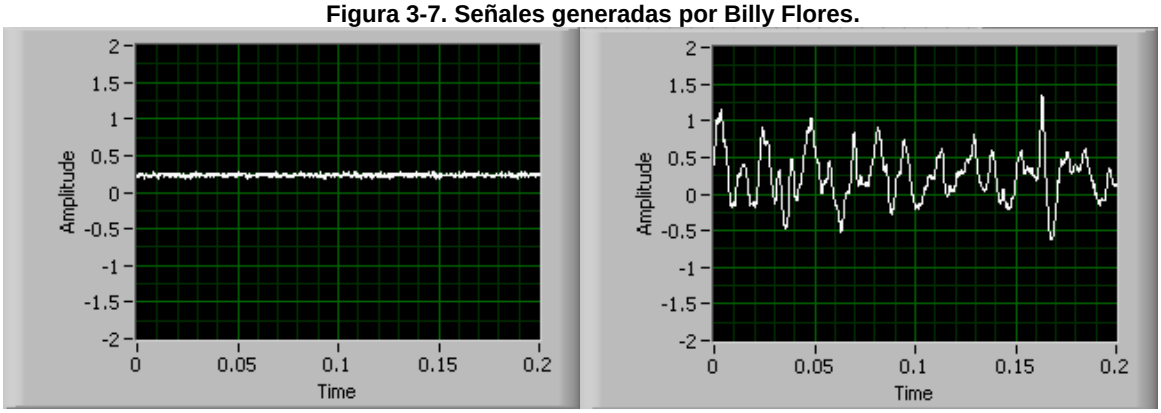


Figura 3-8. Señales generadas por Billy Gutiérrez.

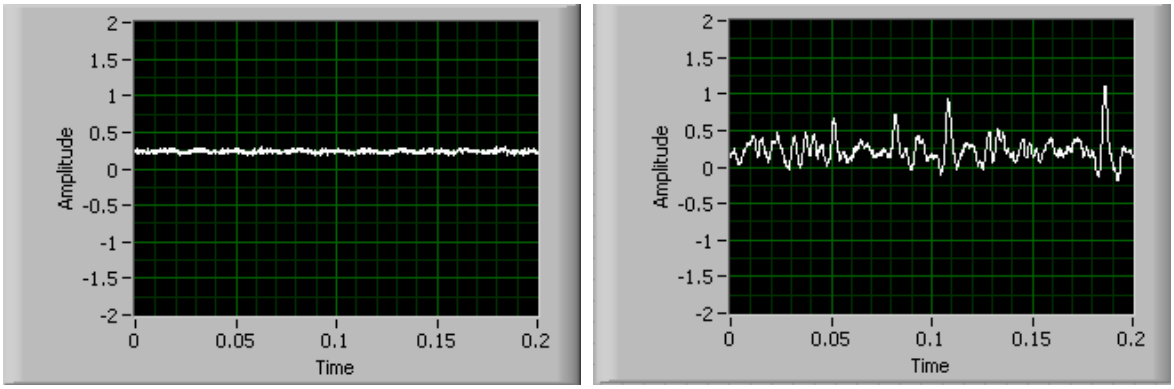


Figura 3-9. Señales generadas por Dalia García.

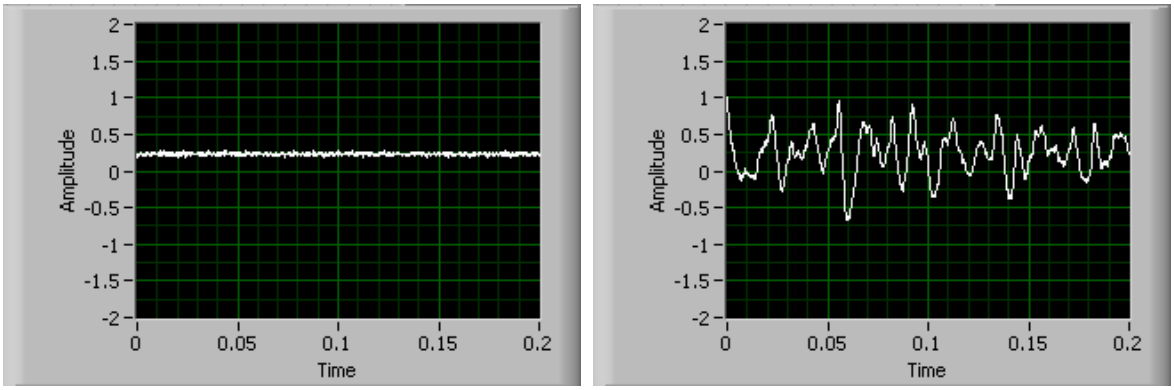


Figura 3-10. Señales generadas por Edmundo Rocha.

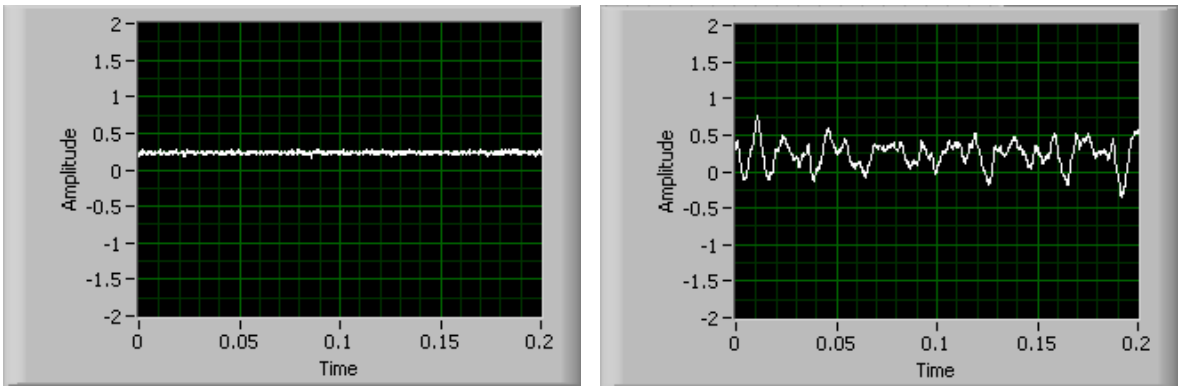


Figura 3-11. Señales generadas por Emmanuel Cruz.

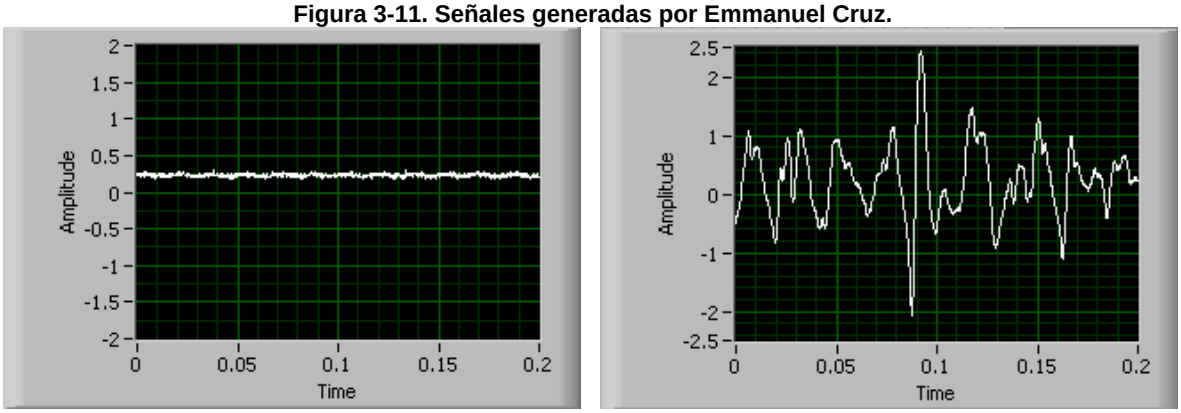


Figura 3-12. Señales generadas por Fernando López.

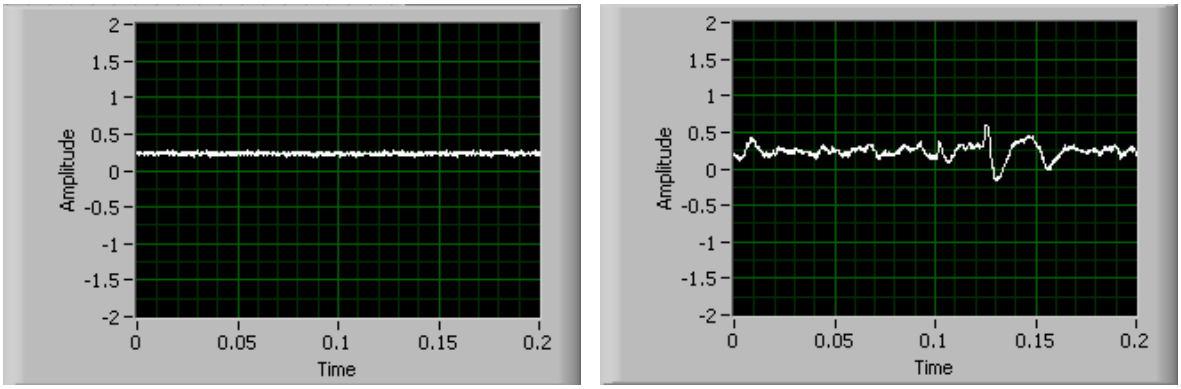


Figura 3-13. Señales generadas por Francisco Pérez.

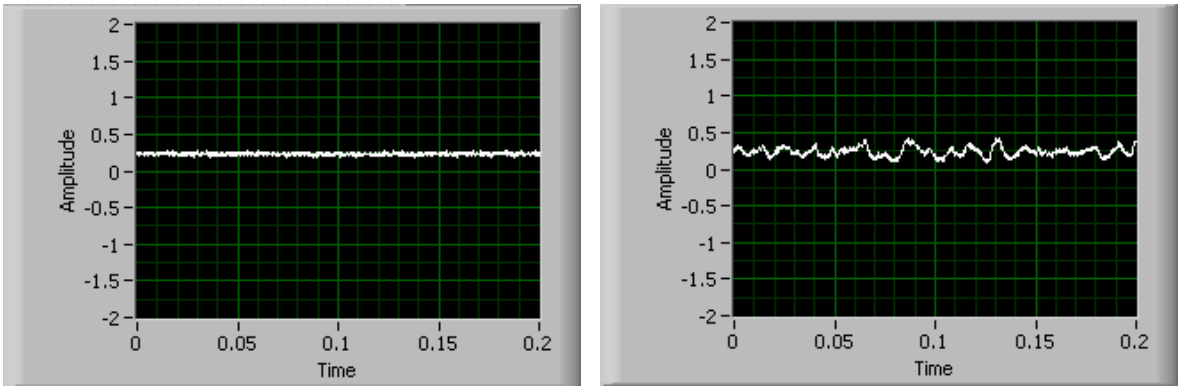


Figura 3-14. Señales generadas por Gerardo González.

