

**UNIVERSIDAD RICARDO PALMA**

FACULTAD DE INGENIERÍA

ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**“PROCESAMIENTO DE SEÑALES DE  
ELECTROMIOGRAFÍA SUPERFICIAL PARA LA  
DETECCIÓN DE MOVIMIENTO DE DOS DEDOS  
DE LA MANO”**



TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE  
INGENIERO ELECTRÓNICO

PRESENTADO POR CARLOS ARTURO ALVA CORAS

LIMA – PERÚ - 2012



*Dedicado a mis padres, amigos y profesores quienes dieron  
contribución con mucho de su apoyo Incondicional*

## AGRADECIMIENTOS

El trabajo presente fue realizado en su mayoría en Laboratorio Circuitos digitales del campus de la Universidad Ricardo Palma, en este sentido, se tiene un profundo agradecimiento a las siguientes: Ing. Javier Cieza, Dr. Ing. Oscar Penny e Ing. Jorge Ubillus.

Además se conto con mucho apoyo de colegas quienes dieron aportes entre ellos están: Bach. Ing. F. Escuadra, Bach. Ing. A. Hurtado e Ing. M. Bazán.

# ÍNDICE

Capítulo I : Introducción.....	9
1.1 Antecedentes .....	11
1.2 Objetivo General .....	12
1.3 Objetivos específicos.....	12
Capítulo II : Marco teórico - Teoría y conceptos generales .....	14
2.1 Electromiografía (EMG) .....	14
2.2 Unidades EMG y composición.....	16
2.2.1 Unidad Motora (UM) .....	16
2.2.2 Fibras Musculares.....	17
2.2.3 Dendrita de la UM.....	17
2.2.4 Axón de la UM .....	18
2.3 Composición de la señal EMG.....	18
2.3.1. Disparos de la Unidad Motora.....	18
2.3.2. Potencial de Unidad Motora (PUM) .....	18
2.3.3 Tren de Potencial de Unidad Motora (TPUM).....	18
2.4 Características de la señal EMG superficial (sEMG).....	20
2.5 Tipo de estudio de electromiografía.....	20
2.6 Sensores.....	21
2.6.1 Sensores invasivos.....	21
2.6.2 Sensores no invasivos.....	22
2.6.3 Composición de sensores no invasivos .....	22
2.6.4 Distancia entre el sensor no invasivo .....	23
2.6.5 Requisitos para el estudio con electrodos sEMG .....	25

2.6.6 Configuraciones del electrodo.....	26
2.6.7 Perturbación de la señal captada del sensor SEMG .....	27
2.7 Acondicionamiento de la señal sEMG .....	28
2.7.1 Características de la onda de la señal SEMG .....	28
2.7.2 Amplificación instrumental.....	30
2.7.3 Parámetros del sistema .....	32
2.7.4 Amplificador instrumental INA .....	33
2.7.5 Ancho de banda de trabajo .....	34
2.7.6 Filtrado Analógico.....	34
2.8. Filtrado Digital .....	38
2.8.1 Teoría digital .....	38
2.8.2 Filtros no recursivos .....	40
2.8.3 Filtros recursivos .....	41
2.8.4 Conversión analógica digital – digital análogo .....	44
2.8.5 Procesador digital de señales.....	44
Capítulo III Marco Metodológico - Análisis e implementación de circuitos.....	47
3.1 Método de investigación. ....	47
3.2 Condiciones de lugar de trabajo .....	47
3.3 Señales sEMG Adquiridos .....	48
3.4 Pre amplificación.....	49
3.5 Filtrado análogo.....	52
3.5.1 Filtro pasa bajo en señal sEMG.....	53
3.5.2 Notch tipo gyrator para semg .....	53
3.5.3 Filtro pasa alto para sEMG.....	55
3.6 Etapa Acondicionadora para la digitalización y análisis sEMG .....	55
3.7 Aislamiento eléctrico en la digitalización de la señal sEMG.....	56
3.8. Señales de Electromiografía superficial (sEMG).....	57

3.8.1 Electromiografía dedo Pulgar.....	57
3.8.2 Electromiografía dedo meñique. ....	58
3.9 Análisis en el tiempo .....	59
3.10 Análisis en la frecuencia.....	62
3.11 Perturbaciones extrínsecas sEMG .....	65
3.12 Procesamiento digital .....	67
3.12.1 Digitalización de la señal .....	67
3.12.2 Herramientas de análisis en tiempo y en frecuencia usando registros	69
3.13 Análisis en el desarrollo de filtros digitales .....	69
3.14 Filtros no recursivos FIR .....	70
3.14.1 Implementación FIR en DSP.....	70
3.15 diseño de filtro recursivos IIR .....	73
3.15.1 Implementación IIR forma directa II en cascada en DSP .....	74
3.16 Rectificación de señal sEMG filtrada.....	79
3.17 Detección de envolvente digital .....	79
Capítulo IV Implementación y resultados.....	80
4.1 Implementación del sistema .....	80
4.1.1 Tarjeta de acondicionamiento sEMG de dos canales.....	81
4.1.2 Tarjeta de desarrollo DSP TMS320C6713.....	84
4.2 Resultados para la secuencia 1 .....	86
4.2.1 Resultados de la tarjeta de acondicionamiento.....	87
4.2.2 Resultados del Filtrado digital implementado en el DSP.....	89
4.2.3 Rectificador digital implementado en DSP .....	89
4.2.4 Resultados del detector de envolvente en el DSP .....	89
4.2.5 Algoritmos y resultados en la detección.....	90
4.3 Resultados para secuencia 2 .....	92
4.3.1 Resultados de las etapas del sistema .....	92

4.3.2 Pruebas y entrenamiento .....	95
Observaciones .....	98
Capítulo V - Conclusiones y recomendaciones.....	100
Conclusiones .....	100
Recomendaciones y trabajo futuro .....	101
BIBLIOGRAFIA.....	105
APÉNDICES .....	109
Apéndice A.....	110
Apéndice B.....	111
ANEXOS.....	118
ANEXO 1 .....	119
ANEXO 2.....	121

# Capítulo I : Introducción

La tecnología aplicada hoy en día tiene amplia gama de disciplinas entre ellas está la rama electro-médica, la cual es parte del estudio de la ingeniería electrónica, ya que en si es una área multidisciplinaria que involucra en especial muchas ramas de la ingeniería y la medicina humana. Mencionando esto, la electrónica será fundamental para este trabajo de tesis, en conjunto con un estudio de otras disciplinas como Neurofisiología en Electromiografía (EMG), para así desarrollar un sistema capaz de procesar las señales mioeléctrica del brazo humano con un circuito acondicionamiento análogo y filtrado digital, para este caso detectar los movimientos de dos dedos de la mano dando un aporte que servirá a estudios posteriores a colegas futuros mostrando el uso de los conocimientos ganados a lo largo de la carrera profesional.

En el presente, las investigaciones realizadas en el área de Electromiografía superficial más conocido como sEMG [14] y sus aplicaciones están muy difundidos por los mismo fabricantes de los sensores EMG existentes en el mercado. Estos muestran sus productos y aplicaciones en general brindando un listado de proyectos hechos con los aportes de ellos y se nota en si el desarrollo conjunto de la ingeniería. Es decir, paralelamente, los medios físicos, en este caso, los sensores, se mejoran para brindar un mejor producto y haciendo uso del avance tecnológico de la electrónica el cual crece exponencialmente. Y así logran hacer sistemas que producen un impacto a la sociedad quien es beneficiada.

Este proyecto de tesis busca de una manera el uso de la electrónica analógica y digital un medio adecuado y compatible entre sí a fin de tener a disposición la señal mioeléctrica pura y libre de ruido, haciendo una breve definición del sEMG,

podemos decir que es aquella señal eléctrica que emana desde los músculos ante una contracción sea voluntaria o involuntaria hacia la superficie de la epidermis [14].

La visión que tiene la biomédica con ayuda de la Ingeniería, es poder dar calidad de vida a nuestro semejantes y hacer un cambio significativo a nuestra historia. Entre los cuales ya existen hechos y grandes aplicaciones de esta disciplina. La presente investigación aporta a las siguientes áreas [4]:

Neurofisiología

Control motriz

Medicina de rehabilitación

Ingeniería biomédica

Se consideró para este trabajo el uso de sensores superficiales considerados como elementos no invasivos, a diferencia de los invasivos, estos no presentan riesgos de infección a la persona, dado que son sensores con un conductor metálico adherido a un gel conductor que facilita la captación de la señal eléctrica que se emana en la superficie de la piel producto de la actividad muscular al realizar un esfuerzo. En el presente trabajo se tiene en consideración el aislamiento eléctrico entre la línea eléctrica comercial y la persona haciendo uso de baterías para alimentar los circuitos.

Si se solo se considera sistemas analógicos para el procesamiento del sEMG, se limitaría en diseñar filtros analógicos. Sin embargo, mientras más componentes tienen un sistema, el ruido térmico, interno, entre otros, siempre se sumaran e incrementara la perturbación de la señal original. Es por eso que los filtros se deben procurar ser de bajo orden para tener menos ruido el cual contribuye en especial los componentes resistivos [3]. Para adicionar, la teoría aplicada para el procesamiento análogo está

diseñada en base al plano  $s$  (transformada de Laplace), en vista que los elementos pasivos pueden ser expresados en funciones de transferencias y obtener la gráfica de Bode para observar la respuesta en frecuencia.

El procesamiento digital, es un enfoque relativamente nuevo y contiene un sinnúmero de opciones y flexibilidad para un cambio sin necesidad de modificar el hardware. Basta solo el algoritmo plasmado en un programa que es el que se ejecuta en el procesador. En suma, la amplia gama de procesadores y fabricantes permiten tener potestad de escoger de acuerdo a la economía. La decisión que se tomó para este trabajo, fue por necesidad y familiaridad en la familia de DSP de Texas Instruments. Por excelencia es un procesador hecho con una arquitectura dedicada a sentencias comunes usadas para el procesamiento digital, entre estos están, el filtrado digital (filtros recursivos, filtros no recursivos, adaptativos, etc.), convolución, transformada rápida de Fourier (FFT), aplicaciones de telecomunicaciones como DMTF, corrección de errores, modulaciones digitales, etc. [19]

## **1.1 Antecedentes**

El primer paso para el estudio de sEMG es crucial saber la ubicación de los electrodos, como se llegó a estudiar por Itoh [21], los cuales están definidos los puntos donde estos se ubicaran para obtener una calidad de señal óptima siempre y cuando se tenga un sistema de registro de electromiografía adecuado.

Las técnicas de procesamiento de las señales sEMG para poder discriminar los movimientos de los dedos están basados en redes neuronales tal como se realiza Ishii [9], sin embargo los resultados de reconocimientos de dedos están como un máximo de 57.5% de efectividad. Sin embargo, la combinación de técnicas entre las que destacan es la auto regresión en combinación con análisis discriminante lineal tal como se realizó por Roca [27] en donde se obtuvo una precisión de clasificación del 90% de

los movimientos de los dedos contando con mayor confiabilidad en sus resultados. En ambos casos, el procesamiento en tiempo real no fue realizado y la avanzada técnica de procesamiento requiere un alto índice de procesamiento o computación del procesador usado o simplemente puede ser aplicado posteriormente a un registro en un determinado tiempo en un software aparte para dar respuesta luego de un vencer un temporizador pre configurado. A pesar de la existencia de herramientas avanzadas para la clasificación de movimiento, tal como la descomposición de wavelet [28], implica contar con herramientas que impliquen un análisis después tener un número  $n$  de muestras y hacer comparaciones después de esta etapa implicando mucho mas computación para su desarrollo.

La importancia de la discriminación de la flexión de los dedos de la mano humana, es poder utilizar señales biológicas resultado de dichos movimientos como punto de referencia a sistemas robóticos, para el encendido de actuadores. Para que esto sea posible, es necesario procesar la señal biológica y dar una interpretación final dando resultado señales digitales como control de sistemas mecánicos.

## **1.2 Objetivo General**

Desarrollar una aplicación en hardware capaz de detectar la flexión del dedo pulgar y del dedo meñique de la mano de una persona, con un mínimo error usando sensores de sEMG y técnicas de procesamiento de señales en tiempo real.

## **1.3 Objetivos específicos**

Acondicionar correctamente la señal de sEMG de dos canales para su digitalización.

Filtrar la señal de sEMG de dos canales utilizando filtros digitales post acondicionamiento analógico.

Desarrollar una aplicación que permita rectificar y detectar la envolvente sEMG para ambos canales.

Discriminar la flexión de los dedos pulgar y meñique de la mano en base a un algoritmo de comparación de amplitud de envolventes.

Contar con una salida visual de la respuesta del sistema en tiempo real y un registro digital de este a fin de obtener mejor detalle.

# Capítulo II : Marco teórico - Teoría y conceptos generales

## 2.1 Electromiografía (EMG)

La electromiografía es una disciplina, el cual detecta, analiza y procesa las señales eléctricas emitidas por la contracción de los músculos.

El termino electromiografía (EMG), se considera adecuado su uso para el pasado, ya que la única manera de obtener dichas señales era por medio de gráficos. Sin embargo el avance de la tecnología permite al registro por medio de dispositivos electrónicos análogos y en la actualidad digital. Es por ese motivo que se considera el termino señal Mioeléctrica como la mejor que se adecua en el presente. Pero, el termino EMG sigue con uso dominante en especial de ambientes clínicos [23].

EMG es sinónimo de electromiograma, que es la medición de potenciales eléctricos creados por la contracción de los músculos. Internamente, los músculos generan tensiones alrededor de 100mV cuando se contraen. Estas tensiones son muy atenuadas por el tejido interno y la piel, y que son débiles pero mesurable en la superficie de la piel. Típicas señales EMG superficial (sEMG) para los músculos grandes, como el bíceps, están alrededor de 2.1mV en amplitud. Señales sEMG contienen frecuencias que van de 2 Hz o inferior a 500 Hz o mayor. Un caso especial del EMG es el ECG (electrocardiograma), a menudo referido como el EKG (electrokardiograma) debido a su origen alemán, que es una medida EMG del corazón. Señales de ECG son muy

fuertes - a menudo 4.3mV en amplitud. En la figura 2.1 vemos una gráfica de la señal EMG clásica [5].