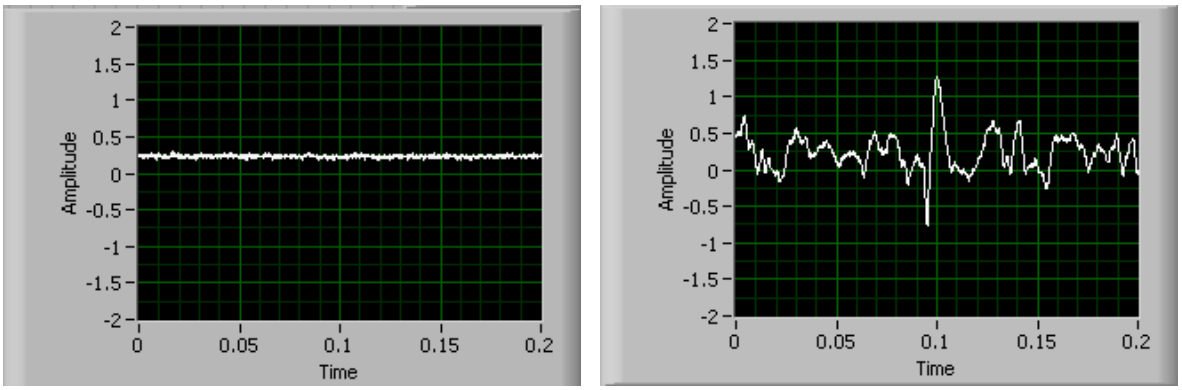


Figura 3-15. Señales generadas por Germán Toledo.

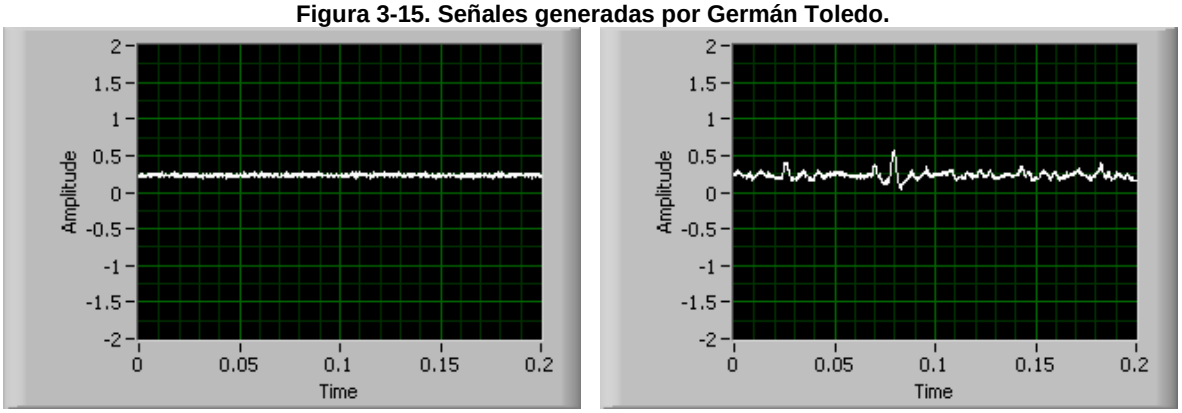


Figura 3-16. Señales generadas por Irlib Blancas.

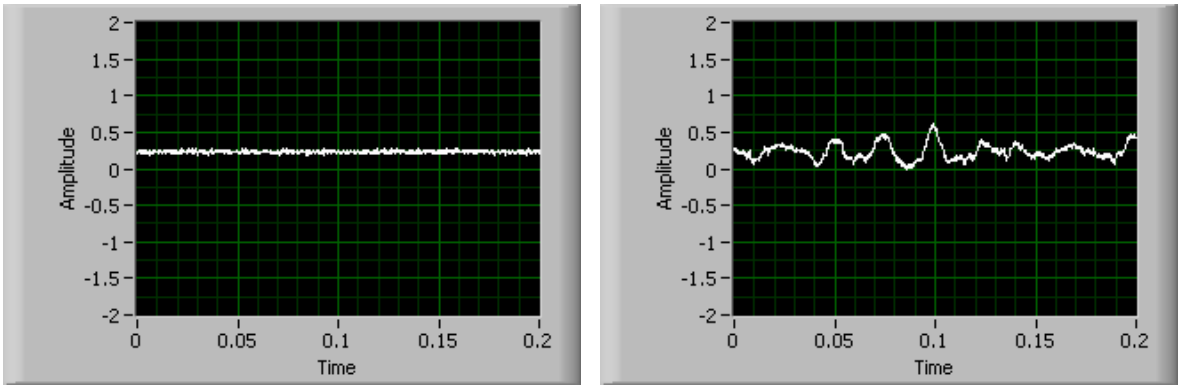


Figura 3-17. Señales generadas por Itzel Flores.

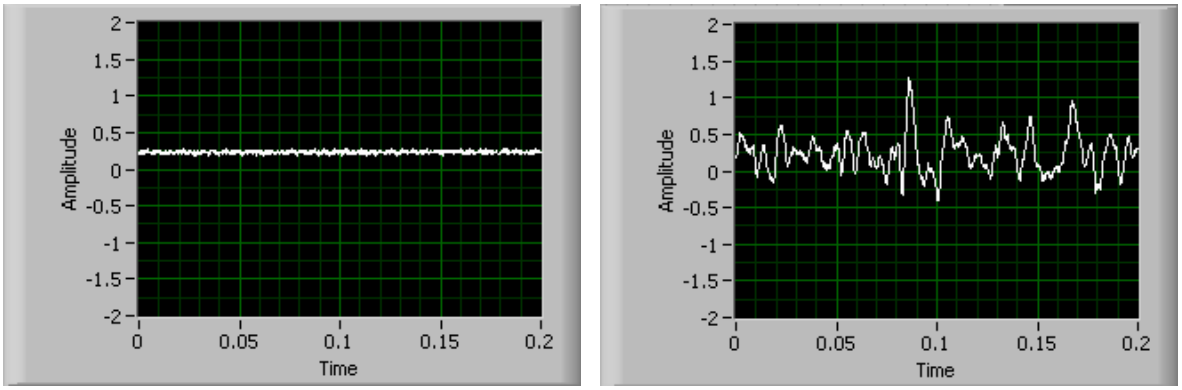


Figura 3-18. Señales generadas por Jesús Manuel Dorador.

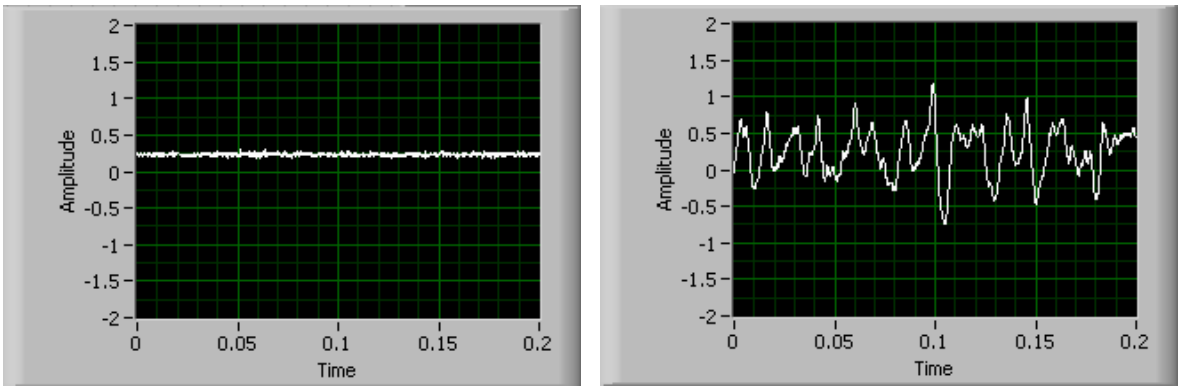


Figura 3-19. Señales generadas por Joan Rodríguez.

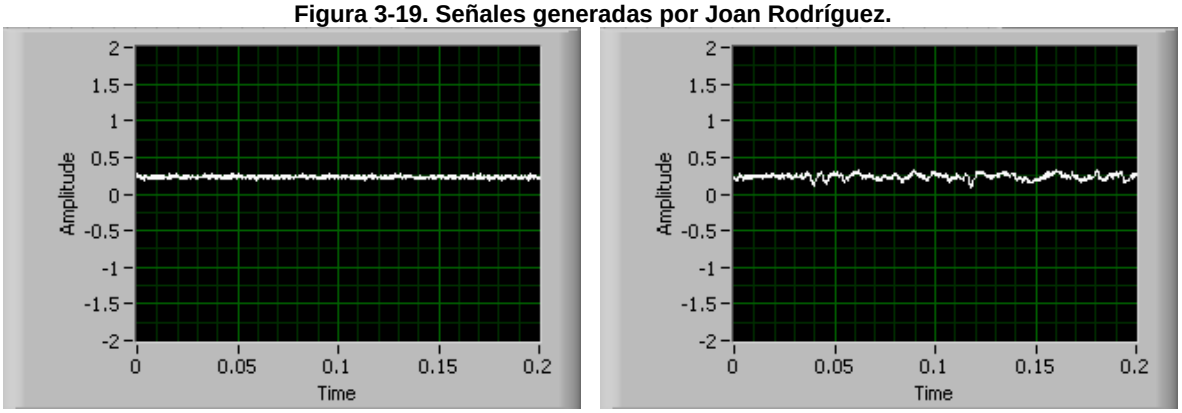


Figura 3-20. Señales generadas por Laura García.

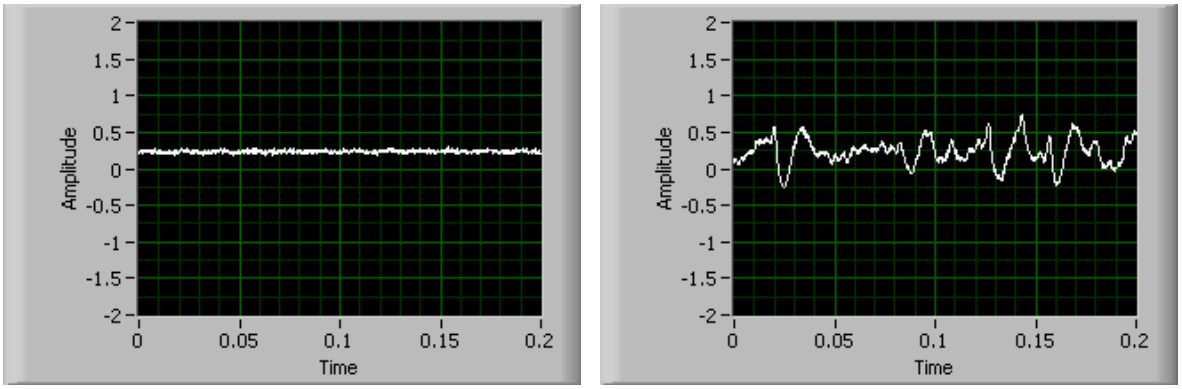


Figura 3-21. Señales generadas por Marco Jacobo.