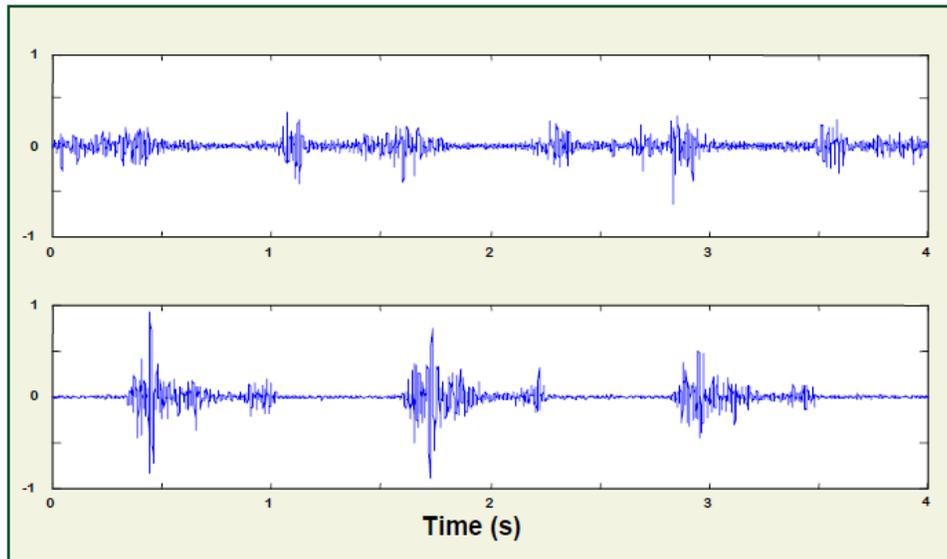


Figura 2.1 Dos señales EMG producido por la contracción del bíceps. La escala de Tiempo es 500ms por recuadro. [25]

Una definición más técnica sobre la electromiografía viene a ser: “La electromiografía es un método de valor incalculable para determinar los patrones de activación de los músculos implicados en un movimiento en particular. La unidad de contracción muscular es la unidad motora, que está compuesta por una motoneurona cuyo cuerpo celular está localizado en el cuerno anterior de la materia gris medular, su axón y una serie de fibras musculares inervadas por dicho axón. Al igual que las células nerviosas, las células musculares o fibras mantiene, en reposo, una diferencia de potencial eléctrico (voltaje) a través de la membrana celular. Cuando el impulso nervioso va por una ramificación terminal del axón de una motoneurona alcanza la placa terminal motora, se libera un transmisor, la acetilcolina, de la membrana

presináptica. Este transmisor excita la membrana muscular postsináptica y si es adecuado para alcanzar el umbral, se produce un potencial de acción que se desplaza por la fibra muscular en cualquier dirección de la placa motora terminal hasta los tendones. Todas las fibras musculares de la unidad motora se activa prácticamente de forma sincronizada, y la suma resultante de los potenciales de acción individuales que se desplazan por las fibras musculares de la unidad motoras se denomina potencial de acción de la unidad motora”. [23]

La fuerza de contracción muscular total se incrementa por medio de dos mecanismos: el reclutamiento de unidades motoras previamente inactivas y el incremento de la frecuencia de descarga de unidades ya activas. La señal Mioeléctrica es la integración temporal y espacial de todos los potenciales de acción de la unidad motora detectados utilizando uno o dos electrodos a partir de un cierto volumen de tejido. La señal Mioeléctrica, cuando se amplifica y se registra, se denomina electromiograma, y el proceso de obtención, procesamiento y análisis de señales electromiográficas (EMG) se denomina electromiografía. [23]

## **2.2 Unidades EMG y composición.**

### **2.2.1 Unidad Motora (UM)**

Las neuronas motoras se originan en la corteza cerebral motora de ahí se interconectan con otras neuronas motoras del tronco cerebral (Tálamo y Bulbo Raquídeo) y finalmente a la medula espinal, en el cuerno ventral terminando en su órgano receptor que son los músculos. [14] Ver Figura 2.2

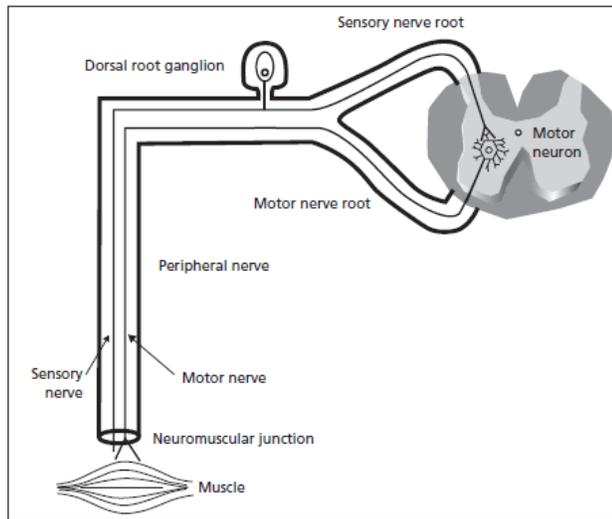


Figura 2.2 Unidad Motora [4]

Para ser más completo se procede a explicar las partes que la componen la Unidad Motora (UM): Las fibras musculares que están unidas por las ramificaciones de la motoneuronas, dendrita y axón que se extiende a dichas fibras individuales. [4]

### 2.2.2 Fibras Musculares.

Son las fibras individuales de un músculo los cuales están inervados por las ramificaciones de la motoneurona. Cuando se excitan, estas fibras producen una fuerza de contracción las cuales en forma consecutiva genera la fuerza tetánica. Aquella fuerza que nos permite interactuar con el medio que nos rodea. En la figura 2.2 se puede observar estas fibras musculares las cuales conforman el músculo completo. [14]

### 2.2.3 Dendrita de la UM

Esta unida al cuerno ventral o anterior de la espina dorsal y es la unión que tiene la UM al cuerno. [14]

#### **2.2.4 Axón de la UM**

La motoneurona se ramifica a las fibras musculares por medio de su axón o cuerpo de la sinapsis quien permite el envío de señales eléctricas a los músculos. Cuando se llega a conectar o unir a las fibras individuales, se llega a tomar el término de inervación. [14]

### **2.3 Composición de la señal EMG.**

#### **2.3.1. Disparos de la Unidad Motora.**

Es la tasa de excitación de las unidades motoras que producen la fuerza de contracción a las fibras musculares individuales. Cuando la tasa de disparos aumenta esta produce más contracciones produciendo al final la fuerza tetánica o fuerza de salida. [23]

#### **2.3.2. Potencial de Unidad Motora (PUM)**

Es el potencial eléctrico producido por una unidad motora hacia sus fibras musculares individuales. Estos potenciales se producen cada vez que haya un disparo de la UM. [23]

#### **2.3.3 Tren de Potencial de Unidad Motora (TPUM)**

Es la sucesión de PUM producido por una UM. El conjunto de trenes de potencial de unidades motoras son los que producen la señal EMG que son captados por el sensor. Ver figura 2.3. Se observa que la suma de estos TPUM produce la señal EMG vista por un equipo electrónico. Esto se llama superposición de TPUM's.

Cuando una actividad muscular se está produciendo, primero se recluta la menor cantidad de UM's. La primera UM es la que tiene una tasa de disparo superior a la siguiente, pero su PUM es menor de las últimas reclutadas.

En resumen cuando el reclutamiento de UM es mayor producirá más fuerza tetánica. Es así como la señal EMG tiene su forma característica.

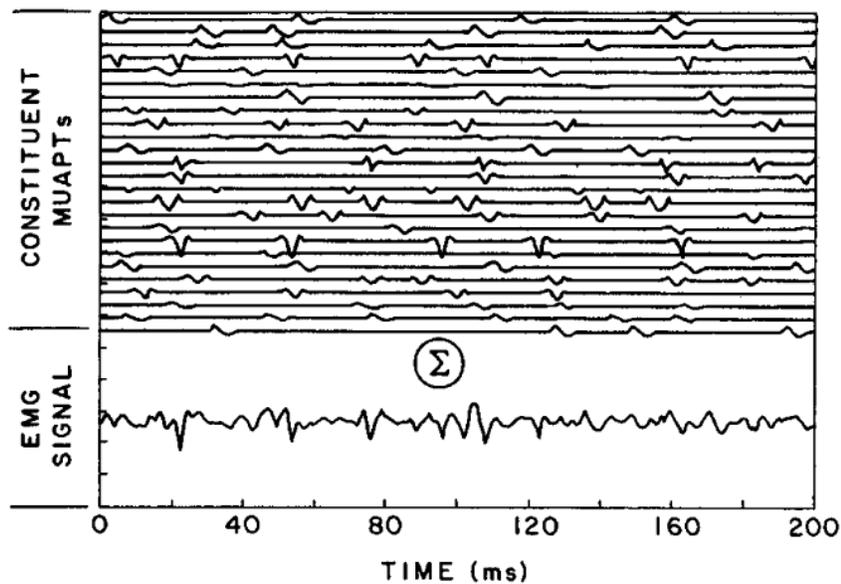


Figura 2.3. Superposición de TPUM's. En la señal inferior es la sumatoria de 25 TPUMs lo cual conforma la señal cruda EMG. [23]

## **2.4 Características de la señal EMG superficial (sEMG)**

La señal EMG superficial (sEMG) está compuesta por la superposición de TPUM's las cuales el rango de frecuencias puede estar clásicamente de 2 a 500 Hz [5]. Pero cabe resaltar la existencia de algunas señales Mioeléctrica que están fuera de este rango alcanzando frecuencias superiores a los 10KHz tal como los que componen PUM.

El potencial eléctrico que produce la contracción de los músculos puede variar según la posición y tamaño del músculo a ser analizado. Por tratarse de señales Mioeléctrica de los dedos, éstas se encuentran en el antebrazo y con valores inferiores a los 30mV [21]. Está claro que, el ruido será un factor externo que corrompe la señal final, sin embargo, el método de eliminar esto será crucial en este proyecto de tesis.

La señal sEMG son captadas por sensores capaces de ser medibles e incluso un mal diseño del circuito pre amplificador es crucial dado que permitirá tener la menor cantidad de ruido y distorsión por los medios extrínsecos.

## **2.5 Tipo de estudio de electromiografía**

La práctica de electromiografía tiene fines médicos para el tratamiento o diagnóstico sobre los siguientes síntomas que se detalla en [4]:

Un paciente que se queja de entumecimiento

Paciente que se queja de hormigueo

Paciente con dolor

Paciente con debilidad

Paciente con cojera

Paciente con músculo atrofiado

Paciente con unos tendones con defectos.

Paciente con fatiga

El estudio de electromiografía está dividido por el uso de los electrodos para la captación de señales de los músculos. Los electrodos dan un enfoque definido y con un fin en común, si bien la naturaleza de los sensores es distinta, la ubicación sigue siendo la misma.

En la siguiente sección se muestra más detalle de hacia dónde enfoca el estudio de cada sensor. Por último, el estudio en el dominio de tiempo y/o de la frecuencia es ahí donde da resultados según lo que se quiera diagnosticar

## **2.6 Sensores**

Como se desarrolla la historia de la Electromiografía, es el tipo de sensor que clasifica el estudio de dicha señal.

### **2.6.1 Sensores invasivos**

Los sensores invasivos se refiere a los electrodos que necesariamente deben penetrar la piel y estar adjunto al músculo en estudio, a pesar que este trabajo de investigación no está involucrado a este tipo de electrodos, es importante remarcar las diferencias para tener en claro el uso recomendado para este tipo de sensor.

Entre los que destacan es el electrodo aguja, este tiene la capacidad de tener un amplia calidad para la visualizar PUM, control de las propiedades de los UM (tasa de disparo, reclutamiento, etc.) y electromiografía clínica exploratoria. Por último el otro de tipo de sensor es el electrodo tipo alambre fino recomendado para el estudio profundo de kinesiología, estudio profundo neurofisiológico, estudio limitado de las propiedades de las unidades motoras y un profundo estudio con grabación de músculos profundos [23].

### **2.6.2 Sensores no invasivos**

El sensor no invasivo hace referencia de los sensores EMG que se ubica por encima de la piel, más no ingresado a través de este órgano; permitiendo un estudio sin agujas que implica un estricto uso. Eso no quita responsabilidad para el uso de los electrodos adhesivos, se debe tener en cuenta aun el riesgo eléctrico que puede tener el paciente en caso de no contar con un sistema de aislamiento o seguridad del sistema electrónico.

La electromiografía superficial se recomienda para el estudio de la relación de tiempo de fuerza y la señal sEMG, estudio kinesiológicos superficial, estudio neurofisiológico superficial del músculo, estudio fisiológicos y hacer una interface entre un individuo y un aparato electromecánico [23]. Es a partir de este enfoque de estudio que se basa el trabajo de esta tesis.

### **2.6.3 Composición de sensores no invasivos**

Es el electrodo aquel dispositivo que entra en contacto con la capa superficial de la piel, para lo cual se necesita el mejor contacto y este a la vez debe tener una baja impedancia. La composición del gel conductor es por lo más común es Ag/AgCl. Sin embargo, existen patentes de unas marcas de proveedores los cuales tiene una configuración o composición únicas las cuales tienen sus ventajas sobre otros o una aplicación específica [29]. Para este caso, en su mayoría se ha utilizado los sensores ECG los cuales tienen la misma composición y tamaño, claro está que la distancia de los

sensores tiene que estar lo más cerca posible para evitar ruido por diafonía, la cual comprende de la superposición de señales ajenas al estudio. Según las recomendaciones producidas por la European Concerted Action Surface EMG for noninvasive assessment of muscle, indica que las medidas de un electrodo en su diámetro debe ser menor o igual a 10mm y la separación entre ambos electrodos debe ser menor o igual que 20 mm [26]. Lo cual se llego a adecuar los electrodos utilizados en ECG modificando su parte adhesiva mas no sobre el electrolito el cual se mantiene en su totalidad ver figura 2.4.

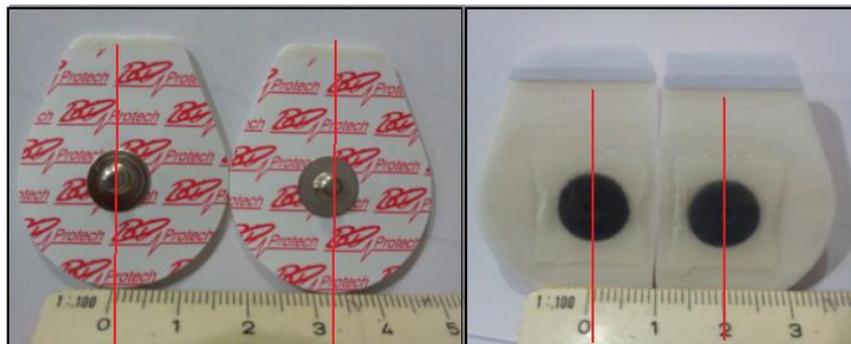


Figura 2.4. Sensores AgCl modificados. A la izquierda distancia entre ambos electrodos aproximadamente a 3.3mm. A la derecha distancia aproximada a 2 mm siendo modificado los electrodos descartables

#### **2.6.4 Distancia entre el sensor no invasivo**

La distancia entre los sensores está comprendida en el tipo de topología de sistema electrónico de amplificación. En este caso de estudio, se da uso a los amplificadores diferenciales simples, el cual es característico de amplificadores instrumentales INA128 de la familia de Texas Instruments [16].

Este tipo de configuración para pre-amplificación establece la ubicación y separación de los electrodos, veamos con más detalle la explicación teórica del amplificador diferencial simple y como acortando la distancia entre sensores permite disminuir notablemente la calidad de la señal.

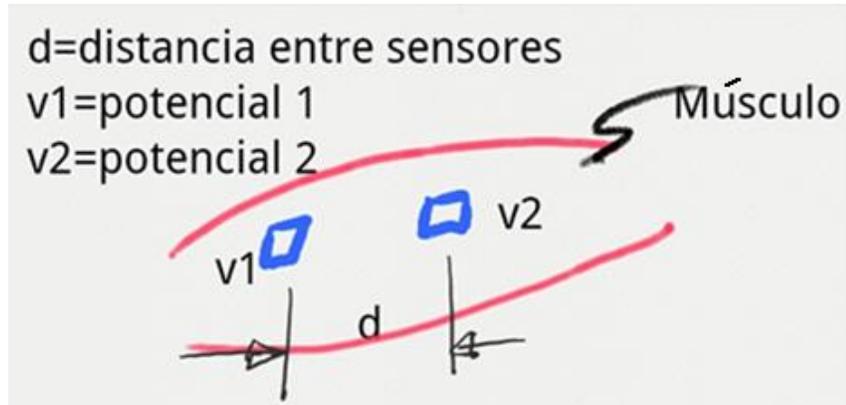


Figura 2.5 Distancia de los sensores sEMG.

Como se puede observar la figura 2.5 la distancia definida por  $d$  en el espacio entre los dos electrodos los cuales tiene dos potenciales eléctricos  $v1$  y  $v2$ , siendo captados por una actividad muscular. Al derivar la emanación de señal a través de la piel,  $v1$  y  $v2$  no son iguales dado que la velocidad en la que viaja la señal sEMG es un aproximado de 2 a 5 m/s en la cual fluye en un sentido y dirección [14]. Sin embargo, el ruido es común en ambos puntos, definiendo el ruido  $n$  la magnitud registrada en cada uno de los electrodos.

$$V_{out} = (v1 + n) - (v2 + n) \quad (2.1)$$

$$V_{out} = v1 - v2 \quad (2.2)$$

Como se ve siempre la salida de un amplificador diferencial hace una diferencia según ecuación 2.1, las magnitudes de las señales captadas y como  $n$  es común en ambos lados, este teóricamente es eliminado según la ecuación 2.2, a pesar que esta configuración ayuda en mucho la calidad de la señal, existe un ruido extrínseco e intrínseco permanente los cuales, para el primer caso, puede ser eliminado con el uso de tecnología, como por ejemplo, valores altos de la relación CMRR. Este tipo de ubicación tiene como fin principal evitar la interferencia característica de la diafonía con señales provenientes de otras fuentes bioeléctricas.

### **2.6.5 Requisitos para el estudio con electrodos sEMG**

Para el estudio sEMG, el uso y ubicación de los electrodos es crucial para la fidelidad, calidad, confiabilidad y amplio detalle para diagnóstico médico, es por eso que el proceso de limpieza de la cutis o dermis a donde se aplicará debe estar libre de vello, para eso se recomienda usar el método de dejar la zona de estudio sin defecto que impida o corrompa la señal [26]. Por último, dado la característica circular del área del electrodo y disposición del electrodo es necesario tener la menor impedancia posible para esto abarcar todo el área posible sería de ayuda relativamente. Pero, dado que la diafonía aumentaría si el área de adhesión aumentaría, dado que siempre existen músculos juntos uno al otro. En consecuencia, la diafonía sería altísima, es decir, la superposición de señales sEMG sería sumada y mostrada a la vez, alterando el resultado final e interpretación.

En el proyecto de tesis la diafonía es atenuada por la corta distancia entre los dos puntos ubicados, el uso de un amplificador instrumental de un alto CMRR, además con referencias a trabajos anteriores donde se indica la mejor ubicación de los electrodos, estos se verán con más detalle.

### **2.6.6 Configuraciones del electrodo**

Los tipos de electrodos existen para cada función o ubicación especial, como se adjunta en la siguiente lista tal como [13]:

Tríodo de electrodos.

Electrodo de cinta simple

Electrodos simples

Electrodos en bandas

El uso del tríodo de electrodos tiene una propiedad característica que aumenta la relación señal-ruido, dado que las dos potenciales diferencias y la referencia están a una corta distancia.

Los electrodos de cinta simple tienen la ventaja de ser el más adecuado para el estudio de músculos largos y delgado dado que en lo largo de la cinta se llega a adherir en paralelo al músculo.

Electrodos simples, son los estándares para el cual tiene la ventaja para la distribución y ubicación libre según el usuario, además los tamaños y electrolítico varía según fabricante.

Por último los electrodos de banda, son electrodos ubicados en bandas que se ajustan en una extremidad humana específica, como el cráneo, mandíbula, zona del fémur, etc.

Para los casos estudiados los electrodos simples se usara en ubicación más corta y por encima del músculo en la zona del antebrazo.

### **2.6.7 Perturbación de la señal captada del sensor SEMG**

Los factores que influyen en la sEMG tiene dos clases divididas siendo por causas intrínsecas y extrínsecas, siendo el último manejable por el usuario y según la tecnología usada puede ser atenuado o relativamente eliminado.

Según [14] los factores intrínsecos son:

La orientación de la fibra muscular

Tendón

Borde del músculo

Configuración

Configuración del electrodo

Los factores intrínsecos, son los elementos de perturbación de que no puede de ninguna forma ser controlados por el usuario. Entre los que más destacan es la señal que se superponen, como el EKG o electrocardiográfico, presión sanguínea, tejido subcutáneo, entre otros muchos. En todo caso para obtener una buena muestra de la señal sEMG se recomienda que el paciente debe estar en reposo para atenuar el ruido artefacto, el cual también disminuiría ritmo el cardiaco, con esta lógica es una manera de evitar la perturbación ante una evaluación pero estos nunca serán eliminados, solo atenuados.

A continuación se clasifica el tipo de perturbaciones existentes en una sEMG [23]:

Ruido Fisiológico

Ruido del ambiente

Ruido línea base

Ruido movimiento artefacto

El ruido fisiológico es el que se producen por la superposición de otras señales bioeléctricas que son perjudiciales dado que se encuentran dentro del mismas frecuencias de trabajos.

El ruido del ambiente es aquel que tiene la radiación de elementos externos, siendo el más común ruido de inducción eléctrica de 50-60Hz.

Ruido de línea base es aquel ruido que se produce por cambio electroquímicos producto natural ante excitaciones del músculo y piel. Además el ruido termal característico en todo sistema electrónico.

El ruido movimiento artefacto aquel producto del movimiento inducido fuerza al momento del estudio.

## **2.7 Acondicionamiento de la señal sEMG**

El acondicionamiento de la señal mioeléctrica está basado en dos principales puntos, pre-amplificación, filtrado de frecuencias bajas, filtrado de ruido de ambiente (Notch) y filtrado de frecuencias altas (filtro anti-aliasing). Eso limita en ancho de banda y limpia la señal de toda perturbación externa. Sin embargo, el procesamiento post-análogo es conveniente tratarlo con procesamiento digital dado que es flexible y no fijo como el análogo, además permite un ahorro de coste y flexibilidad alta. Estos detalles se verán en el próximo capítulo.

### **2.7.1 Características de la onda de la señal SEMG**

La característica más resaltante de una señal EMG es similar a una señal modulada en amplitud (AM), lo cual es sencillo realizar una relación fuerza – señal para determinar la actividad de un músculo [14].

Tipo de señal	Rango de frecuencia
Complejo P,QRS,T	0.05-100Hz
Monitor ECG	0.67-40Hz
Electrograma intracardiaco	10Hz-1kHz
EMG superficial	2-500Hz
Potenciales de acción de potencial motora	5Hz-10kHz

Tabla 2.1 Rango de frecuencias de señales Bioeléctricas [3]

Según la tabla adjunta según 2.1, la señal superficial EMG viene de un rango de 2 a 500 Hz las componentes que la crean. Estos valores experimentales varían según las condiciones sin embargo, es considerado como elemento de partida para el estudio en frecuencia de este trabajo de tesis.

Claro está que a pesar que la señal de perturbación se encuentran dentro del rango mencionado, es necesario crear los filtros para atenuar ambas señales, EMG y ruido. Las técnicas para eliminar algunos ruidos son algunas veces con la modificación físico

de los componentes, entre el que destaca es el trenzado de las líneas de transmisión (conductor entre el electrodo y la entrada al sistema electrónico), además del tipo de metal conductor, el tipo de gancho al electrodo, distancia entre las líneas de transmisión de la placa electrónica, aislamiento a tierra en pista de la placa electrónica, calidad en las uniones entre los pines y la placa electrónica, capa aislantes y protección a la inducción o riesgo eléctrico, etc.

### 2.7.2 Amplificación instrumental

El amplificador instrumental juega un papel importante en la obtención de la señal bioeléctricas, sea el tipo al que está orientado, ECG, EMG, EEG, etc. Además del tipo de configuración interna la cual se compone. Entre las características de un amplificador instrumental se enlista en la tabla 2.2.

Características	Contribución	Rangos
Bajo voltaje de Offset	El baja salida DC del amplificador permitirá saturación en los otros amplificadores	< 100uV
Baja corriente BIAS de entrada	El bajo consumo de corriente de entrada, permitirá que el electrodo no modifique la composición	<5fA

	químico-eléctrico del electrolito	
Alto CMRR	Tener un alto rechazo al modo común	>85dB
Rango de alimentación	Permitir la variedad de tipo de alimentación tanto de alto y bajo consumo	Depende del usuario
Encapsulamiento	Según las características de la presentación del sistema electrónico	Depende del usuario

Tabla 2.2 Características de un Amplificador Instrumental [23]

Las configuraciones internas varían según el tipo de integrado a usar, entre las ventajas que se pueden tener es la facilidad de acceso a partes del circuito amplificador con la opción de modificar estas variables con solo agregar componente pasivos, un caso típico es la variación de la ganancia que es inversamente proporcional a la resistencia adjunta.

Cabe resaltar que el amplificador instrumental puede ser diseñado a través de amplificadores operacionales y resistencias, elementos los cuales lo componen, pero

como son componentes individuales y separados entre sí, el ruido por inducción aumenta y más si el área que abarca es mayor, por lo recomendado es usar los amplificadores encapsulados que permitan reducir las perturbaciones externas y además la miniaturización del sistemas electrónico total. Como el amplificador instrumental es la primera etapa a la cual la señal original de los electrodos se aplica (llamada etapa pre-amplificación), es ahí donde existen métodos para reducir el ruido común en ambas líneas (electrodos) como técnicas de realimentación pierna derecha, la cual hace el sistema más robusto ante ruido ambiental.

### **2.7.3 Parámetros del sistema**

Para definir los parámetros a utilizar en el proyecto, se parte que la señal sEMG está cerca a los 5mV y contiene todos los ruidos mencionados, lo cual implica tener el mayor rechazo al modo común, dado que es el ruido que está presente en ambos electrodos.

Los parámetros de la señal acondicionada debe estar libre de señal DC, es decir, no debe contener offset; la señal debe estar limitada en una frecuencia de corte para así evitar el efecto aliasing; la señal debe estar libre de ruido de inducción eléctrica (50-60Hz), como también debe ser amplificada a un máximo de 1Vrms dado que es lo máximo que el ADC (Convertor análogo-digital) del procesador sin presentar saturación.

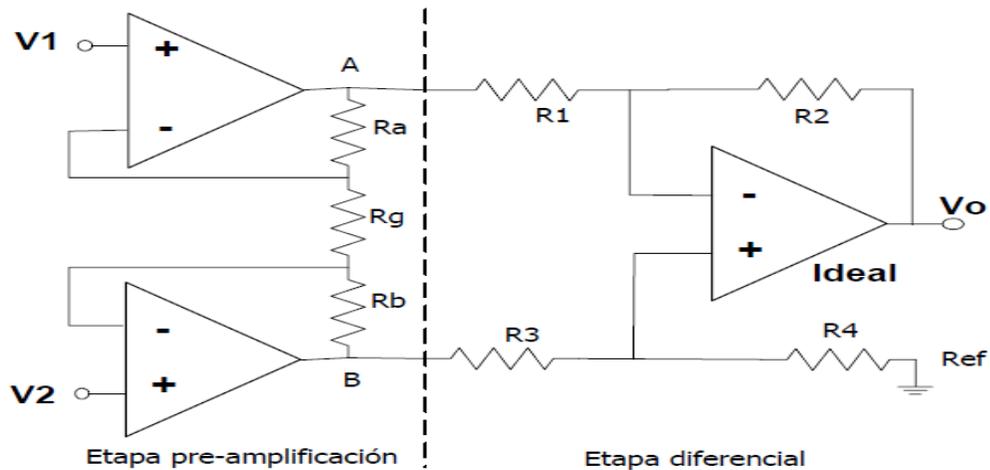
Para esto se considera los siguientes valores según tabla 2.3:

Parámetro	Valor	Característica
Ganancia pre-amplificación	50 V/V	CMRR= 120dB, BW=200kHz
Frecuencia de corte LPF	500Hz	1er orden
Frecuencia de corte HPF	20Hz	1er orden
Frecuencia de corte Notch	60Hz	Tipo Gyrator

Tabla 2.3 Parámetros INA y acondicionamiento

### 2.7.4 Amplificador instrumental INA

El conjunto de amplificadores operacionales están configurados con el objetivo de tener una amplificación alta, con una impedancia alta en la entrada, impedancia baja en la salida, alto índice de rechazo al modo común, ganancia lineal y bajo índice de offset y mínima corriente en la entrada.



Para lo cual parte en el circuito siguiente de la figura 2.6:

Figura 2.6. Etapas de un amplificador instrumental basado en amplificadores operacionales y componentes resistivos [3].

$$\frac{V_A - V_1}{R_A} = \frac{V_1 - V_2}{R_G} \quad (2.3)$$

$$V_A = V_1 \left( \frac{R_A}{R_G} + 1 \right) - \frac{R_A}{R_G} V_2 \quad (2.4)$$

$$V_B = V_2 \left( \frac{R_B}{R_G} \right) - \frac{R_B}{R_G} V_1 \quad (2.5)$$

$$V_B - V_A = (V_2 - V_1) \left( \frac{R_a + R_b}{R_g} + 1 \right) \quad (2.6)$$

Según se observa la ecuación 2.6, la amplificación de la diferencia entre  $V_2$  y  $V_1$ , está siendo multiplicada un factor determinístico, la cual representa la ganancia del amplificador instrumental. Dado que  $R_a$  y  $R_b$  son resistencias fijas, el  $R_g$  el componente que varía y cambiar la ganancia en la salida del circuito y mantiene el CMRR fijo a pesar que solo cambie este componente.

## 2.7.5 Ancho de banda de trabajo

El ancho de banda en la cual se trabaja es de 2 a 500Hz según la tabla 2.1, es partir de este dato se parte a la creación de los filtros análogos que limitan la banda de trabajo.

## 2.7.6 Filtrado Analógico

EL filtrado analógico es parte del acondicionamiento de la señal, por el cual se basa en el diseño de filtros de primer orden utilizando la transformada de Laplace para obtener la frecuencia de corte y la respuesta en un diagrama logarítmico. Se considera de bajo orden los filtros diseñados, sin embargo, gracias al alto índice de rechazo y

realimentación de pierna derecha, permite disminuir en los componentes pasivos dado que así lo requieren los filtros de un orden para evitar el uso excesivo de componentes aumentando el ruido externo.

### 2.7.6.1 Filtro pasa bajo

Según el diagrama figura 2.7, se muestra un circuito RC usado para el filtro de primer orden:

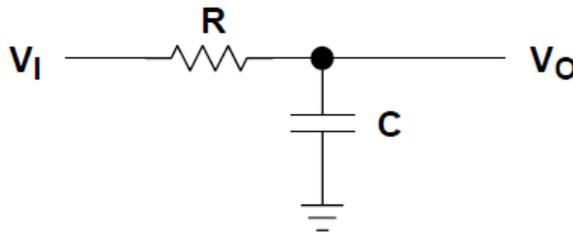


Figura 2.7. Circuito RC para el desarrollo del filtro pasa bajo [32]

Realizando la función de transferencia en términos de la Laplace, constante  $s$ , veremos el comportamiento del pasa bajo en magnitud y fase.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{Cs}}{R + \frac{1}{Cs}} = \frac{1}{1 + RCs} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (2.7)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + j\omega\tau} \quad (2.8)$$

A partir de la ecuación 2.8, se deriva la magnitud y fase según figura 2.8.

$$\frac{1}{\sqrt{1 + (\tau\omega)^2}} \quad (2.9)$$

$$\varphi = -\tan^{-1}\left(\frac{\omega\tau}{1}\right) \quad (2.10)$$

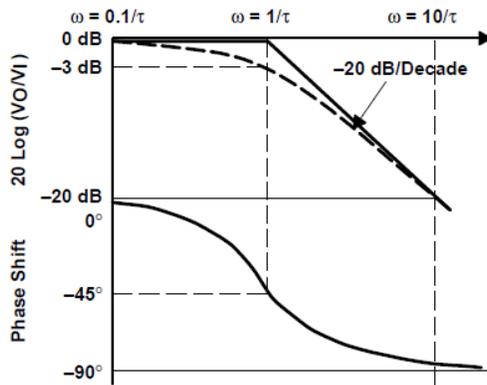


Figura 2.8. Respuesta en función a la frecuencia filtro pasa bajo. Magnitud en la parte superior, fase en la parte inferior. [32]

### 2.7.6.2 Filtro Notch gyrator.

El filtro Notch es importante para eliminar el ruido de inducción eléctrica por el cual es prioritario tener un filtro de con selectividad alta y atenuación considerable para la frecuencia de corte, para este caso 60Hz.

Siendo las ecuaciones que describen el inductor sintético basados en [3] para el diseño del filtro.

$$R = R8 + R7 \quad (2.11)$$

$$L = C2 * R8 * R7 \quad (2.12)$$

Por lo que la frecuencia de corte se define con la siguiente ecuación 2.13:

$$f_{NOTCH} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.13)$$

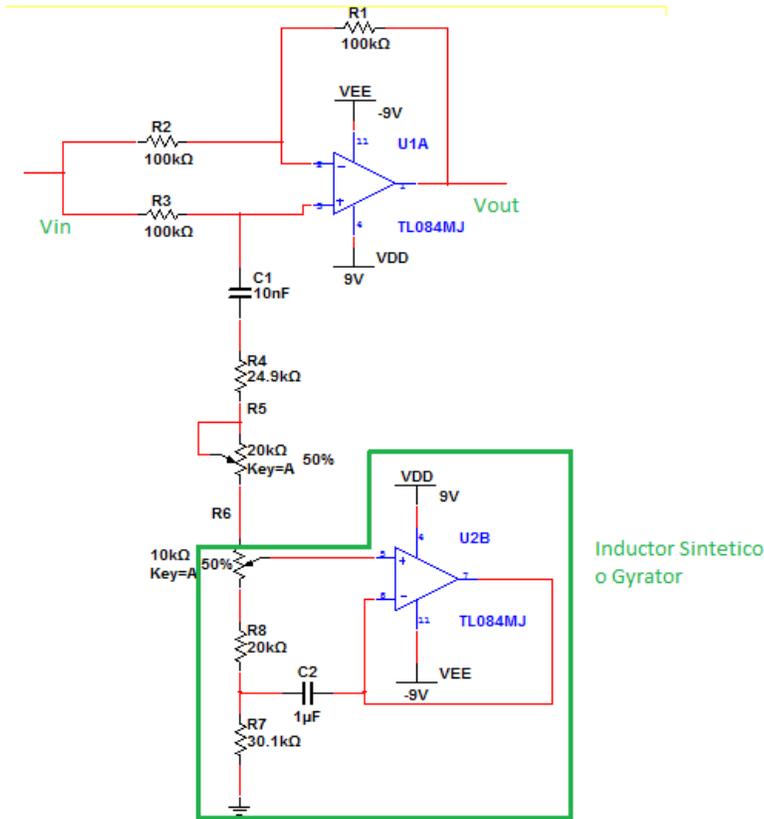


Figura 2.9. Filtro Notch con inductor sintético o Notch gyrator [3].