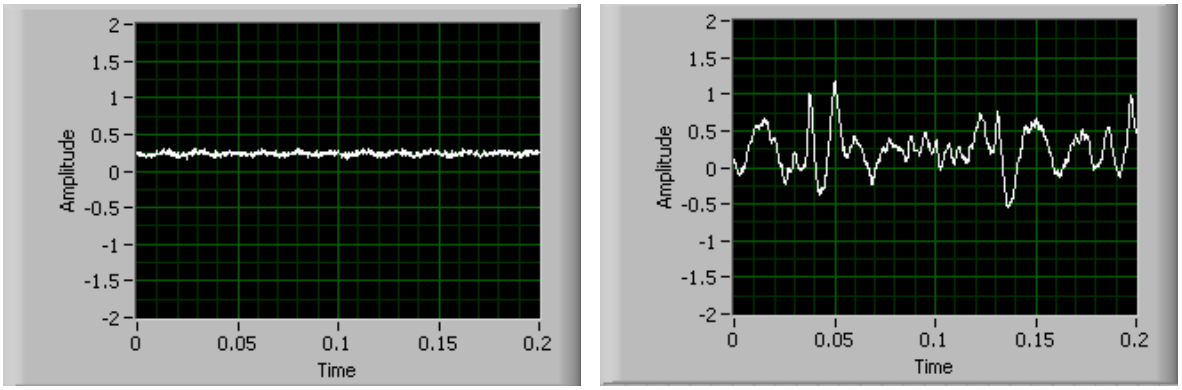


Figura 3-22. Señales generadas por Mario Sánchez.

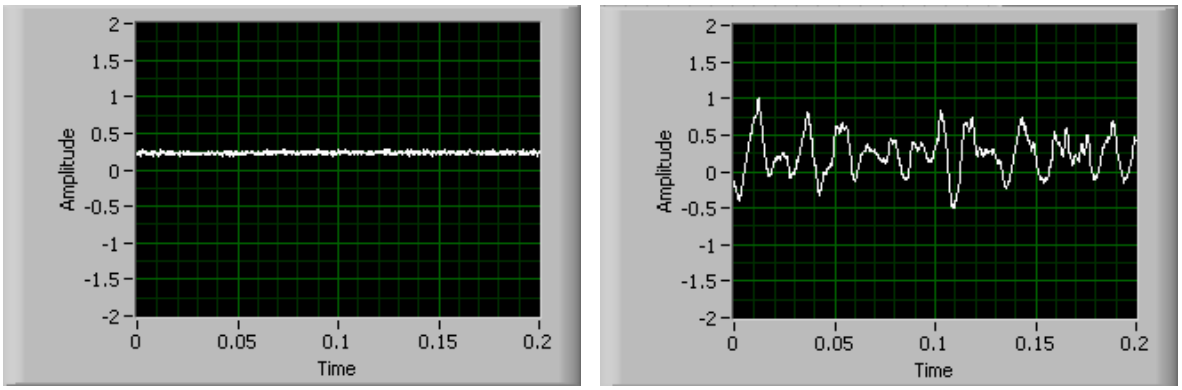


Figura 3-23. Señales generadas por Miguel Mondragón.

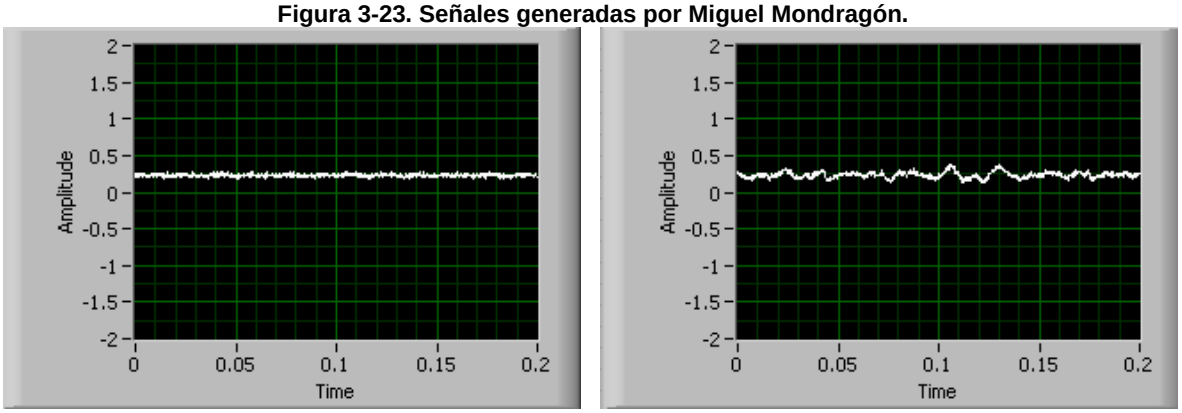


Figura 3-24. Señales generadas por Norma Becerra.

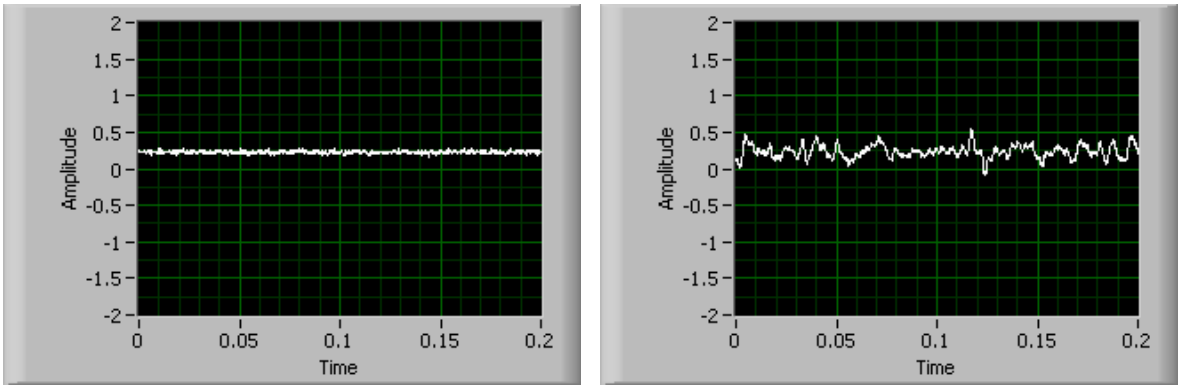


Figura 3-25. Señales generadas por Pilar Corona.

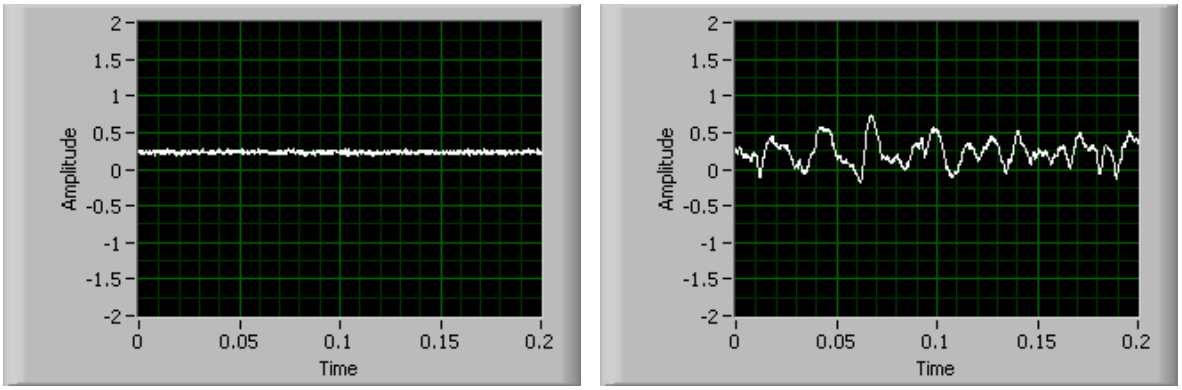


Figura 3-26. Señales generadas por Rafael Ruiz.

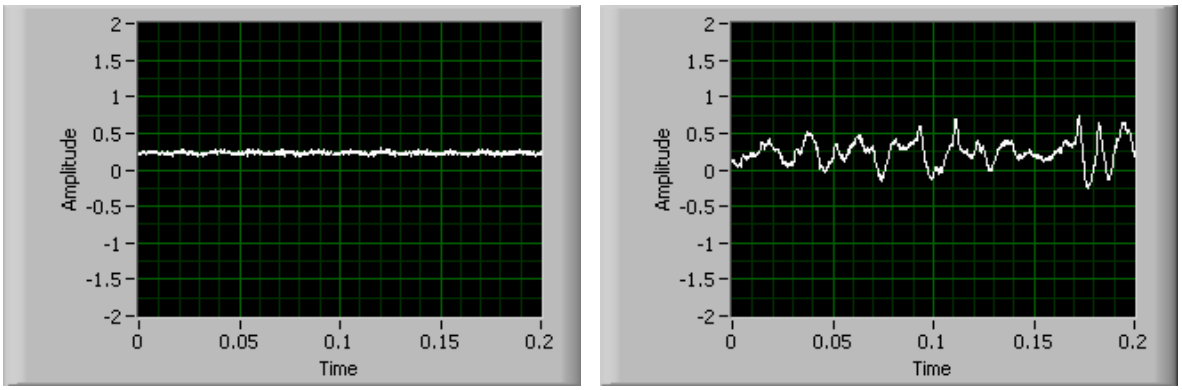


Figura 3-27. Señales generadas por Roberto López.

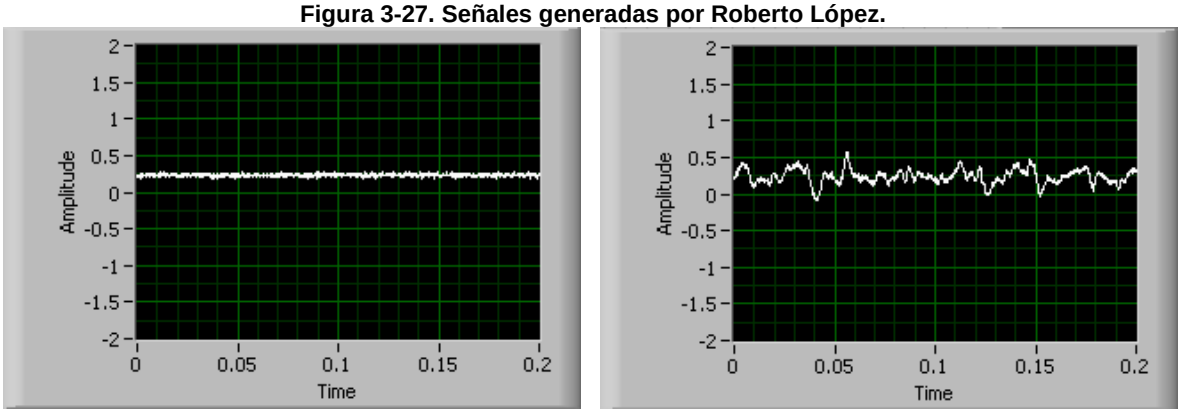


Figura 3-28. Señales generadas por Sabrina Basáñez.

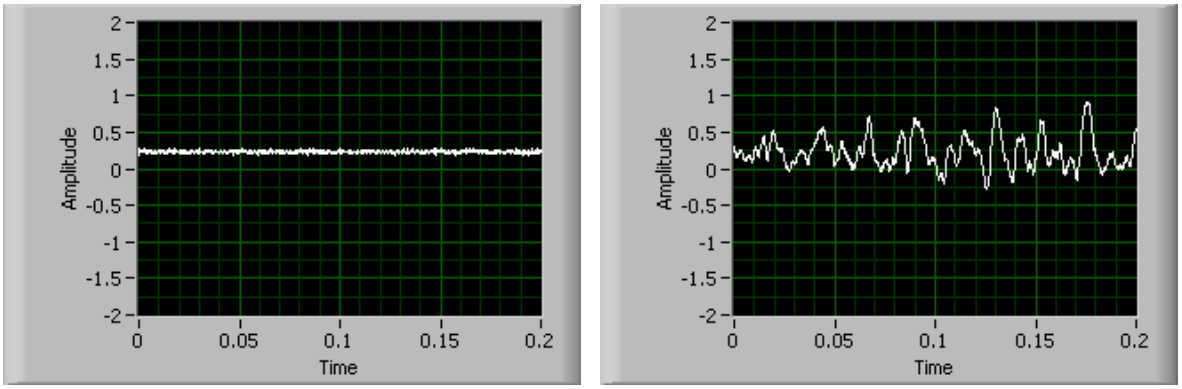


Figura 3-29. Señales generadas por Ulises Peñuelas.

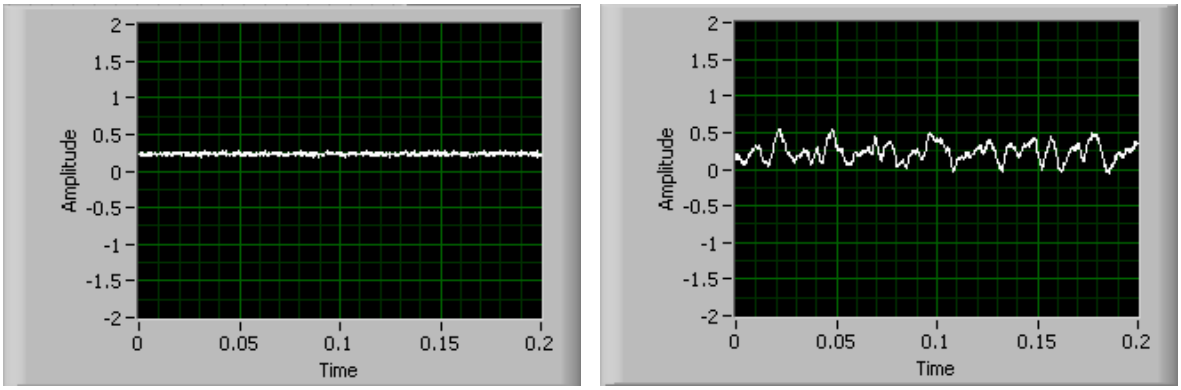


Figura 3-30. Señales generadas por Ulises Vargas.

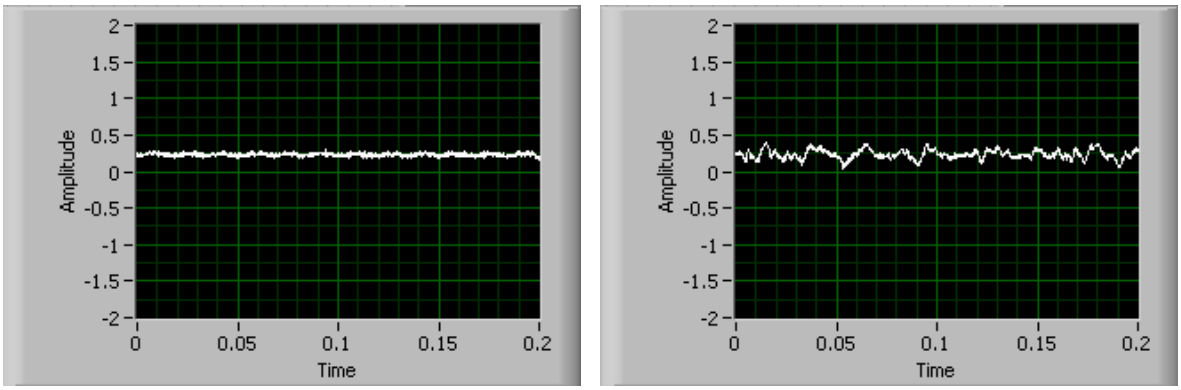


Figura 3-31. Señales generadas por Verónica Cuevas.

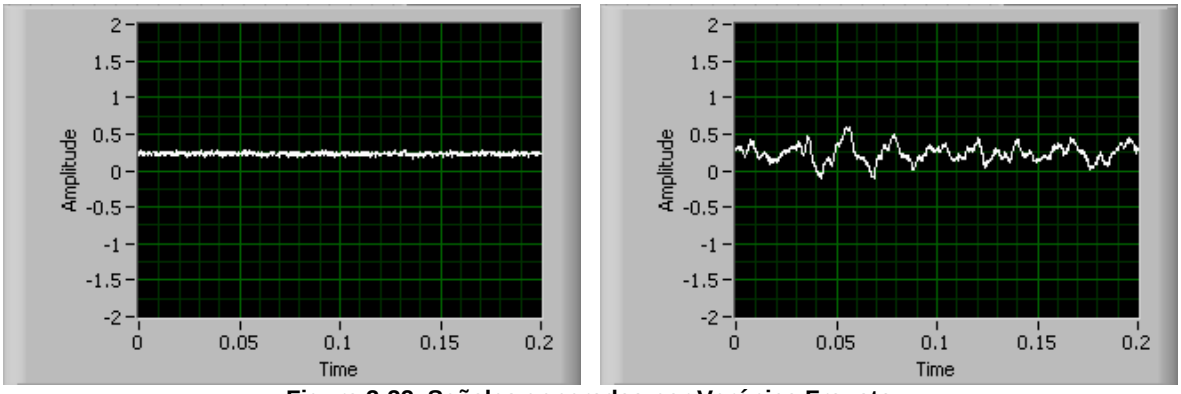
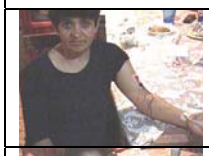


Figura 3-32. Señales generadas por Verónica Frausto.

III.3. Pruebas adicionales al detector de señales mioeléctricas.

Se realizaron dos pruebas más, pero debido a que se llevaron a cabo fuera del laboratorio, y por consecuencia se observó la señal en un osciloscopio, se decidió llevar un registro independiente al de los anteriores. Estas pruebas son muy importantes debido a que uno de los sujetos de prueba, Narda Navarro, perdió la parte inferior del brazo izquierdo, por lo que poder observar su señal mioeléctrica es gran ayuda para investigaciones posteriores en lo relacionado a este tema. Estas pruebas fueron realizadas por el Ingeniero Billy Flores en Valle de Bravo, probando de esta manera la efectividad del detector en otras regiones diferentes a Ciudad Universitaria.

	Nombre del sujeto de prueba	Ruido durante el reposo	Brazo utilizado durante la prueba	Vmáx [V]	Vmín [V]	Vpp [V]
	Luz Ocampo	Si	Izquierdo	0.4	0.1	0.3
	Narda Navarro	No	Izquierdo	0.9	-0.2	1.1

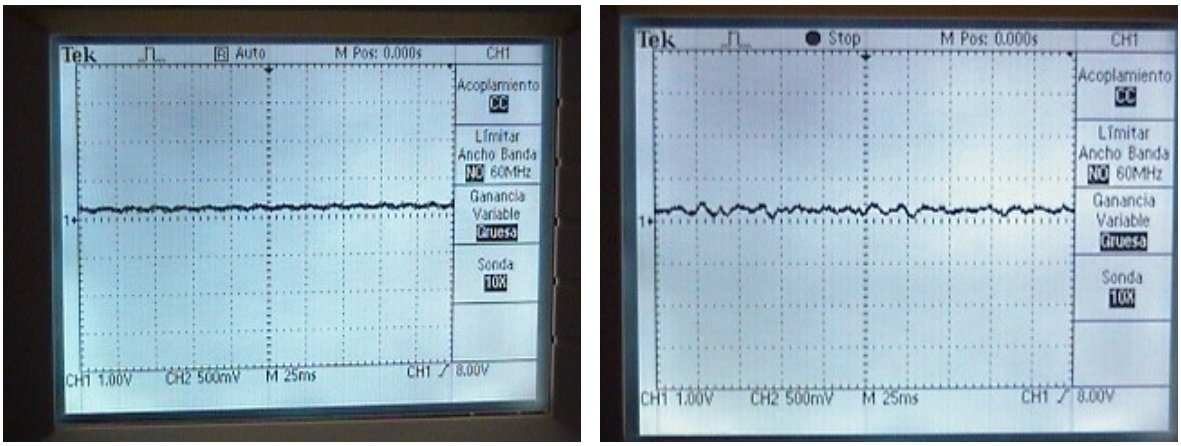


Figura 3-33. Señales generadas por Luz Ocampo.

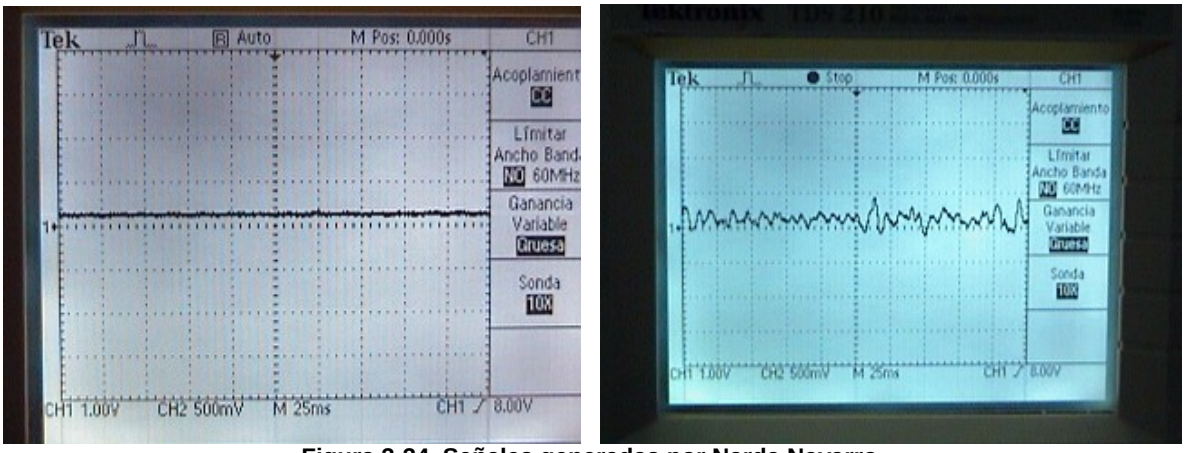


Figura 3-34. Señales generadas por Narda Navarro.

La posición en la que se colocan los electrodos se muestra en la figura 3-35, a la izquierda se encuentra la posición que se utilizó para la mayoría de los sujetos de prueba, mientras que a la derecha se muestra la posición que se utilizó para tomar la señal de Narda Navarro.