### 2.7.6.3 Filtro pasa Alto

El filtro pasa alto elimina las componentes de baja frecuencia, es también filtro DC, es decir elimina el offset que está presente ante la salida de cualquier amplificador previo.

El circuito se muestra en la figura 2.10.

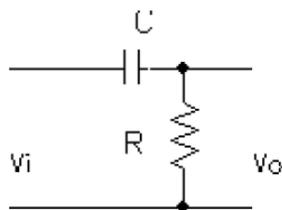


Figura 2.10 Circuito pasa alto compuesto en RC [32].

$$V_o = \frac{V_i R}{R + Z_c} \quad (2.14)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} \quad (2.15)$$

## 2.8. Filtrado Digital

El filtrado digital está dividido en filtros no recursivos y recursivos, siendo lineal en fase y no lineal en fase respectivamente. La gran flexibilidad que tiene el procesador al utilizar un filtro digital es una gran ventaja sobre los filtros analógicos fijos, los cuales para variar su parámetro, es necesario el cambio de algún componente físico o el reemplazo de toda la topología del circuito. Además las herramientas existentes para el diseño de filtros y gráficos de respuestas, brinda una mejor interface al usuario quienes tienen todos los detalles, además de herramientas de adaptabilidad a cualquier tipo de formato de lenguaje de programación.

Los algoritmos se basan a partir de las ecuaciones de los filtros digitales y son reproducidas en el lenguaje de programación según el usuario desee. Incluyendo las herramientas particulares que brindan algunos proveedores de DSP para el desarrollo rápido. Por último el enfoque de cada familia de procesadores están orientados a una aplicación específica, para este proyecto de tesis se usa un procesador digital de señales de uso de propósito general, el cual permite distintos formatos más utilizados en el mundo de la electrónica.

### 2.8.1 Teoría digital

El inicio de toda la teoría del procesamiento digital de señales se basa en el cambio del enfoque que brinda la transformada de Laplace a la transformada Z.

Consideremos la siguiente teoría en base a [7]:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) \delta(t - kT) \quad (2.16)$$

Donde  $\delta(t-kT)$  es la función impulso retrasada en  $kT$ . Siendo  $T$  la inversa de la frecuencia de muestreo  $F_s$ , siendo periódico.

Se aplica la transformada de Laplace:

$$X(s) = \int_0^{\infty} x(t) e^{-st} dt \quad (2.17)$$

$$X(s) = \int_0^{\infty} \{x(t)\delta(t) + x(t)\delta(t - T) + \dots\} e^{-st} dt \quad (2.18)$$

Simplificando por propiedad de la función impulso

$$X(s) = x(0) + x(T)e^{-sT} + x(2T)e^{-2sT} + \dots = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT)e^{-nsT} \quad (2.19)$$

Definiendo  $z=e^{sT}$  por lo cual la ecuación superior se convierte:

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT)z^{-n} \quad (2.20)$$

Dado que  $T$  es el periodo que está definido por la frecuencia de muestreo, el cual es una constante. La ecuación se reduce:

$$X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n)z^{-n} = ZT\{x(n)\} \quad (2.21)$$

La ecuación 1.21 define la transformada Z, siendo única para cada función.

## 2.8.2 Filtros no recursivos

Los filtros no recursivos, como característica principal es el hecho que se mantiene una fase lineal en todo el dominio de la frecuencia, parte de la ecuación de convolución el cual se expresa de la siguiente manera:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k) \quad (2.22)$$

Para esto veamos desde la transformada  $z$  y expandiendo la ecuación, claro está que se tiene que tener en cuenta que las condiciones iniciales son cero.

$$Y(z) = h(0)X(z) + h(1)z^{-1}X(z) + h(2)z^{-2}X(z) + \dots + h(n-1)z^{-(N-1)}X(z) \quad (2.23)$$

Simplificando se puede expresar en la multiplicación de dos funciones en la frecuencia.

$$Y(z) = H(z)X(z) \quad (2.24)$$

Considerando que  $H(z)$  es la transformada  $z$  de la función  $h(k)$ .

$$H(z) = h(0) + h(1)z^{-1} + h(2)z^{-2} + \dots + h(n-1)z^{-(N-1)} \quad (2.25)$$

$$H(z) = \frac{h(0)z^{(N-1)} + h(1)z^{N-2} + \dots + h(N-1)}{z^{N-1}} \quad (2.26)$$

Siendo la ecuación 2.26, la expresión numerador y denominador, la expresión es estable en cualquier caso, dado que contiene un cero en el plano  $z$ .

Basándose en las ecuaciones 2.22 y 2.23, se puede expresar gráficamente siendo la manera sencilla para traducirlo en lenguaje de programación. Según el gráfico 2.11, siendo la expresión directa I una estructura el cual muestra los retrasos que se aplican a  $x(n)$ , la señal muestreada, y la salida siendo la sumatoria de todas las multiplicaciones de las entradas retrasadas.

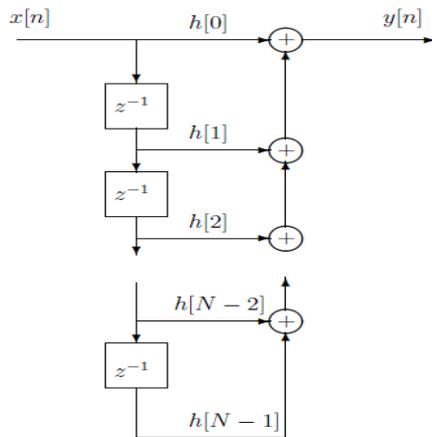


Figura 2.11. Representación del filtro FIR de orden N. [7]

### 2.8.3 Filtros recursivos

Los filtros recursivos, tiene una realimentación de la salida del filtro, son también llamados filtros IIR (Respuesta de impulso infinito), siendo característica no ser lineal en fase, pero en su contraparte, el número de pesos usados en un algoritmo es menor, siendo una gran ventaja en el ahorro de computación en los procesadores.

Partimos de una ecuación diferencial de forma general y teoría basada en [7]

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) - \sum_{k=1}^N a_k y(n-k) \quad (2.27)$$

El diseño del filtro es diversos y popular, entre estos incluyen método de Butterworth, Chebyshev, Chebyshev inverso y filtros elípticos.

Expandiendo la ecuación

$$y(n) = b_0 x(n) + b_1 x(n-1) + \dots + b_M x(n-M) \quad (2.28)$$

$$-a_1 y(n-1) - a_2 y(n-2) - \dots - a_N y(n-N)$$

Realizando la transformada z de dicha ecuación se tiene la siguiente:

$$Y(z) = (b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_Nz^{-N})X(z) - (a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_Mz^{-M})Y(z) \quad (2.29)$$

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_0 + b_1z^{-1} + \dots + b_Nz^{-N}}{1 + a_1z^{-1} + \dots + a_Nz^{-N}} \quad (2.30)$$

Aclarando que  $N=M$  para que así se llegue a determinar la función en numerador y denominador.

$$H(z) = \frac{b_0z^N + b_1z^{N-1} + \dots + b_N}{z^N + a_1z^{N-1} + \dots + a_N} = C \prod_{i=1}^N \frac{z - z_i}{p - p_i} \quad (2.31)$$

Obtenida la relación en la ecuación 2.31, se determina que el filtro es estable si y solo si  $|p_i| < 1$ , en caso que  $|p_i| > 1$  el filtro es inestable. En caso que  $|p_i| = 1$ , el filtro será marginalmente estable, es decir respuesta oscilatoria.

En base de la ecuación 2.27, se expresa gráficamente en la figura 2.12, el cual es característico de un filtro recursivo de forma directa I.

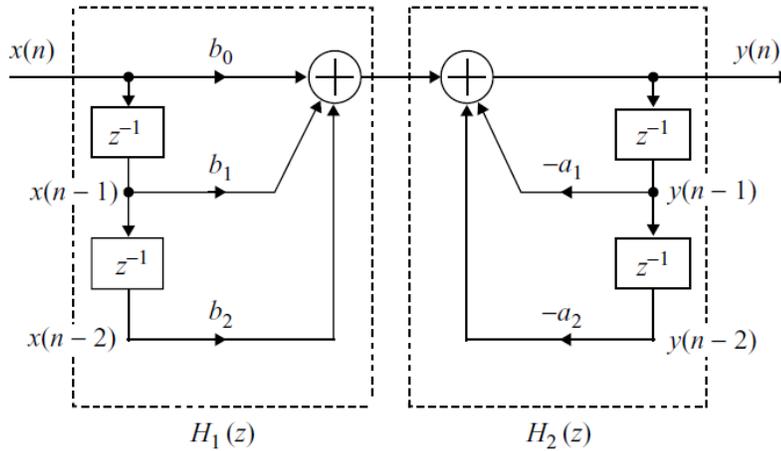


Figura 2.12. Filtro recursivo de forma directa I [7].

Como se observa en la figura 2.11, la forma directa I de los filtros IIR, se requiere retrasar dos veces como mínimo tanto la señal de entrada como salida. Existe la forma directa II la cual es más utilizada dado que requiere la mitad de retrasos que su contraparte forma directa I. Según la figura 2.13 se muestra el diagrama de bloques del filtro de forma directa II, se extrae las siguientes ecuaciones:

$$w(n) = x(n) - a_1w(n - 1) - a_2w(n - 2) - \dots - a_Nw(n - N) \quad (2.32)$$

Por ende,

$$y(n) = b_0w(n) + b_1w(n - 1) + b_2w(n - 2) + \dots + b_Nw(n - N) \quad (2.33)$$

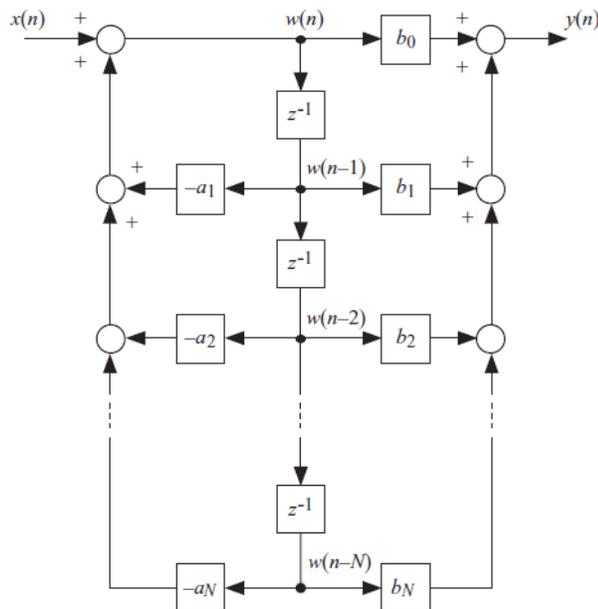


Figura 2.13. Figura de filtro IIR forma directa II. [7]

### **2.8.4 Conversión analógica digital – digital análogo**

La conversión de señales analógicas a digital, se basa en el tipo de conversor sigma-delta. El cual las características principales es la resolución, frecuencia de muestreo, tipo de alimentación, interfaces de comunicación y relación de señal-ruido.

Para el caso el códec utilizado es parte de la tarjeta de desarrollo de Texas Instruments (TI), TLV320AIC23, el cual permite la conversión a una tasa de 96KHz. De igual manera, permite salida analógica con un ingreso de una palabra digital gracias a las interfaces de comunicación de alta velocidad que brinda los canales McBSP que son característico en los procesadores de TI [18].

### **2.8.5 Procesador digital de señales**

El procesador digital de señales de propósito general, tiene su arquitectura interna VLIW (Very Long Instruction Word) [6], la cual tiene dispositivos digitales de alto rendimiento para operaciones lógicas y matemáticas, tal como un ALU. Dado que las operaciones matemáticas en el procesamiento digital, es común la multiplicación-suma-acumulación, producto como por ejemplo, las operaciones aplicadas en un filtro FIR. Es necesario utilizar los DSP para dichas aplicaciones dado que se ajustan incluso en las sentencias de programación.

Como consecuencia de su alto rendimiento, la cual se mide en MIPS o MFLOPS según el tipo de estándar IEEE que utiliza en la codificación de los datos, es necesario contar con sus periféricos que cuenten altas tasas de transmisión por el hecho que se necesitará adjuntar componentes como el ADC, DAC, Puertos de comunicación hacia el externo, etc.

### **2.8.5.1 DSP TMS320C6713**

El C6713 DSK es una plataforma de desarrollo que permite a los usuarios evaluar y desarrollar aplicaciones para la familia de DSP C67XX de TI. Esta plataforma sirve como referencia de hardware para el procesador digital de señales TMS320C6713. En cual brinda esquemas, ecuaciones lógicas y notas de aplicación, todas disponibles para un desarrollo fácil [15].

### **2.8.5.2 Características y descripción del módulo DSK**

Las características principales del procesador y periféricos implementados en la tarjeta de desarrollo se adjuntan en lista según [15]:

Procesador TMS320C6713 DSP operando a 225 MHz

Codec estero AIC23

16 MBytes de DRAM síncrono

512 KBytes de memoria Flash no volátil

Emulación JTAG con puerto USB

Alimentación de 5V+

### **2.8.5.3 Recursos de análisis digital e interfaces gráficas**

El desarrollo de códigos de programa para ciertas aplicaciones están adjuntas en notas provistas por el fabricante, las cuales facilitan la programación e incluso tiene fines de auto capacitación para zambullirse en el DSP, según su lenguaje de programación. Además de dichas ventajas, la herramienta oficial para la programación y depuración están dispuestas por Code Composer Studio (CCS), software que permite la programación en assembler, lenguaje C, además de herramientas de depuración [6].

Una gran ventaja es la compatibilidad para conectar y entrar en ejecución un programa en la DSK del usuario; permite la simulación de los códigos de programas y comportamientos de los registros internos del procesador. Por último cuenta con herramientas gráficas para representar registros internos que haya sido configurado previamente.

# Capítulo III Marco Metodológico - Análisis e implementación de circuitos

## **3.1 Método de investigación.**

Respecto a la investigación realizada, se baso en la teoría de los filtros, amplificadores, rectificadores y algoritmos de programación, todos en partes para luego ser puestas en un orden determinado a fin de conseguir el mejor resultado posible. Estas tienen una relación al sistema total. Luego, la síntesis está basada a los resultados obtenidos. Mencionado esto, se define el método de investigación analítica para este proyecto.

## **3.2 Condiciones de lugar de trabajo**

El lugar donde se desarrolla el proyecto es en un laboratorio de electrónica contando con todos los instrumentos de medidas como osciloscopio, generadores de frecuencia y otros. Además cuenta con una iluminación fluorescente. Para el análisis y posterior grafica de los resultados del proyecto se utiliza un computador para el cual tendrá una alimentación AC. Siendo el puerto USB un medio de conexión para transferencia de datos, siendo característico un cable de corta longitud (1m).

Por lo expuesto líneas arriba, se tiene un ambiente ruidoso y produciendo un acoplamiento de línea AC [3], introduciendo el ruido de 60Hz, frecuencia de la corriente alterna. A pesar que esto puede ser evitado o atenuado modificando el ambiente de trabajo (lejos de la fuente de ruido), es propio garantizar en cualquier condición de estudio la atenuación considerable de la frecuencia de 60Hz con filtros. Es claro que existen ruido de altas frecuencias y/o menores, para esto se aplica criterios

utilizando filtros analógicos como digitales en las próximas secciones de este documento.