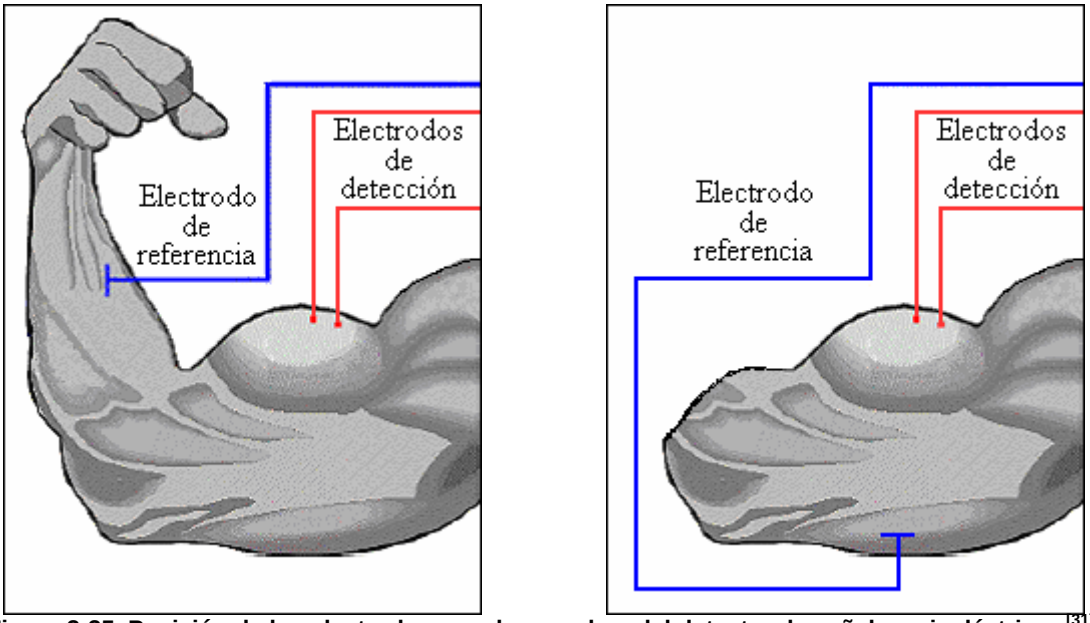


Figura 3-35. Posición de los electrodos para las pruebas del detector de señales mioeléctricas [31].

Solo como dato estadístico, se obtuvo la media aritmética de las señales recolectadas en esta etapa de pruebas:

Vmáx [V]	Vmín [V]	Vpp [V]
0.801	-0.241	1.017

Gracias a todos los datos recolectados durante las pruebas, se puede observar que el detector esta operando correctamente. Hay que hacer resaltar que las señales recolectadas no fueron las primeras que se obtuvieron, ya que la mayoría de los sujetos hizo la prueba 2 ó 3 veces e inclusive hasta más, como es el caso de Fernando López, quien obtuvo la señal mioeléctrica con mayor amplitud (se tuvo que cambiar la escala predefinida para poder apreciar completa su señal).

Gracias a la ayuda de Narda Navarro, se puso comprobar que el método para registrar las señales mioeléctricas durante esta prueba fue el correcto, ya que su señal esta dentro del rango de las otras, y esto aunado al hecho de que ella ejercita su músculo.

CAPÍTULO IV
CONCLUSIONES Y COMENTARIOS

IV. Conclusiones y comentarios.

Después de analizar las pruebas registradas durante el capítulo anterior, se llegó a las siguientes observaciones con respecto al detector de señales mioeléctricas:

- Como se menciono en el capítulo II, el prototipo presenta un pequeño offset de 0.25 [V], pero debido a que este no presenta ningún problema para observar la forma y medir la amplitud de la señal mioeléctrica, no fue necesario modificar el circuito para eliminarlo.

- El ruido de 60 [Hz] que se alcanza a apreciar en algunas de las pruebas tiene una amplitud tan pequeña que no influye en la medición de la señal mioeléctrica, razón por la cual no se aumentó el orden del filtro Notch.

A partir de estas observaciones se concluye que los objetivos de este tema de tesis se cumplieron satisfactoriamente, en primer lugar debido a que fue posible adquirir y observar en cualquier osciloscopio la señal mioeléctrica tanto en magnitud y forma; y en segundo lugar, se consiguió construir un equipo mucho más económico que los que hay actualmente en el mercado (su costo es mayor a los 4,000 pesos [17]). Los costos de los componentes se encuentran en el anexo 4.

Debido a los resultados obtenidos durante las pruebas, se concluye lo siguiente con lo que respecta a una señal mioeléctrica:

- La complexión física del sujeto no influye realmente en la amplitud de la señal mioeléctrica, si no que más bien es que tan hábil es para controlar su propio músculo. Durante las pruebas al detector, algunos de los sujetos lograban alcanzar la amplitud más alta de su señal en la primera prueba, pero después ya no lograban alcanzar la amplitud que habían obtenido anteriormente, esto es debido a que su músculo ya se había fatigado. En otros casos, ocurría lo contrario, ya que conforme más seguían haciendo pruebas de contracción, la amplitud de su señal aumentaba, hasta cierto punto en el que se presentaba la fatiga del músculo.

- La habilidad de controlar el músculo puede mejorarse al realizar un entrenamiento. Esto se puede comprobar al comparar la señal de Narda Navarro con las otras, debido a que además de tener la habilidad, se requiere práctica y realizar alguna actividad que fomente el fortalecimiento del músculo es de mucha ayuda para lograrlo.

Para trabajos posteriores hay que considerar los siguientes factores:

- Para el diseño de este detector, se utilizaron circuitos integrados con alimentación bipolar, es por eso que se opto por usar la fuente de alimentación. Para cuando se quiera diseñar el circuito para usarlo en las prótesis, la alimentación será a base de baterías, razón por la cual se tendrá que utilizar circuitos integrados con alimentación unipolar.

- El efecto antena que presenta el cuerpo humano disminuye entre más cerca se encuentre el amplificador de instrumentación a este, por lo que algunos investigadores han diseñado los denominados *electrodos activos,* los cuales están diseñados de tal forma que el amplificador de instrumentación esta lo más cerca posible a los electrodos. En la figura 4-1 se muestra un ejemplo de este tipo de electrodos. Este método a presentado buenos resultados eliminando los ruidos de alta y baja frecuencia, pero para eliminar el ruido de 60 [Hz] es necesario realizar una retroalimentación de la señal de modo común recolectada por el amplificador de instrumentación a través del electrodo de referencia [19]. Durante el diseño del prototipo se intento utilizar este método, la razón por la cual no funciono es debido a que únicamente funciona para los electrodos activos, ya que estos no eliminan el ruido de 60 [Hz], pero si lo reducen lo suficiente para que el efecto de la retroalimentación activa lo pueda eliminar.

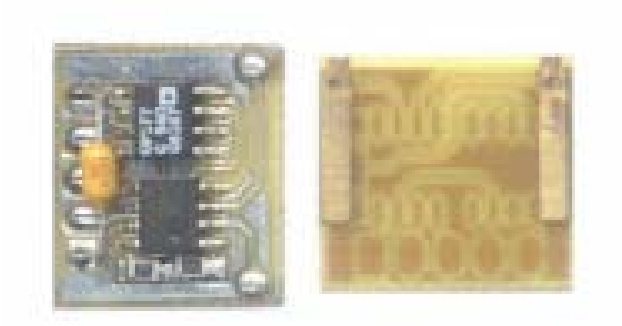


Figura 4-1. Ejemplo de un electrodo activo [19].

- Si se desea utilizar la señal mioeléctrica para el control de motores, será necesario utilizar un optoacoplador, esto principalmente para proteger al usuario.

Para aquellos que gusten utilizar este detector de señales mioeléctricas para seguir con trabajos posteriores, en el anexo 5 se puede consultar la *guía para el usuario*. Con esto concluyo este tema de tesis.

ANEXOS

Anexo 1. Tablas de filtros conectados en cascada.

	Primera etapa		Segunda etapa		Tercera etapa		Cuarta etapa	
Orden	α	relación	α	relación	α	relación	α	relación
2	1.732	0.785	--------	-------	-------	--------	--------	-------
3	1.000	2.322	1.447	2.483	-------	--------	--------	-------
4	1.916	2.067	1.241	1.624	-------	--------	--------	-------
5	1.000	3.647	1.775	2.874	1.091	2.711	--------	-------
6	1.959	2.872	1.636	3.867	0.977	3.722	--------	-------
7	1.000	4.972	1.878	3.562	1.513	5.004	0.888	4.709
8	1.976	3.701	1.787	4.389	1.407	0.637	0.816	5.680

Tabla A1-1. Valores de diseño para un filtro Bessel [5].

	Primera etapa		Segunda etapa		Tercera etapa		Cuarta etapa	
Orden	α	relación	α	relación	α	relación	α	relación
2	1.414	1.000	--------	-------	-------	--------	--------	-------
3	1.000	1.000	1.000	1.000	-------	--------	--------	-------
4	1.848	1.000	0.765	1.000	-------	--------	--------	-------
5	1.000	1.000	1.618	1.000	0.618	1.000	--------	-------
6	1.932	1.000	1.414	1.000	0.518	1.000	--------	-------
7	1.000	1.000	1.802	1.000	1.247	1.000	0.445	1.000
8	1.962	1.000	1.663	1.000	1.111	1.000	0.390	1.000

Tabla A1-2. Valores de diseño para un filtro Butterworth [5].

	Primera etapa		Segunda etapa		Tercera etapa		Cuarta etapa	
Orden	α	relación	α	relación	α	relación	α	relación
2	-1.578	1.390	--------	-------	-------	--------	--------	-------
3	1.000	0.626	0.586	1.069	-------	--------	--------	-------
4	1.418	0.597	0.340	1.031	-------	--------	--------	-------
5	1.000	0.362	0.849	0.690	0.220	1.018	--------	-------
6	1.463	0.396	0.552	0.768	0.154	1.011	--------	-------
7	1.000	0.256	0.916	0.504	0.388	0.823	0.113	1.008
8	1.478	0.296	0.621	0.599	0.288	0.816	0.087	1.006

Tabla A1-3. Valores de diseño para un filtro Chebyshev con ondulación de 0.5 [dB] [5].

	Primera etapa		Segunda etapa		Tercera etapa		Cuarta etapa	
Orden	α	relación	α	relación	α	relación	α	relación
2	1.059	1.218	--------	-------	-------	--------	--------	-------
3	1.000	0.494	0.496	0.997	-------	--------	--------	-------
4	1.275	0.529	0.281	0.993	-------	--------	--------	-------
5	1.000	0.289	0.715	0.655	0.180	0.994	--------	-------
6	1.314	0.353	0.455	0.747	0.125	0.995	--------	-------
7	1.000	0.205	0.771	0.480	0.317	0.803	0.092	0.996
8	1.328	0.265	0.511	0.584	0.234	0.851	0.702	0.997

Tabla A1-4. Valores de diseño para un filtro Chebyshev con ondulación de 1 [dB] [5].

	Primera etapa		Segunda etapa		Tercera etapa		Cuarta etapa	
Orden	α	relación	α	relación	α	relación	α	relación
2	0.886	1.074	--------	-------	-------	--------	--------	-------
3	1.000	0.369	0.392	0.941	-------	--------	--------	-------
4	1.076	0.471	0.218	0.964	-------	--------	--------	-------
5	1.000	0.218	0.563	0.627	0.138	0.976	--------	-------
6	1.109	0.316	0.352	0.730	0.096	0.983	--------	-------
7	1.000	0.155	0.607	0.461	0.243	0.797	0.070	0.987
8	1.206	0.238	0.395	0.572	0.179	0.842	0.054	0.990

Tabla A1-5. Valores de diseño para un filtro Chebyshev con ondulación de 2 [dB] [5].