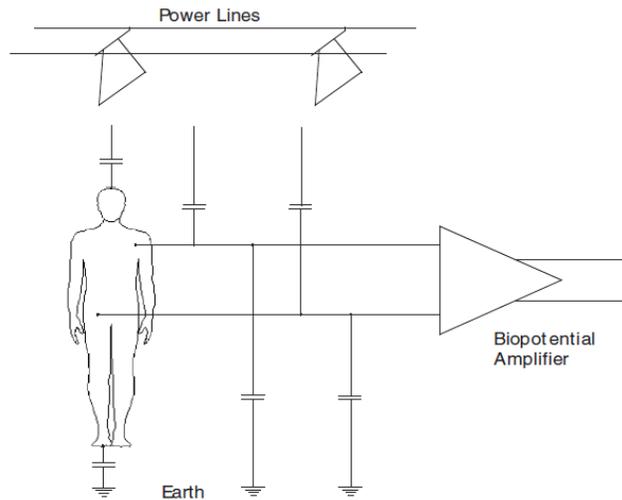


Figura 3.1. Acoplamiento de la interferencia de línea de alimentación en el registro de señales bio-potenciales. [3]

### 3.3 Señales sEMG Adquiridos

La ubicación de los sensores es crucial para obtener una calidad y fiabilidad de la señal adquirida. Para este trabajo de tesis, nos involucramos en los dedos pulgar y meñique de la mano. Según la anatomía humana, los músculos principales para la flexión y extensión de los dedos se ubican en el antebrazo, siendo los músculos extrínsecos, los cuales están adjuntos a las falanges por medio de tendones, más no músculos. Este hecho permite que la mano no sea brusca y grande. Adicionando, los músculos que permiten la extensión de los dedos son los músculos extensores, los cuales se ubican en el antebrazo llegan a la mano en tendones. Muy aparte los músculos de rotación, separación y aproximación, es gracias a los músculos de la misma mano, llamados músculos intrínsecos de la mano [33].

Los músculos que permiten los movimientos de la mano son los músculos flexores del túnel carpiano, estos son flexor común superficial, flexor común profundo y el flexor pollicis longus, este último participa para la flexión del pulgar mientras que el flexor común superficial y profundo involucra el movimiento del dedo índice, dedo medio, dedo anular y dedo meñique [33].

Considerando que los músculos flexores se ubican en el antebrazo y el estudio realizado por [21], se ubica los electrodos en los puntos 1 y 5 como se muestra en la figura 3.2.

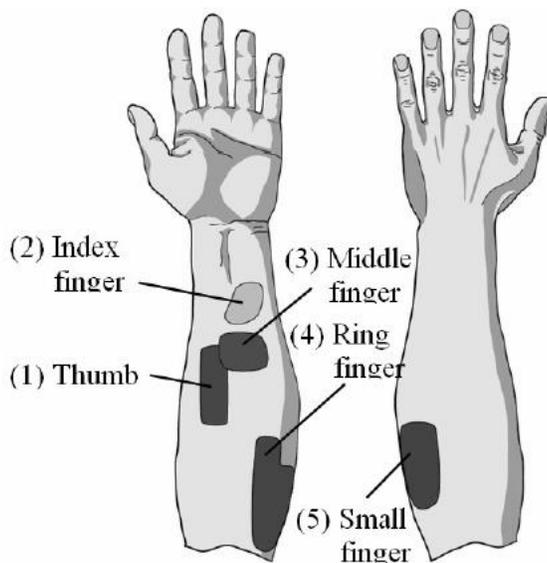


Figura 3.2. Ubicación de los electrodos en puntos estratégicos [21].

El punto referencia donde se ubica el electrodo común, se ubica en la parte inferior del codo, dado que ahí es donde no existe ninguna perturbación o diafonía alguna dado que es una zona libre de músculos.

### 3.4 Pre amplificación

La pre-amplificación se realizara por medio del amplificador instrumental INA128, el cual cuenta con un circuito interno con una configuración hecha para una amplificación de la señal con un máximo rechazo al modo común, considerando el ruido como fuente común en ambos electrodos. Entre otras características necesarias es la mínima componente DC en la salida del amplificador dado que así no perjudica las etapas posteriores a estas y así no obtener una saturación del sistema.

Las características del INA128 se enumeran en la tabla 3.1

Voltaje de offset	50uV Max
Baja sensibilidad a temperatura	0.5uV/°C
Baja corrientes BIAS en la entrada	5nA Max
Alto CMR	120dB min
Entradas protegidas	±40 V
Amplio rango de alimentación	±2.25 a ± 18V
Consumo en inactividad	700 uA

Tabla 3.1. Características eléctricas INA128 [16]

Basándose en la teoría del capítulo I, la topología de los amplificadores es como se adjunta la figura 3.3, manteniendo las fórmulas de la ganancia, esta puede ser ajustada cambiando la resistencia  $R_G$  del circuito. Los valores de rechazo a modo común dependen de la ganancia definida, siendo mayor para los casos donde exista alta ganancia, sin embargo, es conveniente tener una pre-amplificación con ganancia baja para que evitar incrementar la magnitud de ruido.

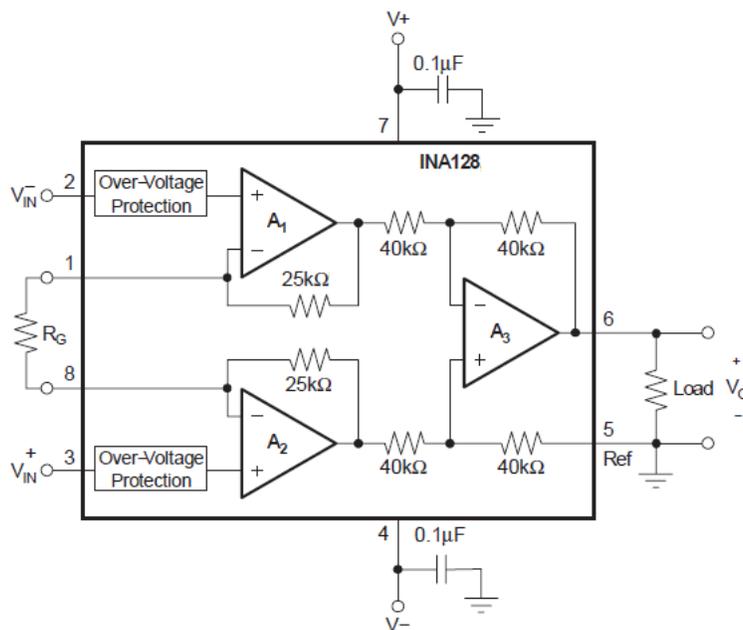


Figura 3.3. Circuito interna del INA128 [16]

Las ecuaciones de amplificación según [16] se muestran en la ecuación 3.2.

$$V_O = G * (V_{IN}^+ - V_{IN}^-) \quad (3.1)$$

Dónde:

$$G = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G} \quad (3.2)$$

Para este caso sea  $R_g$  igual a  $1k\Omega$ , la ganancia real es de 51 V/V, teniendo como CMRR120 dB y una respuesta en frecuencia dentro de los 200KHz. Como alimentación del circuito, consistirá en fuentes simétricas con un común.

### **3.5 Filtrado análogo**

El filtrado análogo está compuesto por un filtro pasa-bajo, filtro Notch y un filtro pasa alto. El orden en el cual se aplica las etapas, es el filtro pasa bajo quien limita las componentes de máximas de frecuencias, siendo utilizado para filtro anti-aliasing. La siguiente etapa es utilizada para atenuar el ruido por inducción eléctrica estando centrado en 60Hz. Por último se utiliza un filtro pasa alto para eliminar las componentes de baja frecuencia y en especial para que su salida del circuito acondicionador tenga la más mínima amplitud en la señal DC.

Dado que la información más relevante de las señales sEMG están dentro del rango de 20 a 500Hz [14]. Se decide la selección de filtros de primer orden dado que es conveniente el uso de pocos componentes para decrementar el ruido térmico y disminuir el área que ocupa la implementación física del circuito y así disminuir la introducción de ruido de inducción. Esto también se puede disminuir con la adquisición de elementos de mayor calidad esto implicarían incrementos de costos [28].

El uso de componentes superficiales es una gran ventaja dado que permite la miniaturización y disminución del largo de las pista de las líneas de transmisión eléctrica, como son las pista de la tarjeta PCB. También siendo uno de su características un margen de error menor o igual al 1% en sus componentes electrónicos dando más exactitud y resultados similares en simulaciones.

### 3.5.1 Filtro pasa bajo en señal sEMG

Se aplica un filtro pasa bajo (Low Pass Filter) para iniciar como filtro anti-aliasing, dado que la etapa de acondicionamiento será digitalizada siendo obligatorio limitar las altas frecuencia según lo estudiado por la teoría de procesamiento digital [6].

Los valores utilizados para el filtro con una frecuencia de corte a los 530Hz según la ecuación del capítulo II, la ecuación 2.8, los valores de los componentes será de  $C=100\text{nF}$  y  $R=3\text{k}\Omega$ . Las respuestas en frecuencia y Fase se observa en la figura 3.4

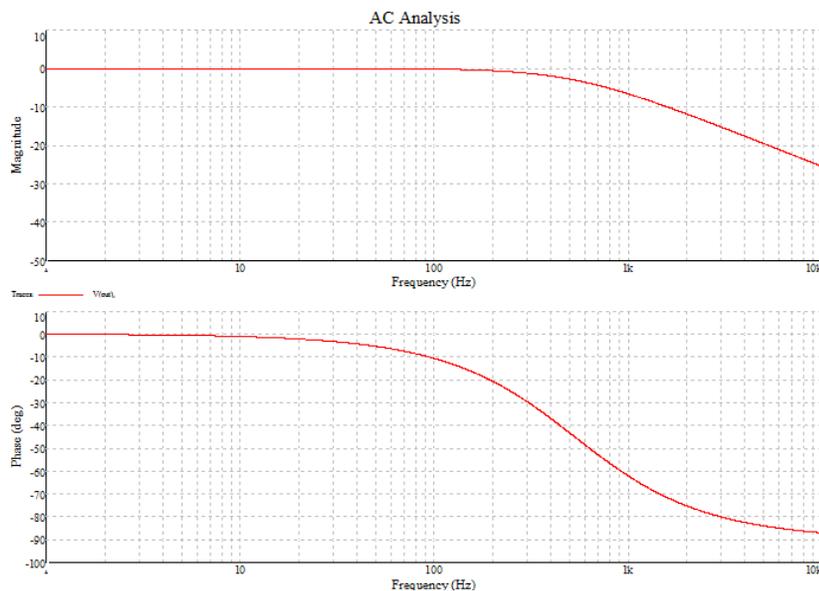


Figura 3.4. Respuesta en magnitud y fase en función a la frecuencia – Filtro pasa bajo.

### 3.5.2 Notch tipo gyrator para semg

El Notch tipo gyrator, conocido también como filtro rechaza banda con inductor sintético, llamado así dado que simula una inductancia tal como se vio en el capítulo I. La banda de rechazo es centrada en 60Hz y calibrada según los potenciómetros para ajustar la atenuación y la frecuencia central de rechazo. Según la figura 2.9, el circuito

del Notch tipo Gyrtator, tiene 2 potenciómetros los cuales permite ajustar la atenuación y modificar la banda de rechazo según [31]. Si bien la atenuación a dicha frecuencia está dentro del rango de las señales sEMG, no implica mayor problema según lo indicado por [31].

En la figura de 3.5 se muestra la respuesta de la magnitud y fase según la frecuencia. Para que se obtengan los mejores resultados en atenuar la señal de inducción eléctrica, los valores para los componentes son  $R6 \approx 3.3k\Omega$  y  $R5 = 10k\Omega$ .

Se observa la atenuación aproximada a los 50dB en la frecuencia de 60Hz, además se caracteriza que en la banda de trabajo no existe ripple.

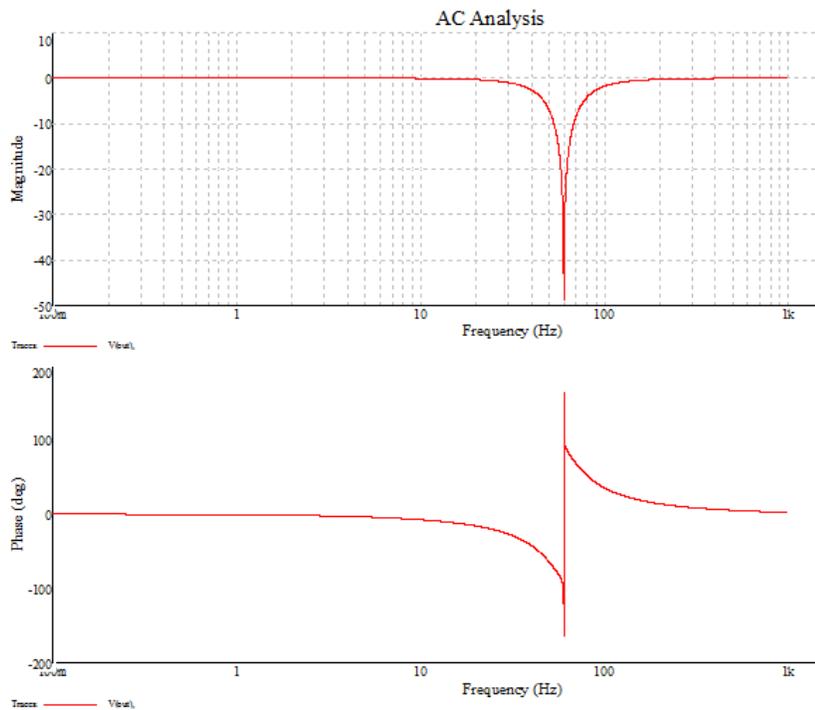


Figura 3.5. Respuesta en frecuencia tanto magnitud como fase del filtro Notch tipo gyrtator.

### 3.5.3 Filtro pasa alto para sEMG

El filtro pasa alto siendo la última etapa del circuito acondicionador permite una salida libre de señal de corriente continua con una frecuencia de corte de 20Hz dado que así lo recomienda [14]. Los valores de  $C=100\text{nF}$  y  $R=80\text{k}\Omega$  basándose en la ecuación del 2.15 del capítulo I se obtiene la figura 3.6, siendo la gráfica de respuesta en frecuencia en magnitud y fase.

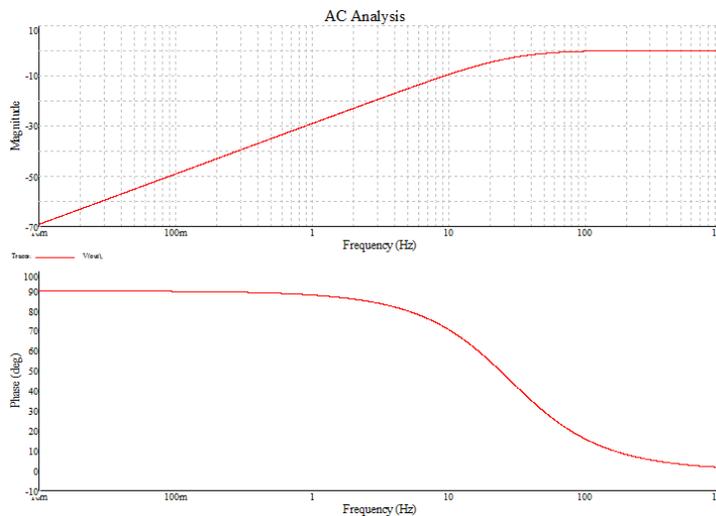


Figura 3.6. Respuesta en frecuencia del filtro pasa Alto de 1er orden.

## 3.6 Etapa Acondicionadora para la digitalización y análisis sEMG

Para la digitalización del circuito se basara diagrama de bloques de la figura 3.7, siendo la primera la amplificación diferencial por el INA128 descrito en la sección 3.4. Siendo los puntos de ubicación de los sensores, el punto 1 por la detección de sEMG del pulgar y el punto 5 para el dedo meñique según figura 3.2. Para la etapa de Aliasing se utiliza un filtro pasa bajo de 1er orden como lo descrito en 3.5.1, filtro Notch gyrator de la sección 3.5.2 y filtro pasa alto 3.5.3. Tal como se muestra en la figura 3.7.

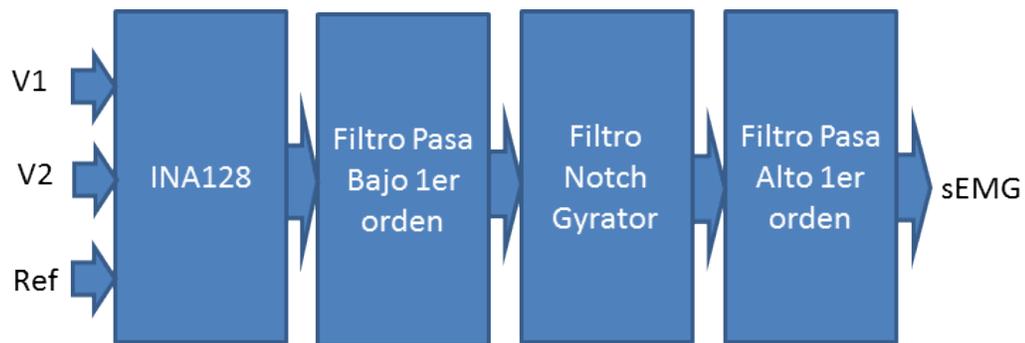


Figura 3.7. Diagrama de Pre-amplificación sEMG o acondicionamiento analógico.

### **3.7 Aislamiento eléctrico en la digitalización de la señal sEMG**

Para la digitalización de la señal sEMG se hace uso del modulo TMS320C6713 DSK. Este cuenta con un convertidor analógico-digital (ADC) de dos canales, en este caso la señal a muestrear será la salida analógica de la etapa de Pre-amplificación sEMG definido en el diagrama de la figura 3.7, para este caso no se cuenta con ningún procesamiento digital en la tarjeta DSP con el fin de aplicar un análisis en el tiempo y frecuencia que se realizará posteriormente en las siguientes secciones.

Dado que se utiliza baterías para tener una alimentación DC para la etapa de amplificación, no garantiza el aislamiento eléctrico ante cualquier riesgo eléctrico ya que para la digitalización se tiene en común el punto de tierra entre la tarjeta acondicionadora y la tarjeta de desarrollo TMS320C6713 DSK. Este último tiene una alimentación por batería también, sin embargo, para la digitalización y graficas de las señales sEMG en la computadora, el cual se alimenta de la línea AC, se tiene una interface USB la cual comparte en común el punto de tierra, esto no previene el correr algún accidente eléctrico.

Para la solución es contar con una conexión con separación galvánica de dos aparatos con interfaces USB. Para esto se utiliza un aislador galvánico de la marca W&T. Ver anexo 2. La conexión de los equipos se muestra en siguiente diagrama de la figura 3.8.

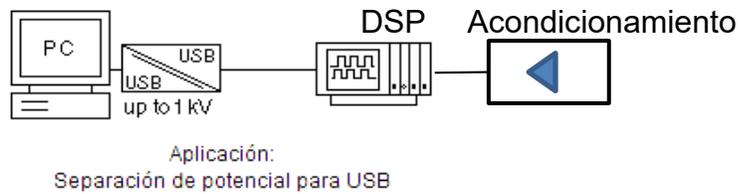


Figura 3.8. Conexión para la digitalización sEMG [35]

## 3.8. Señales de Electromiografía superficial (sEMG)

### 3.8.1 Electromiografía dedo Pulgar.

Las señales sEMG fueron digitalizadas desde la salida de la pre-amplificación de la figura 3.7, teniendo ruido y siendo ubicado en el punto 1 según la gráfica 3.2. Claro está que los movimientos aplicados al dedo pulgar son de flexión. Para esto se visualiza la siguiente señal muestreada a 8000 muestras por segundo en la figura 3.9. Donde se obtiene una amplitud máxima de 1 Vpp y 500ms por recuadro

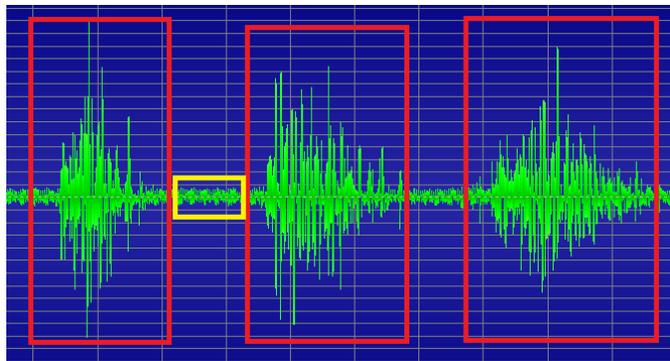


Figura 3.9. Señal sEMG del dedo pulgar en actividad (flexión)

En la figura 3.9 se observa en el cuadrado rojo la señal sEMG donde se resalta la actividad de flexión del dedo anular, siendo proporcional la amplitud al esfuerzo implicado. En el recuadro amarillo se resalta la presencia de señal mínima pero además la perturbación externa como ruido de línea de base entre otros el cual se detallara en sección de descripción del ruido.

La similitud de la señal a una onda modulada en amplitud es clara. La envolvente puede servir para buscar la relación de esfuerzo – amplitud de la señal mioeléctrica.

### 3.8.2 Electromiografía dedo meñique.

La señal sEMG captada por el antebrazo en el punto 5 de la figura 3.2, es digitalizada a una frecuencia de muestreo de 8000 muestras por segundo. La señal mioeléctrica es mostrada en la figura 3.10 donde el voltaje máximo es 1Vpp y 500ms por recuadro.

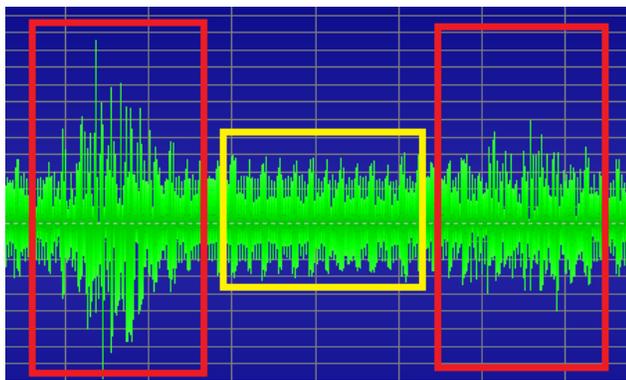


Figura 3.10. Señal sEMG del dedo meñique en flexión.

Como se observa en la figura 3.10, la señal mioeléctrica del dedo meñique en flexión, es muy perturbada por el ruido, tal como se muestra en los recuadros rojos. En

consecuencia del ruido que se muestra en el recuadro amarillo, teniendo una amplitud considerable y afectando el resultado.

### 3.9 Análisis en el tiempo

Las señales mioeléctricas superficiales son adquiridos vía el ADC de un DSP la cual se configura una tasa de muestreo 8KHz. Considerando un umbral de 1 Vrms que se obtiene con una ganancia de 50 V/V calibrando la resistencia del INA. Se obtiene la siguiente señal digitalizada mostrada en la figura 3.11 a 8000 muestras por segundo.

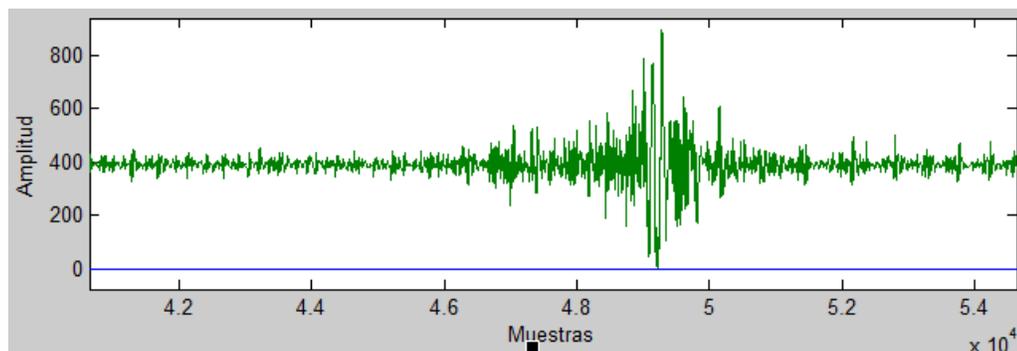


Figura 3.11. Señal muestreada y graficada en Matlab para análisis

Para ver el ruido de línea base es necesario el acercamiento a la señal cuando está en inactividad. Tener en cuenta que a pesar que este en reposo, existe mínimas señales mioeléctricas. En la figura 3.12, se observa la ampliación de la sección de inactividad para observar el ruido de los armónicos de 60 Hz provenientes del acoplamiento eléctrico. Siendo constante en toda la muestra y con amplitud constante a pesar de la existencia de un filtro Notch de primer orden; es necesario una etapa de filtrado adicional que se realiza posteriormente. Los picos altos son propios de otras fuentes de ruidos, por ejemplo, ruido propio del sistema.

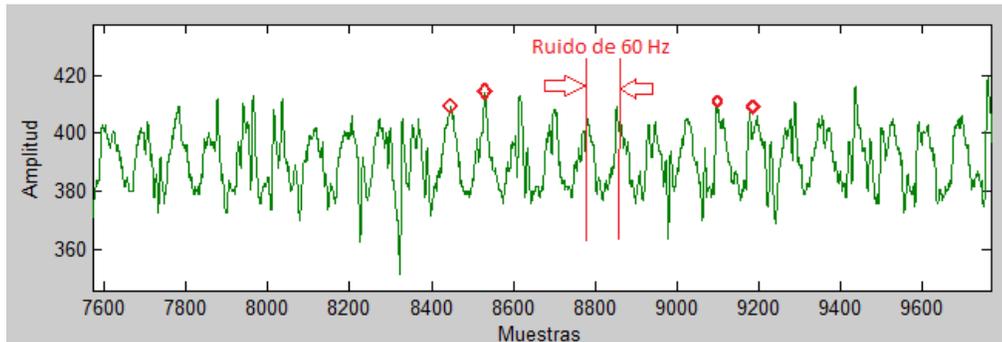


Figura 3.12. Ruido de acoplamiento eléctrico, Frecuencia Aproximada 60 Hz

El acoplamiento es aun característico aun si la fuente sea por batería portátil debido a la condición de trabajo detallado en 3.2. Claro está, que la señal sEMG y los ruidos se superponen perjudicando la calidad de la misma. A pesar que la frecuencia de 60 Hz pertenece a la banda de trabajo, es necesario implementar un filtro con el menor ancho de banda de rechazo para evitar la pérdida de datos como referencia de [26].

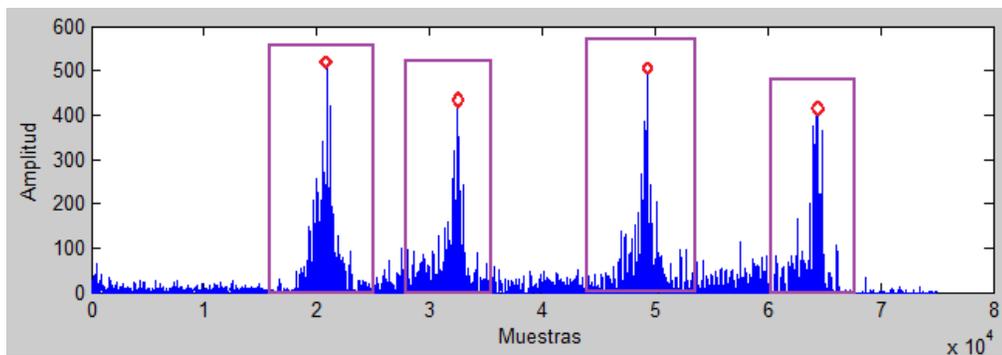


Figura 3.13. Rectificación de la señal sEMG a la zona positiva.

En la figura 3.13, se muestra la señal sEMG rectificada discriminando los valores negativos, es así donde se observa los picos máximos producidos por la actividad de flexión del dedo pulgar, siendo los picos más altos para un esfuerzo mayor que los anteriores. En la figura 3.14 se muestra la obtención de la envolvente de la señal

rectificada, en el que se aplica un filtro pasa bajo a una frecuencia de corte de 2Hz simple acorde con [26]. Se observa que los flancos son característicos de actividad física ante la flexión del dedo pulgar.

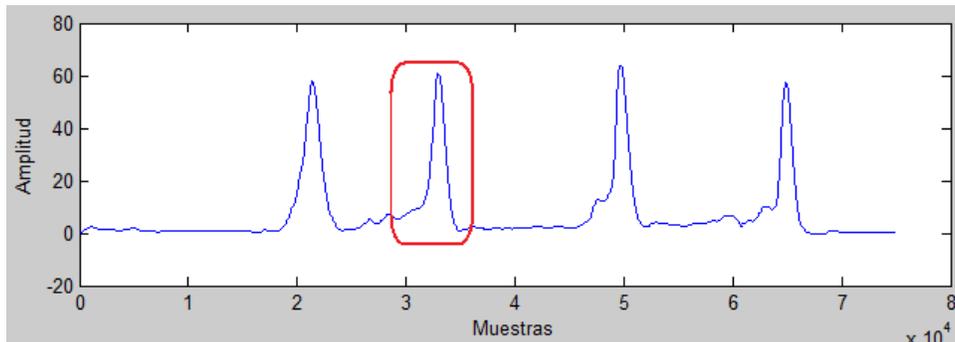


Figura 3.14. Envolvente de la señal rectificada sEMG dedo pulgar.

El método del análisis en el tiempo, permite y es recomendado para la detección de activación-desactivación del músculo, conocido como ON/OFF, siendo utilizado para la activación de elementos electromecánicos en base de patrones registrados [14].

Además, el análisis de la señal sEMG en el tiempo permite buscar las relaciones entre esfuerzo del músculo y la amplitud de la señal mioeléctrica, siendo utilizado para el estudio de la respuesta y cantidad de esfuerzo aplicado ante alguna activación muscular [14]. Para los dos métodos mencionados anteriormente solo se tiene que utilizar métodos de procesamiento tanto analógico como digital, siendo recomendado el análisis digital dado que es más robusto para el procesamiento post amplificación como el uso de densidad espectral [9].

### 3.10 Análisis en la frecuencia

Para el análisis de la frecuencia se tiene herramientas de procesamiento digital para encontrar el comportamiento ante activación y desactivación de músculos, fatiga y como afecta la señal sEMG ante la actividad bioquímica del músculo [13].

Principalmente sirve para la búsqueda de ruido tal como ruido de línea de base, artefacto, inducción eléctrica, etc. antes del resultado final dado que este tiene que estar libre de las perturbaciones mencionadas.

Para esta sección de análisis, se basa en el análisis en frecuencia, se usa la transformada rápida de Fourier a 1024 puntos para la señal pre amplificada del dedo anular en flexiones. En la figura 3.15, se muestra la gráfica en dominio de la frecuencia de la señal sEMG del dedo anular. Como se observa la mínima potencia está más cercana a las componentes de 500Hz, como las de mayor potencia se ubican en las frecuencias bajas. Tal como se describe en [20].

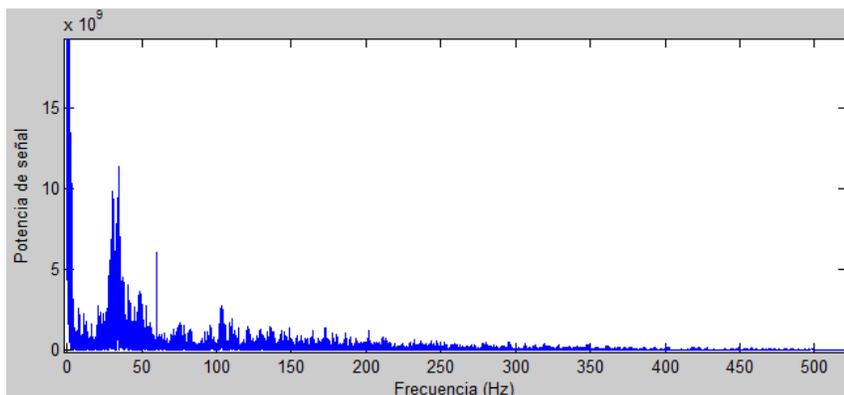


Figura 3.15. Dominio de la frecuencia de la sEMG dedo.

Observando la figura 3.15, se observa que existen 2 componentes notables. Para las frecuencias bajas, es decir menores a 50 Hz, se observa potencias altas en especial las que compone la señal DC dado que ante la salida de un amplificador existe un offset [16, 17]. Esto se observa con mayor detalle en la figura 3.16, la cual están compuestas entre 0 a 4 Hz, siendo parte de la componente de voltaje continuo y ruido extrínseco como también componentes propios del sEMG [5].