	Primera etapa		Segunda etapa		Tercera etapa		Cuarta etapa	
Orden	α	relación	α	relación	α	relación	α	relación
2	0.766	1.000	--------	-------	-------	--------	--------	-------
3	1.000	0.299	0.326	0.916	-------	--------	--------	-------
4	0.929	0.443	0.179	0.950	-------	--------	--------	-------
5	1.000	0.178	0.468	0.614	0.113	0.967	--------	-------
6	0.958	0.298	0.289	0.722	0.078	0.977	--------	-------
7	1.000	0.126	0.504	0.452	0.199	0.792	0.057	0.983
8	0.967	0.224	0.325	0.566	0.147	0.839	0.044	0.987

Tabla A1-6. Valores de diseño para un filtro Chebyshev con ondulación de 3 [dB] [5].

Anexo 2. Diseño de la fuente de tensión

Debido al hecho de que los sistemas electrónicos requieren del uso de corriente directa y la alimentación que llega a las casas es de corriente alterna, se necesita hacer uso de un sistema de conversión entre estos tipos de corriente, el cual recibe el nombre de fuente de alimentación de corriente directa.

Para su diseño es necesario utilizar un transformador con devanado central, con el fin se reducir la tensión de alterna de los 127 [V] que hay en la línea de alimentación a uno más conveniente para la fuente, por ejemplo 6 [V]. Posteriormente es necesario rectificar esta señal, esto es, cambiar la polaridad de todas las tensiones negativas de la señal sin afectar a las positivas, para el caso en que se desea construir una fuente de alimentación positiva. Para este efecto se hace uso de un puente de diodos, tal como se muestra en la figura A2-1. Su funcionamiento es el siguiente: cuando llega un lóbulo positivo, los diodos D_1 y D_2 conducen, y cuando la señal se encuentra en el lóbulo negativo conducen D_3 y D_4, de esta manera es como se obtienen los lóbulos en una sola polaridad [4].

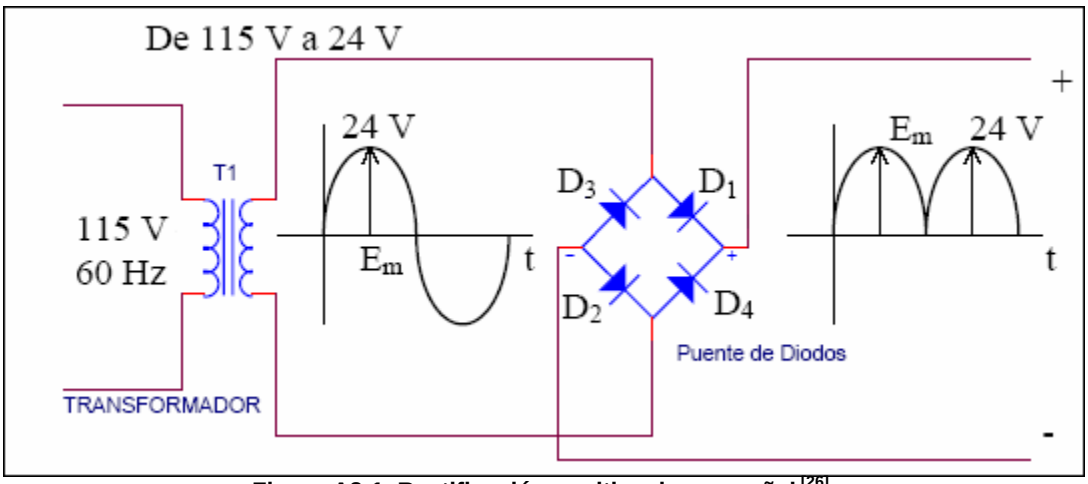


Figura A2-1. Rectificación positiva de una señal [26].

Las terminales + y – obtenidas en el circuito de la figura A2-1 no son terminales positiva y negativa respectivamente, más bien son terminales flotantes. Para poder utilizar cualquiera de estas terminales es necesario que tengan referencia a tierra, para esto se utiliza el devanado central del trasformador, debido a que es un punto neutro y se puede utilizar como la tierra de las fuentes de alimentación.

Cuando se desea una fuente de una sola polaridad, basta con conectar la terminal que no se utiliza a tierra, por ejemplo, si se desea una fuente de alimentación positiva, se manda la terminal – a tierra y se utiliza la terminal +. En el caso que se desee utilizar una fuente bipolar, se utilizaran las dos terminales haciendo referencia a tierra.

Debido a que la tensión de corriente directa obtenida por el puente de diodos no es pura, es necesario colocar un capacitor entre la terminal y tierra con el fin de

eliminar los rizos de tensión. A pesar de esto, cuando se coloca carga en la fuente, la tensión decae dependiendo de la corriente que la carga demande, tal como se observa en la figura A2-2, estas caídas de tensión se conocen como tensión de rizo. Entre mayor sea el valor del capacitor, menor será la amplitud del rizo; la relación entre el valor del capacitor y la amplitud de la tensión de rizo se expresa en la ecuación A2-1.

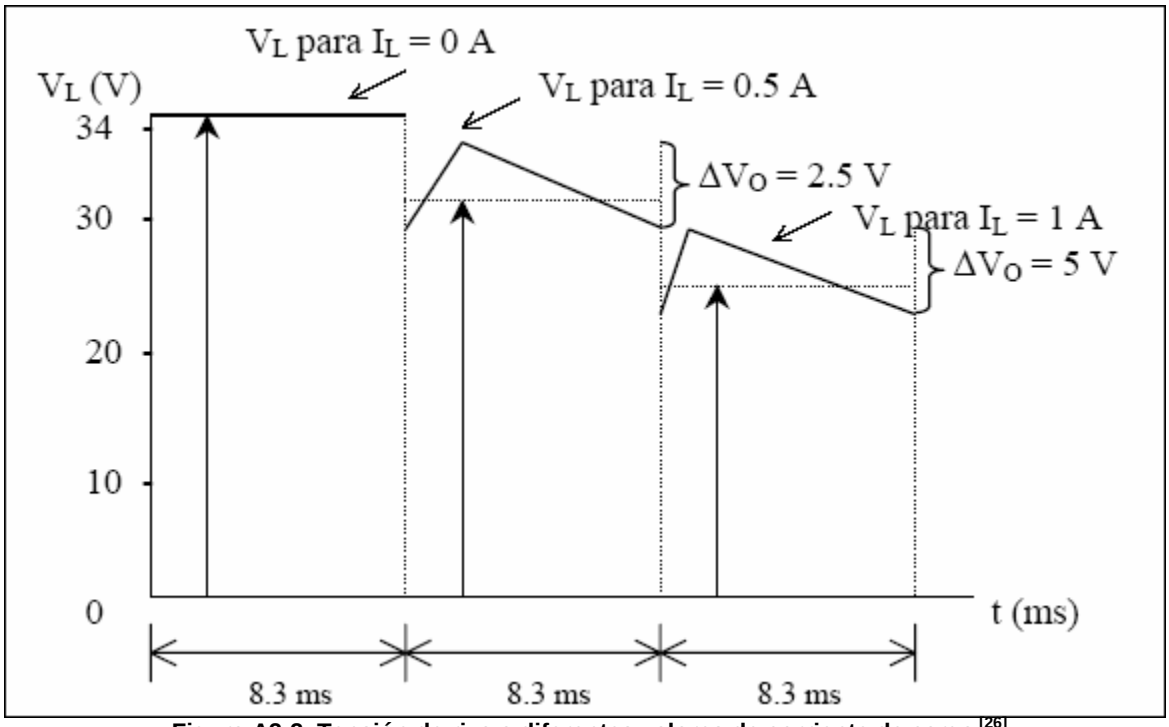


Figura A2-2. Tensión de rizo a diferentes valores de corriente de carga [26].

$$\Delta V_0 = \frac{I_L}{200C} \quad \text{(A2-1)}$$

Debido a que el capacitor no elimina por completo las tensiones de rizo, es recomendable utilizar un regulador de tensión, ya que además de tener una tensión de corriente directa más estable, tienen algunas características extras que permiten tener una fuente de alimentación segura:

- Los reguladores de tensión cuentan con circuitos de autoprotección, los cuales se encargan de detectar la corriente de carga y si esta sobrepasa un valor determinado, el regulador limita la corriente de salida hasta que se elimine la sobrecarga.
- Estos circuitos también miden la diferencia entre tensiones y corrientes de entrada y salida para comprobar que no salgan fuera del rango permitido, si esto sucede, el regulador se apaga. A esta característica se le conoce como protección de área segura.
- Por último, estos reguladores son capaces de medir su propia temperatura para verificar que cuentan con una disipación de calor adecuada, si su

temperatura interna es mayor a un rango de 150 ºC a 175 ºC este se apaga. Al eliminar la falla, el regulador vuelve a funcionar.

- De acuerdo a las especificaciones de cada regulador de tensión, se pueden tomar ciertas medidas para evitar fallas externas tales como uso inadecuado del regulador o sabotaje.
- Los reguladores de tensión cuentan con un parámetro conocido como rechazo de rizo. Este valor indica la proporción en que reduce la tensión de rizo generado por la fuente, este se mide en decibeles y su valor característico es de 60 dB.

Para que el regulador de tensión funcione correctamente, es recomendable la tensión con carga mínima de la fuente exceda a la tensión del regulador en un rango de 0.5 a 3 V. Para conocer la tensión mínima a la que va a operar la fuente con la carga, se utiliza la ecuación A2-2 [26].

$$V_{ccm} = V_{sc} - \frac{\Delta V_0}{2} \quad \text{(A2-2)}$$

donde:
V_{ccm} = tensión de corriente directa mínima con carga
V_{sc} = tensión de corriente directa sin carga
ΔV_0 = tensión de rizo

Para el diseño de la fuente de tensión que se utilizó en el detector de señales mioeléctricas, se uso el siguiente material:

- 1 clavija.
- 1 apagador.
- 1 fusible de 1 [A].
- 1 transformador con devanado central de 127 a 12 [V] de 500 [mA].
- 4 diodos 1N4003.
- 2 capacitores de 4700 [μF] electrolíticos.
- 1 regulador de tensión 7805 [24].
- 1 regulador de tensión 7905 [25].

Se colocaron 2 LED a cada una de las salidas para verificar que estén operando cuando se enciende la fuente.

De acuerdo a las especificaciones de los circuitos integrados utilizados en el detector de señales mioeléctricas, se sabe que este trabaja con una corriente de 30 mA, por lo cual su tensión de rizo es igual a:

$$\Delta V_0 = \frac{I_L}{200C} = \frac{30mA}{200(4700\mu F)} = 32[mV]$$

Debido a este valor se tiene que la tensión mínima a la que va a operar la fuente con esa carga es:

$$V_{ccm} = V_{sc} - \frac{\Delta V_0}{2} = 6 - \frac{0.032}{2} = 6 - 0.016 = 5.984[V]$$

De acuerdo a este valor se verifica que se pueden utilizar los reguladores de tensión de ± 5 V sin ningún problema. El diagrama de la fuente de tensión se observa en la figura A2-3.