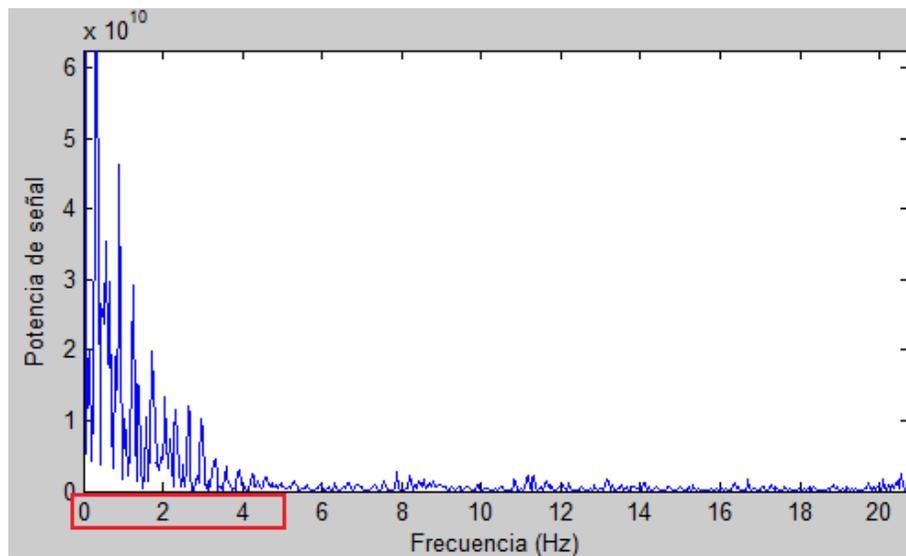


Figura 3.16. Espectro de las componente entre 0 a 20 Hz.

El ruido de inducción eléctrica es también una componente de considerable potencia, está presente en todo el muestreo de la señal. Esto se observa en la figura 3.17.

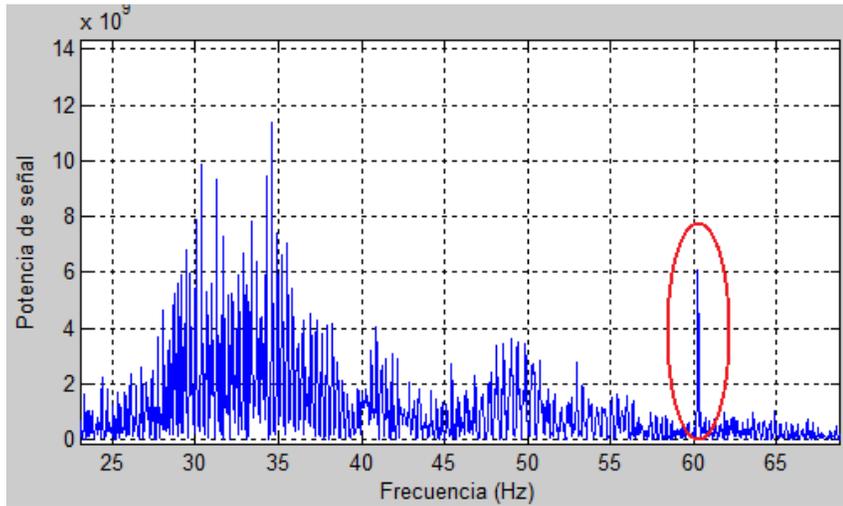


Figura 3.17. Se observa la componente de 60 Hz siendo el ruido por inducción eléctrica

En la figura 3.18, basando en los análisis aplicados anteriormente en la señales sEMG del dedo anular, se observa en análisis de tiempo y frecuencia de la flexión del dedo meñique, siendo observable los picos ante una excitación, en la parte inferior la rectificación así como la detección de envolvente. En la última sección se observa la transformada rápida de Fourier para mostrar las componentes que lo conforman, como máxima frecuencia es 500 Hz y la componente de 60Hz.

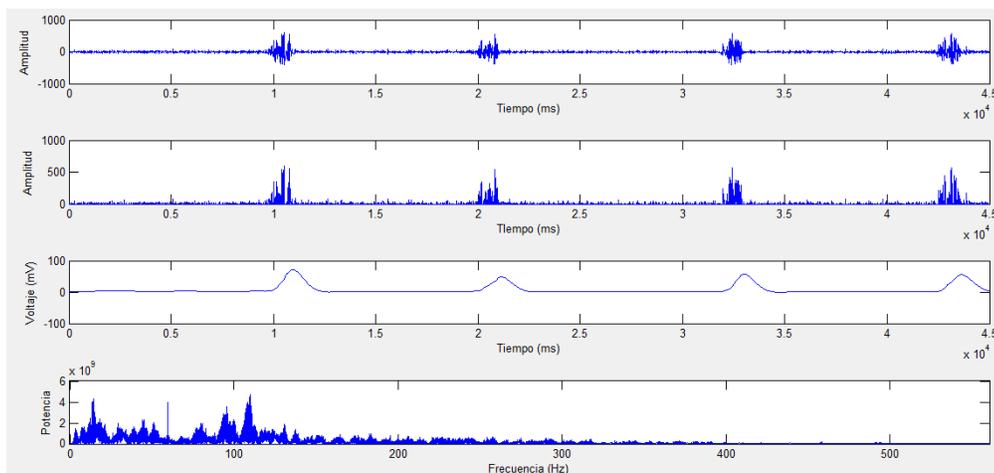


Figura 3.18. Análisis del tiempo en frecuencia de sEMG del dedo meñique.

### 3.11 Perturbaciones extrínsecas sEMG

Las perturbaciones que se encuentran en la señal sEMG se observan en las gráficas de tiempo y frecuencia, entre estos están: línea de base y la inducción eléctrica. En adición, entre los que son intrínsecos y no fácil de determinar son como la presión sanguínea y cambios bioquímicos de los músculos, los cuales son ruido presentes en todo el estudio y no hay manera de evitarlos [14].

Dado que el registro del paciente requiere que se mantenga reposo, el ruido artefacto, producto de los movimientos del electrodo y la piel del paciente, es una señal de baja frecuencia pero de alta amplitud, dado que este se amplifica porque está dentro de la banda de trabajo. Por lo que se recomienda el uso de un filtro de 0 a 50Hz según [14]. Sin embargo, este rango contiene información de la señal mioeléctrica, es por eso, para evitar filtros que eliminen dichos componentes, es necesario el reposo durante el estudio para su análisis correcto y así evitar dicha interferencia.

Ruido de línea es muy notable en el momento del registro de la señal sEMG no se tiene ninguna actividad muscular, es decir, permanece completamente relajado, para luego realizar el registro como se muestra en la figura 3.19. Siendo característico en todo el estudio y se puede comparar con [26]

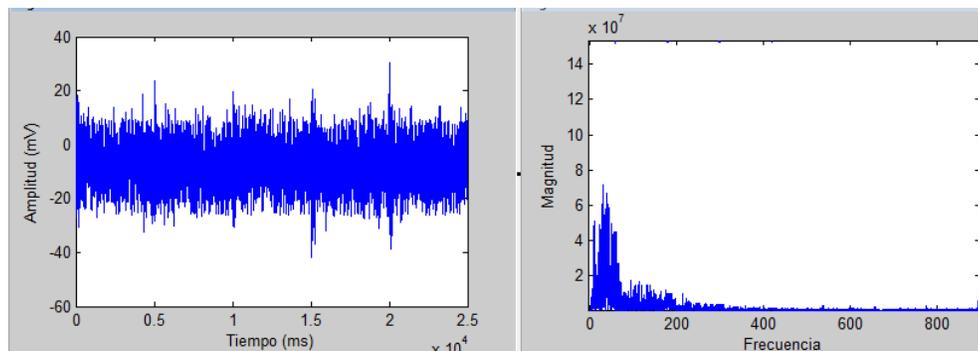


Figura 3.19. Ruido de línea de base, respuesta en tiempo y frecuencia

El ruido artefacto producto del movimiento del electrodo con la piel, es aquel que se puede visualizar dado que se muestra como picos de la señal muestreada pero cuenta con frecuencias bajas como también en altas frecuencias [2]. Para el caso de la figura 3.20 se muestra el cambio de la señal en los recuadros rojos, donde se fuerza el movimiento, el cual puede ser modelado como un impulso con una caída exponencial [34].

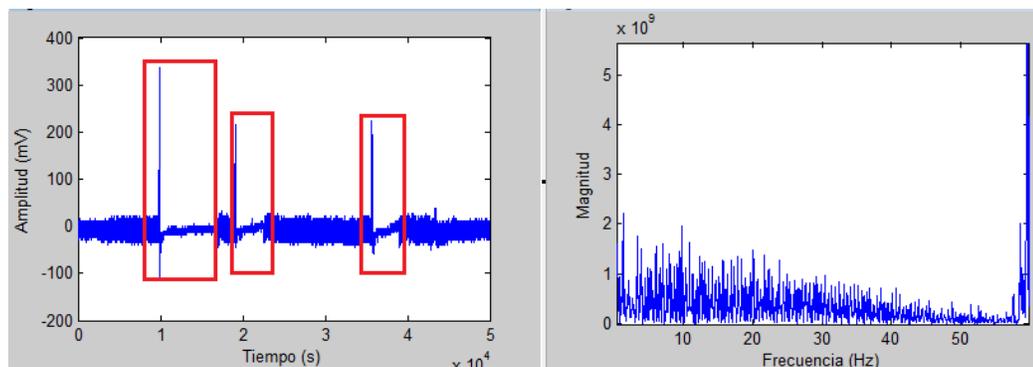


Figura 3.20. Ruido artefacto en tres oportunidades. En función al tiempo y Frecuencia

Diafonía, siendo la interferencia de uno o más señales ante el registro muscular en un área, la cual se encuentra cercana a otras fuentes mioeléctricas, dado que los músculos que permiten tanto la flexión del dedo pulgar como el meñique es gracias flexor pollicis longus y a los músculos flexores superficial y profundo, siendo posible la superposición de la señal ajena al estudio, dado que existe una cercanía a otros músculos que también están involucrados en la flexión a otros dedos como el índice, medio y anular [1]. Es la ubicación de los sensores un elemento clave para obtener un resultado óptimo, a pesar de un procesamiento análogo y digital, no hubiera sido posible la digitalización de las señales si estarían fuera de los puntos 1 y 5 según la imagen 3.2.

## **3.12 Procesamiento digital**

El procesamiento digital del proyecto esta implementado en la tarjeta de desarrollo TMS320C6713 DSK de Texas Instruments, siendo un DSP de alto rendimiento con una arquitectura dedicada para operaciones con variables tanto como punto fijo como punto flotante. Siendo el punto flotante un formato que permite facilitar la programación pero en contra parte produce más retrasos en las operaciones realizadas, pero las compuertas de dicho DSP están dedicadas para soportar dichos formatos reduciendo el número de flancos de reloj interno para dar respuesta [6].

El procesamiento digital aplicado, primero se basa en la digitalización de la señal sEMG, este se encontrará acondicionado por las etapas de pre-amplificación y filtrado analógico (anti-aliasing) previamente detallado. Para luego ser procesado a través de filtros digitales, para este caso se analiza tanto los no recursivos y los recursivos. En una etapa final se implementa un circuito rectificador y detector de envolvente para el análisis en el tiempo y relación de esfuerzo-amplitud de la señal mioeléctrica.

### **3.12.1 Digitalización de la señal**

Para la digitalización de la señal acondicionada sEMG, la tarjeta de desarrollo DSK6713 tiene un códec TLV320AIC23 el cual desempeña la tarea de conversor analógico-digital, tiene frecuencias de muestreo configurables fijos de 8, 16, 24, 32, 44.1, 48 y 96 KHz. Ver anexo 1. La resolución utilizada para ambos canales de 16 bit por muestra, la cual se obtiene una palabra de 32 bits por cada registro de la señal estéreo [18]. Como interface física se tiene un Jack estéreo de 3.5mm [15].

Se utiliza la frecuencia de 8KHz por ser la menor frecuencia configurable en el CODEC de la tarjeta DSP; si bien es cierto que, la frecuencia de muestreo excede al doble de la

frecuencia máxima de 530Hz (frecuencia de corte del filtro pasa bajo: sección 3.5.1), este puede trabajar de igual manera con frecuencias de muestreo inferiores a 8000Hz, cumpliendo la teorema de Nyquist. Las características la conversión analógico-digital se muestra en la tabla 3.2

Característica	Valor
SNR ADC (8kHz)	90dB
SNR DAC (8kHz)	100dB
Frecuencia de muestreo	8000Hz
Bus de control	McBSP
Resolución ADC	16 bits / Canal
Resolución DAC	16 bits / Canal
Interface de entrada	Estéreo Input o registro de entrada
Interface de Salida	Estéreo output o registros de salidas
Máxima entrada AC	2 Vrms
Ganancia*	0.5 V/V

Tabla 3.2. Características del Codec TLV320AIC23 [18]

\* La ganancia de entrada a la mitad es producto de un circuito divisor de tensión a la entrada de la tarjeta de desarrollo [8].

Como principales elementos a inicializar el códec en la programación del DSP, es básico definir la resolución, frecuencia de muestreo fija, ganancia de entrada como de salida, interrupción y las interfaces de salida como entrada.

### **3.12.2 Herramientas de análisis en tiempo y en frecuencia usando registros**

Para observar la respuesta en frecuencia para cualquier etapa de la programación del DSP, Texas Instruments brinda una aplicación para graficar el contenido de registros los cuales se utilizan como un control interno en caso de fallas o funcionamiento adecuado. Estos gráficos son parte del compilador CCS, el cual tiene la opción de realizar la gráfica en función de la frecuencia (FFT) este puede usar Matlab como herramienta de análisis de la señal en el DSP. Permite tener una perspectiva adelantada a la salida real de la respuesta a la entrada del sistema, permitiendo dar un ajuste y mejora de código de programa [6].

## **3.13 Análisis en el desarrollo de filtros digitales**

Con la señal sEMG acondicionada son transmitidas al DSP para su procesamiento digital y posteriormente se obtiene la base de datos de los resultados. El estilo de graficar o registrar los resultados reales puede variar según el usuario, la tarjeta de desarrollo contiene una RAM de 16Mbytes la cual puede servir para un registro extenso [6]. Cada etapa del procesamiento digital puede ser visualizada gráficamente dado que tiene el registro del estudio completo, además de exportarlo en un formato .DAT la cual puede ser visualizada por otros programas como Matlab [7]. Para este proyecto los casos serán registrados para visualizar los resultados y da la posibilidad de realizar un post-procesamiento para obtener mucho más detalles. Para el procesamiento digital se utilizará el filtrado digital en tiempo real utilizando los recursos del procesador a fin de obtener los resultados deseados.

### **3.14 Filtros no recursivos FIR**

Para el desarrollo de los filtros no recursivos se basará en la implementación en el DSP con el algoritmo de la ecuación 2.23 para el cual se consta de un solo retardo por cada iteración, dado que así lo exige la sumatoria de la señal multiplicada por el peso y de igual manera con los retrasos. Las operaciones aritméticas de los datos serán hechos con formato de punto flotante tanto las muestras como los pesos las cuales son obtenidos por la ventana Hanning. Dado que la frecuencia de muestreo indica tomar muestra cada  $1/T$  segundos, donde  $T$  es el periodo de la frecuencia de muestreo, es necesario contar con todo los algoritmos computados antes de la siguiente muestra a tomar, caso contrario se obtendría resultados errados. Utilizando los recursos de interrupciones propios del procesador, se considera una interrupción cada vez que vence un contador que define la espera para cada muestra. Sin embargo dado que la iteración se tiene que realizar en proporción al número de pesos del filtro, es necesario también realizar el mismo número de retraso. Como consecuencia, la computación que requiere implementar un FIR es relativamente alta para filtros de alto orden [7]. Además, dado que se requiere filtros selectivos, es necesario aplicar filtros de orden alto para obtener una banda de transición estrecha desde la frecuencia de corte. Este proyecto requiere 3 filtros de alta selectividad para su implementación digital también un rectificador de la señal entrante, los requerimientos pueden ser consumidos aplicando un solo filtro FIR.

#### **3.14.1 Implementación FIR en DSP**

Con la implementación hecha se realiza la simulación teórica a través de Mathcad y la parte física se observa la salida de la línea del DSP TMS320C6713 DSK usando los algoritmos basados en [10], con los siguientes parámetros: El orden del Filtro es de 21. La frecuencia de muestreo es 48KHz. La frecuencia central ( $f_0$ ) es 10Khz y el ancho de banda de 2KHz.