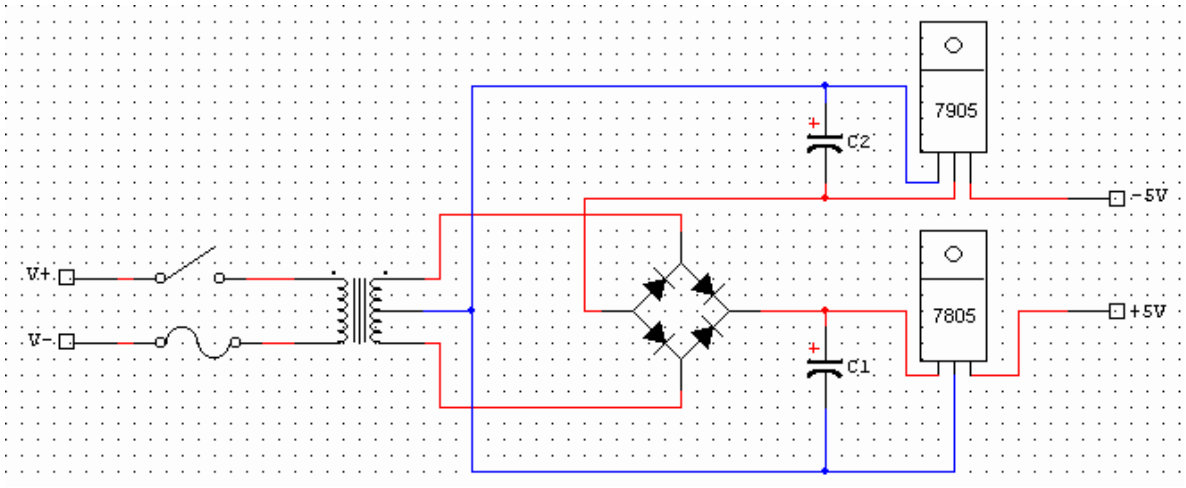


Figura A2-3. Fuente de tensión.

Anexo 3. Adquisición de señales.

Virtualmente todos los análisis y aplicaciones actuales sobre las señales mioeléctricas son realizadas con algoritmos implementados en computadoras. La naturaleza de estos algoritmos y de las computadoras hace necesario que estas señales sean expresadas en secuencias numéricas. El proceso por el cual las señales detectadas son convertidas a estas secuencias numéricas "entendidas" por las computadoras es llamada *conversión analógica-digital*. Las *señales analógicas* son señales de tensión que son análogas a la señal física que representan. La amplitud de estas señales típicamente varía continuamente a través de su rango de tiempo. El proceso de conversión analógica-digital genera una secuencia de números, cada uno de ellos representando la amplitud de la señal analógica en ese punto especifico de tiempo. La secuencia de números resultante es llamada *señal digital.* La diferencia entre estos tipos de señales se puede observar en la figura A3-1.

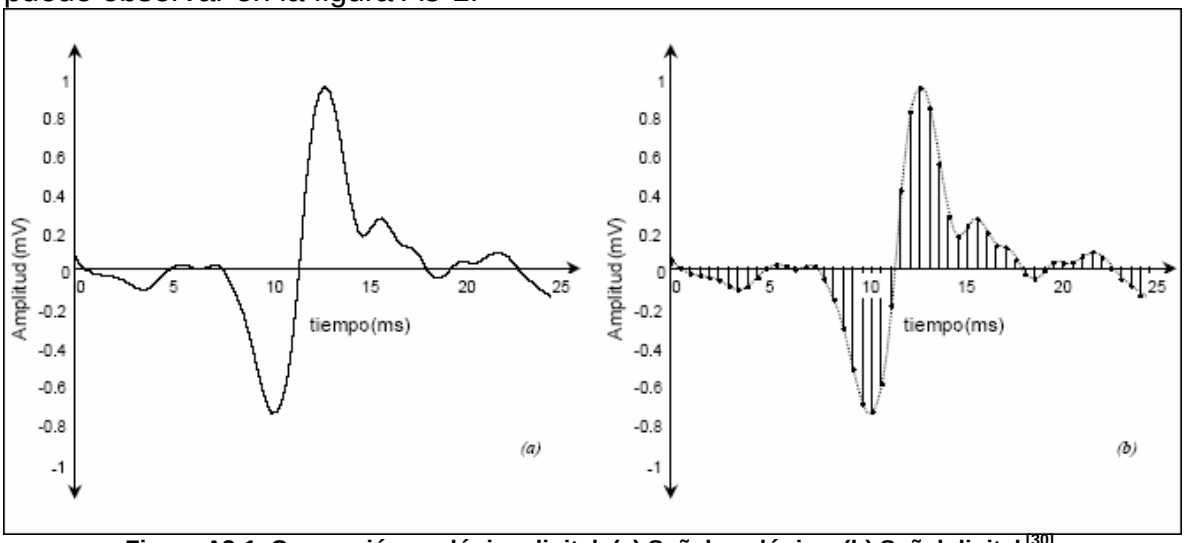


Figura A3-1. Conversión analógica-digital. (a) Señal analógica. (b) Señal digital [30].

Para poder llevar a cabo una conversión analógica-digital, es necesario hacer uso de un proceso denominado *muestreo de una señal*. El muestreo de una señal, consiste en tomar muestras de la amplitud de una señal cada cierto período de tiempo, y al recíproco de este se le conoce como *frecuencia de muestreo*.

Debido a que se ha demostrado que una señal real continua puede ser expresada como una suma infinita de señales senoidales la cual es conocida como serie de Fourier, expresada en la ecuación A3-1, al realizar un muestreo a una señal analógica con una frecuencia de muestreo menor a 2 veces la frecuencia máxima de la señal a muestrear, se presenta un efecto conocido como *aliasing*. Este efecto impide que se pueda reconstruir con precisión la señal original, debido a que componentes de la señal podrían estar empalmados entre sí. Este hecho es enunciado en el teorema de Nyquist.

$$x(t) = A + \sum_{n=1}^{\infty} \left[B_n \cos(f_n \cdot t) + C_n \sin(f_n \cdot t) \right] \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \text{(A3-1)}$$

Esto se puede entender en el siguiente ejemplo. Se tiene una señal analógica con una amplitud de 30 Vpp que se expresa como la suma de las señales senoidales de 1 a 10 [Hz], esto representado en la figura A3-2, mientras que en la figura A3-3 se puede observar este efecto en el dominio de la frecuencia. Esta señal se puede muestrear a 20 [Hz], esto debido a que su frecuencia mayor es 10 [Hz], pero si esta señal presentar un componente no deseado de frecuencia a los 13 [Hz] tal como se observa en la figura A3-4, al muestrear a 20 [Hz] como se estaba haciendo con la señal limpia, se presenta una señal empalmada a los 7 [Hz] debido a efecto de aliasing, lo cual se puede observar en la figura A3-5. Para eliminar este efecto es necesario utilizar un filtro paso-bajo en la señal antes de muestrearla. Otra manera es muestrear con una frecuencia al doble de la no deseada y filtrar mediante software, pero esto es poco práctico cuando se trabaja a altas frecuencias. De acuerdo a lo anterior y debido a que las señales mioeléctricas tienen su componente más alto de frecuencia a los 500 [Hz], se recomienda utilizar una frecuencia de muestreo de 1 [kHz], siempre y cuando se haya filtrado previamente para evitar componentes de alta frecuencia [30].

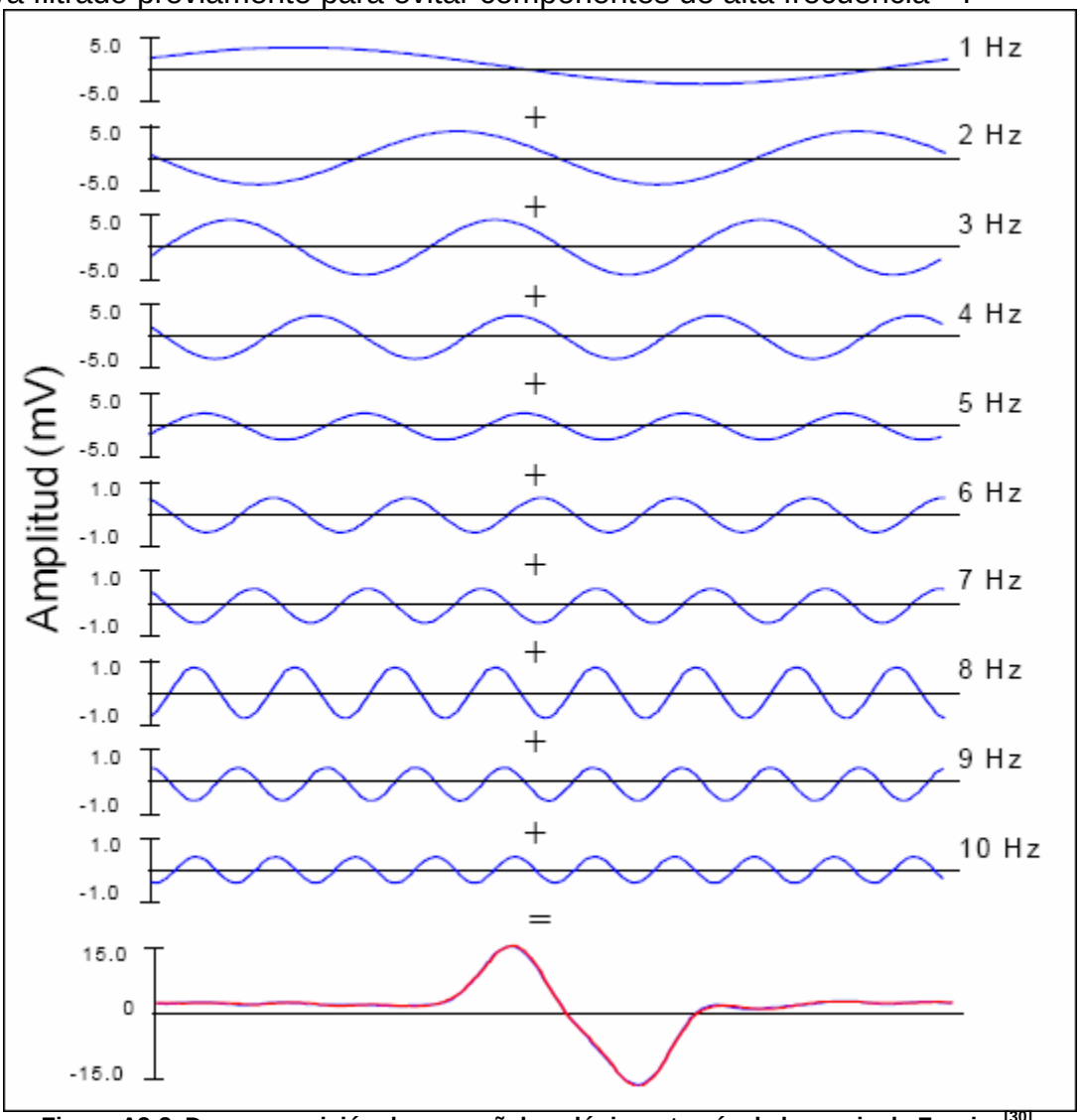


Figura A3-2. Descomposición de una señal analógica a través de las serie de Fourier [30].

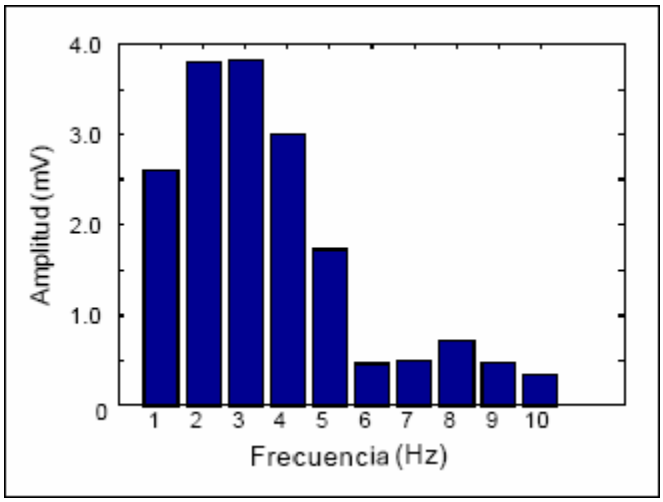


Figura A3-3. Espectro de frecuencias de una señal analógica [30].

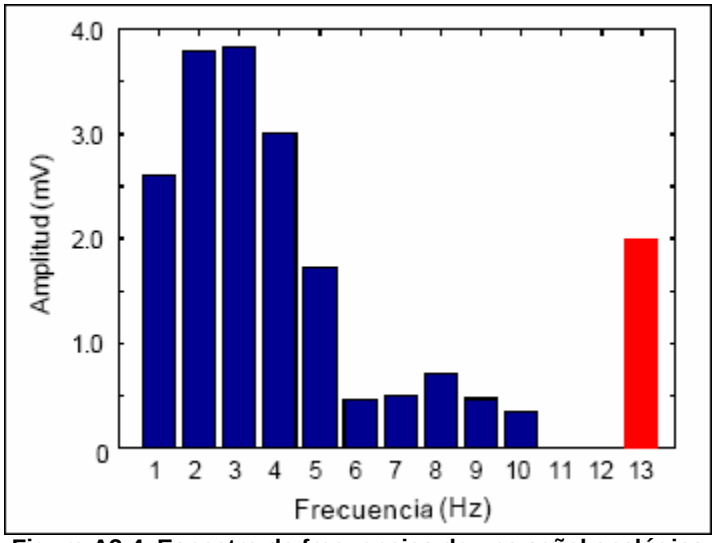


Figura A3-4. Espectro de frecuencias de una señal analógica con un componente de frecuencia no deseado [30].

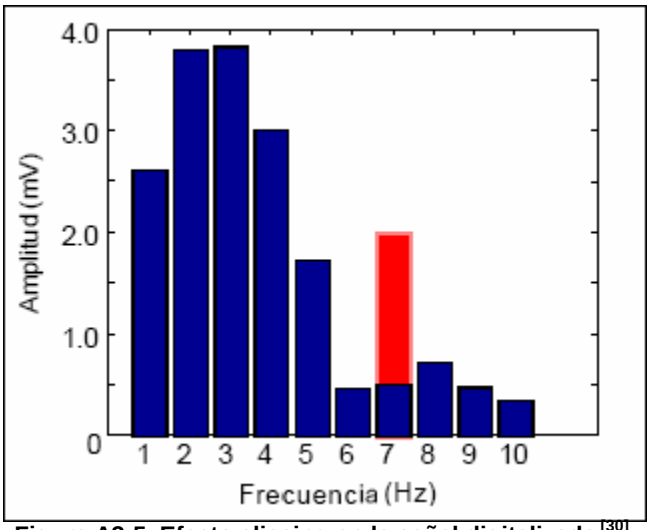


Figura A3-5. Efecto aliasing en la señal digitalizada [30].

Anexo 4. Costo del detector.

Componente	cantidad	Costo unitario	Costo total
Cable coaxial y electrodos	1	$1700.00	$1700.00
INA131BP	1	$28.00	$28.00
MC33079	2	$12.00	$24.00
Resistencia	26	$0.50	$13.00
Capacitor	10	$1.00	$10.00
Trimpot	4	$25.00	$100.00
Base para circuito impreso	2	$27.00	$54.00
Transformador	1	$32.00	$32.00
Diodos	4	$1.50	$6.00
Capacitor Electrolítico	2	$12.00	$24.00
LM7805	1	$9.00	$9.00
LM7905	1	$9.00	$9.00
LED	2	$1.50	$3.00
Caja para circuito	1	$35.00	$35.00
Cable dúplex	2 metros	$5.00	$10.00
Clavija	1	$7.00	$7.00
Fusible	1	$1.00	$1.00
Apagador	1	$10.00	$10.00
Jack & Plug de 3 pines	1	$25.00	$25.00
Jack & Plug de 2 pines	2	$25.00	$50.00

El costo total del circuito fue de $2150.00 sin considerar la mano de obra.

Anexo 5. Guía para el usuario.

Para que el usuario lleve a cabo una medición de señal mioeléctrica, debe tener en consideración los siguientes puntos:

1) Debe conocer bien el músculo del que se va a registrar la señal mioeléctrica, para evitar colocar uno de los electrodos en una zona en la cual entre en comunicación con otro músculo (efecto crosstalking).

2) De acuerdo al músculo del cual se va a tomar la señal, se tiene que designar un punto de referencia, el cual debe ser un músculo ajeno al de la medición, de preferencia que se mantenga estático durante el registro.

3) Para tener una menor impedancia en la zona donde se van a colocar los electrodos, se debe limpiar con un algodón mojado con alcohol la superficie en la que se desea realizar la medición y dejarlo secar antes de colocar los electrodos.

4) Los electrodos deben colocarse, de preferencia, antes de encender el detector de señales mioeléctricas, siempre conectando primero el electrodo de referencia y después los de detección. Al retirarlos, se deben retirar primero los electrodos de detección, y al final, el de referencia.

5) El detector de señales mioeléctricas esta diseñado para poder ver la señal en cualquier osciloscopio.

6) Si uno de los LED no enciende, hay la posibilidad de que esa fuente no esta operando, por lo que habrá que apagar rápido el detector para evitar que se dañe alguno de los amplificadores.

7) Si el detector empieza a presentar ruido excesivo a la salida, hay que revisar la continuidad en el cable coaxial y los electrodos, ya que es posible que se hayan dañado.

8) Para verificar que los cables de los electrodos no estén dañados se tocan entre sí, sin conectar los electrodos, observando únicamente una señal de 0.25 [V] de corriente directa en el osciloscopio.

REFERENCIAS

Bibliografía

[1] BERLIN, Howard M.; GETZ, Frank C.Jr.
Fundamentals of operational amplifiers and linear integrated circuits.
Merril Publishing Company. USA 1990.

[2] CHEN, Wai-Kai.
Passive and active filters, theory and implementations.
Ed. John Wiley & Sons, Inc. 1986.

[3] COUGHLIN, Robert F.; DRISCOLL, Frederick F.
Circuitos integrados lineales y amplificadores operacionales.
Prentice-Hall Hispanoamericana, S.A. 2º Edición. México 1987.

[4] FAULKENBERRY, Luces M.
Introducción a los amplificadores operacionales con aplicaciones a CI lineales.
Ed. Limusa. México 1992.

[5] GRAY, Paul R.; Meyer, Robert G.
Análisis y diseño de circuitos integrados analógicos.
Ed. Prentice-Hall Hispanoamericana. México 1992.

[6] LAM, Harry Y-F.
Analog and digital filters: design and realization.
Ed. Prentice-Hall. USA 1979.

[7] PALLAS ARENY, Ramón.
Sensores y acondicionadores de señal.
Ed. Marcombo S.A. 2º Edición. España 1994.

[8] PSENICKA, Bohumil.
Filtrado de señales analógicas (filtros pasivos e activos).
Facultad de Ingeniería, UNAM. México 2001.

[9] TIETZE, Ulrich; SCHENK, Christoph.
Circuitos electrónicos avanzados.
Ed. Springer-Verlag. España 1983.

Páginas Web

[10] El sistema nervioso
http://www.ibi.herrera.unt.edu.ar/Temas/sist_nervioso/página1.htm
(visitada el 26 de Enero del 2005)

[11] Effects of joint immobilization on firing rate modulation of human motor units
http://jp.physoc.org/cgi/content/full/530/3/507.pdf
(visitada el 15 de Febrero del 2005)

[12] Índice Tejido Muscular
http://escuela.med.puc.cl/paginas/Cursos/segundo/histologia/HistologiaWeb/IndiceMuscular.html
(visitada el 15 de Febrero del 2005)

[13] Músculo Deltoides
http://www.vgr.es/~dlcruz/musculos/musculos/deltoides.htm
(visitada el 15 de Febrero del 2005)

[14] 3M World Wide
http://www.3m.com
(visitada el 15 de Febrero del 2005)

[15] The optimal use of myoelectrodes
www.healthcare.ottobock.com/info_download/pdf/Elektroden_Text_GB.pdf
(visitada el 18 de Febrero del 2005)

[16] Biopotential signals
www.njit.edu/bme/classes/Mr.Bergen/BME687%20%20Biopotential%20signals.pdf
(visitada el 18 de Febrero del 2005)

[17] Biosemi EEG ECG EMG BSPM NEURO amplifier systems
www.biosemi.com/faq/prices.htm
(visitada el 20 de Febrero del 2005)

[18] Investigation into the origin of the noise of surface electrodes
www.biosemi.com/publications/pdf/ElectrodesMBEC.pdf
(visitada el 20 de Febrero del 2005)

[19] Grasp Recognition From Myoelectric Signals
http://www.araa.asn.au/acra/acra2002/Papers/Ferguson-Dunlop.pdf
(visitada el 20 de Febrero del 2005)

[20] Important Factors in Surface EMG Measurement
http://www.bortec.ca/Images/pdf/EMG%20measurement%20and%20recording.pdf
(visitada el 20 de Febrero del 2005)

[21] A designer's guide to instrumentation amplifiers
www.analog.com/UploadedFiles/Associated_Docs/506504991661207627023961236 15CHAPTER_I.N.pdf
(visitada el 26 de Febrero del 2005)

[22] Precision G = 100 Instrumentation Amplifier
http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ina131.pdf
(visitada el 25 de Marzo del 2005)

[23] Amplificador operacional quadruple bajo ruido
[24] Regulador de voltaje de 5 V positivo
[25] Regulador de voltaje de 5 V negativo
http://www.agspecinfo.com
(visitada el 29 de Marzo del 2005)

[26] Fuente regulada
http://kim.ece.buap.mx/comunikece/archivos/REPOREPCL.pdf
(visitada el 9 de Mayo del 2005)

[27] Electromyography fundamentals
www.ac.wwu.edu/~chalmers/EMG/Fundamentals.pdf
(visitada el 27 de Junio del 2005)

[28] A virtual prosthesis control based on neural network for EMG parttern classification
www.personal.rdg.ac.uk/~sir02ada/documents/lamounierlastedAsc2002.pdf
(visitada el 27 de Octubre del 2005)

[29] Eliminating 60 Hz noise
www.tdt.com/Webhelp/BS_Webhelp/Apendix/Eliminating_60_Hz_noise.htm
(visitada el 30 de Enero del 2006)

[30] Fundamental concepts in EMG signal acquisition
[31] Surface electromyography: detection and recording
www.delsys.com/library/tutorials.htm
(visitada el 30 de Enero del 2006)

[32] Etapa de amplificación
http://dac.escet.urjc.es/PFC/cristina_rodriguez/node35.html
(visitada el 30 de Enero del 2006)