En este caso se compara las ventanas para observar cual tiene mayor selectividad. Estas son: Rectangular (Color de línea negra), Von Han (Color Azul), Hamming (Color rojo) y Káiser de parámetro 2. También sus respectivas figuras de fase. En la figura 3.21(a) y 3.21(b), se observa que ninguna tiene una selectividad adecuada según los parámetros de diseño pero por el contrario se obtiene buenas atenuaciones en los lóbulos laterales.

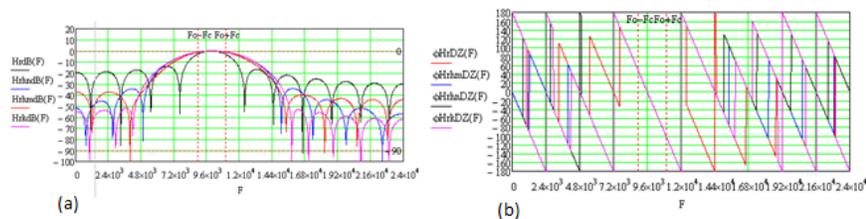


Fig. 3.21 Simulación de filtros FIR 1 (a) Comparación de las selectividades de las ventanas, (b) Figura de Fases. Linealidad para todos los casos

Ahora bien centrándonos en la ventana Von Han. Hacemos una comparación lo cual prueba que existe una mínima diferencia. Observar que en la implementación física tiene una atenuación de -40dB en el lóbulo principal por el motivo que el generador de ruido pseudoaleatorio tiene ese nivel de potencia. Es por eso si se observa el nivel de los lóbulos secundarios, es decir el nivel entre el lóbulo principal y el secundario es casi idéntico que el de la simulación. Estas muestras de los gráficos de la respuesta del DSP son gracias al paquete de software Goldwave por su económica herramienta virtual para la visualización de la señal en tiempo real. Figura 3.22 arriba y abajo.

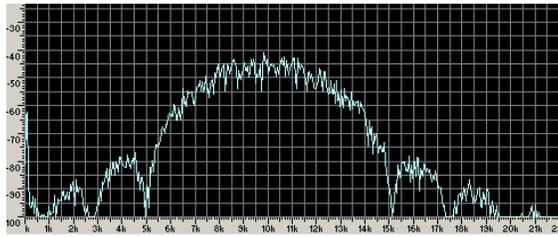
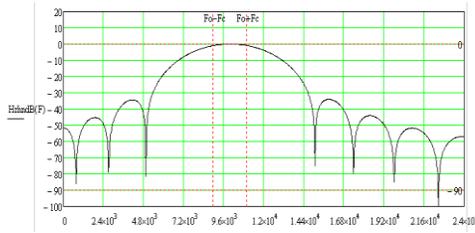
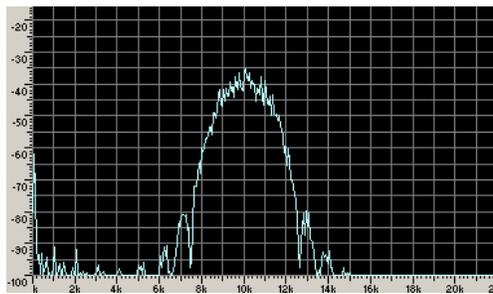


Figura 3.22.- Implementación de filtros FIR 1. (arriba) Ventana en simulación Mathcad. (abajo) Muestra de Analizador de Espectro de Goldwave.

A este punto se observa que los parámetros de diseño no se satisfacen, es más el ancho de banda del filtro es muy angosta. Por este motivo, obliga a incrementar el orden del filtro a 53 pesos para así mejorar la selectividad. Tener en cuenta que sigue siendo una implementación en punto flotante simple.

Como se observa las tres figuras siguientes muestran que se llega a mejorar su selectividad usando la misma ventana y frecuencia de reloj del procesador a 225MHz. Figura 3.23 arriba y abajo.



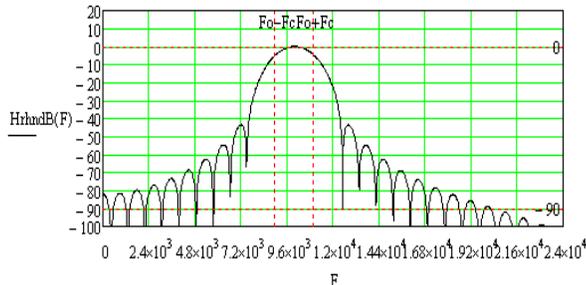


Figura 3.23.- Implementación del filtro FIR 2. (arriba) Ventana en simulación Mathcad. (abajo) Muestra de Analizador de Espectro de Goldwave.

Dado que para la implementación de los filtros no recursivos se requiere un alto orden a fin de obtener filtros de alta selectividad, no es práctico para este proyecto dado que consume recursos del procesador y siendo necesario para realizar otras tareas donde la fase sea crucial, como por ejemplo el procesamiento de voz en tiempo real.

### 3.15 diseño de filtro recursivos IIR

Para el uso de filtros recursivos es por el uso de algoritmos basados en las ecuaciones 2.32 y 2.33 del capítulo anterior, están orientados para la implementación de filtros en cascada de forma directa II. El hecho de usar filtros en cascada simplifica el código de programa y compresión del mismo, dado que los pesos de los filtros en conjunto se encuentran en una sola base de arreglos, basta seleccionar uno a otro para hacer el cambio de un filtro a uno diferente [7]. Otra ventaja es la implementación de filtros de alto orden en función a cuantos filtros en secuencia hay, es decir, si se desea un filtro de 4to orden solo es necesario incluir otro filtro de 2do orden seguido de otro igual.

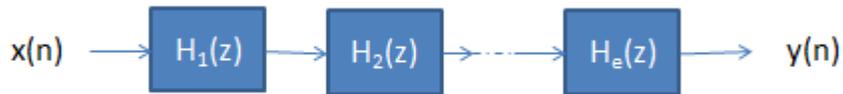


Figura 3.24 Figura filtro IIR en cascada. Donde “e” es el número de filtros en cascada.

Tal como se muestra en la figura 3.24, los filtros se incluyen en secuencia para que al final se obtenga el resultado, es implícito que todos los bloques son filtros recursivos lo cual implica que necesitara de la salida, la cual correspondería a la entrada de la siguiente etapa [8]. La ventaja que implica esta topología de filtros es tener la flexibilidad de ubicar el filtro según convenga y solo manteniendo un banco de filtros. Otra ventaja es permitir evaluar cada etapa de procesamiento digital internamente con el DSP dado que su compilador así lo permite, obteniendo registros de las salidas de cada etapa.

Para la implementación de estos filtros es necesario la iteración aplicando el algoritmo tantas veces sea necesaria, en proporción al número de etapas que contenga el sistema total.

### 3.15.1 Implementación IIR forma directa II en cascada en DSP

Para la implementación real de los filtros en cascada se configura el ADC y DAC y como característica principal es tener el registro o banco de todos los pesos a ser aplicado. A continuación se muestra las gráficas de la respuesta a la entrada de cada etapa y su análisis en frecuencia.

#### 3.15.1.1 diseño del filtro Notch digital.

Para el filtro Notch se basó en el transformada lineal de un filtro análogo Butterworth de 2 orden, luego fue aplicada en cascada para obtener en final uno de 4to orden, siendo el algoritmo basado en [7, 12]. Se utiliza un filtro de 4to orden con el objetivo de contar

con una banda de rechazo muy estrecha y así se obtendría la menor distorsión dado y se evitaría el filtrado de algunas componentes que pertenece a la banda de trabajo de las señales sEMG.

Para el diseño del filtro de la figura 3.25, se realiza un filtro Notch con frecuencia  $f_1=58\text{Hz}$  y  $f_2= 62$  ambos de corte y estando centrado en  $60\text{Hz}$ .

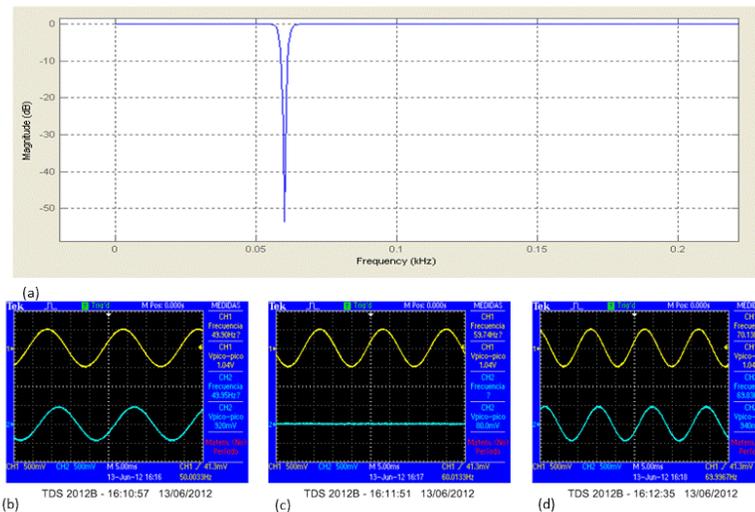


Figura 3.25. Respuesta en tiempo real filtro Notch digital. (a) Gráfica del diseño del filtro digital. (b) Respuesta del filtro a una entrada de 50Hz. (c) Respuesta del filtro a una entrada de 60Hz. (d) Respuesta a la entrada de 70Hz al filtro Notch. Siendo las líneas amarilla y azul la entrada y salida correspondientemente.

### 3.15.1.2 Diseño del filtro Pasa banda digital.

Según lo mencionado por [14], se recomienda que el rango de frecuencias a ser estudiado debe estar ubicado entre los 20 a 500Hz dado que es ahí donde se encuentra las componentes de mayor magnitud la cual componen la señal sEMG tal como se observa en las pruebas de la figura 3.26 muestra la implementación con algoritmos en lenguaje C tal como [7, 12].

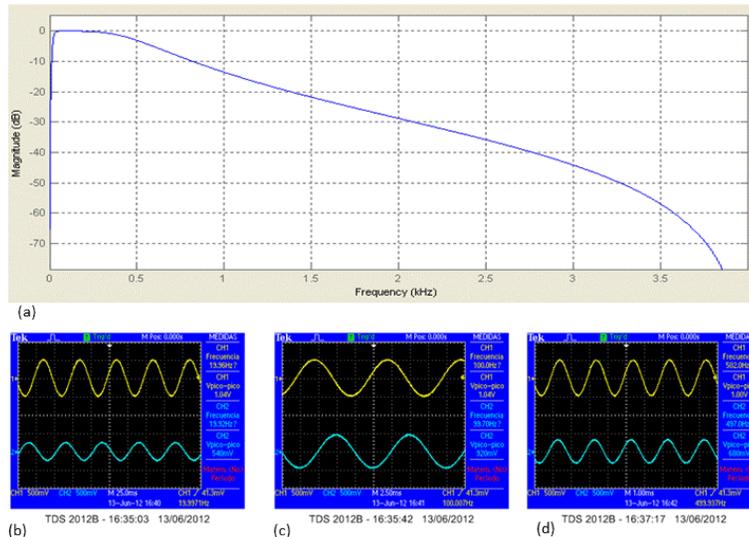


Figura 3.26. Respuesta en tiempo real filtro Pasa banda digital. (a) Gráfica del diseño del filtro digital. (b) Respuesta del filtro a una entrada de 20Hz. (b) Respuesta a una entrada de 100Hz. (c) Respuesta a la entrada de 500Hz. Siendo las líneas amarilla y azul la entrada y salida correspondientemente.

Para el análisis en frecuencia en tiempo real, es más práctico aplicar FFT en el osciloscopio a la señal de salida en respuesta a una entrada de un ruido pseudoaleatorio. Con este análisis se obtiene la gráfica de respuesta muy similar a simulaciones. Para la figura 3.27 se observa la frecuencia de corte  $f_2 = 500\text{Hz}$  dado que la pantalla está 500Hz por cuadrado. Dicha respuesta es ante la entrada de ruido pseudoaleatorio el cual fue generado por un generador de ruido característico en alguno de estos equipos. Claro está que es una imagen referencial dado que la simulación está graficada según la ecuación de magnitud.

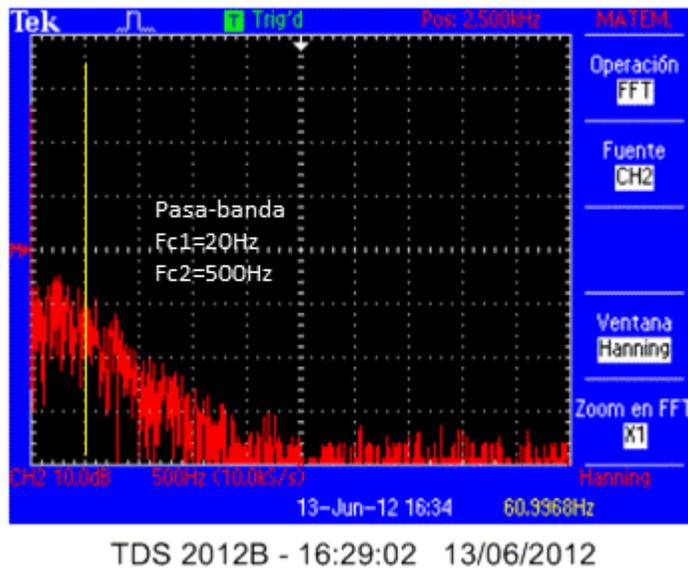


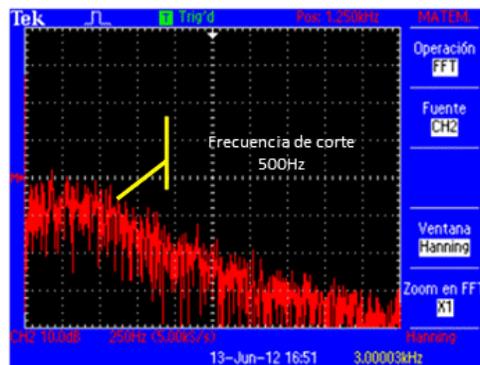
Figura 3.27. Gráfica FFT en osciloscopio de la respuesta ante ruido pseudoaleatorio del filtro pasa banda. Pasa banda de 4to orden tipo Butterworth.  $F_{c1}=20\text{Hz}$  y  $F_{c2}=500\text{Hz}$

El primer sistema ingresado en el filtro rechazada bando o tipo Notch dado que lo primero que se desea es eliminar dicha componente a fin de no ser amplificado en etapas posteriores, dicha etapa será denominada  $H_1(z)$ , siendo la función de transferencia de la transformada  $z$  del filtro, con la característica que se encuentra centrada para la frecuencia  $f=60\text{Hz}$ .

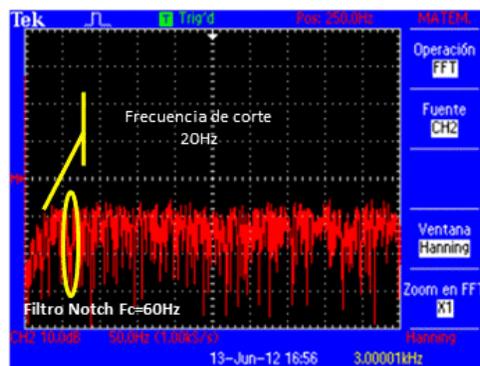
El segundo sistema a ser ingresado será el filtro pasa banda el cual limita las componentes inferiores a la frecuencia de corte 1  $f_{c1}=20\text{Hz}$  y las componentes de alta frecuencias superiores a  $f_{c2}=500\text{Hz}$ . Con estas frecuencias de corte se beneficia el rechazo a las componentes DC y limitando las frecuencias armónicas; dicha etapa será denominada  $H_2(z)$ , siendo la función de transferencia en componentes de  $z$ .

Con  $H_1(z)$  y  $H_2(z)$  en secuencia se consigue un filtro recursivo en cascada en cual se tiene la siguiente respuesta ante el ingreso de ruido pseudoaleatorio en la figura 3.28. Viendo en la ecuación inferior, es  $H(z)$  la función de transferencia para los filtros en cascada además  $C$  es 1 para este caso dado que no existe ganancia en el proceso de filtrado esto se detalla en la ecuación 3.3.

$$H(z) = CH_1(z)H_2(z) \quad (3.3)$$



(a) TDS 2012B - 16:46:11 13/06/2012



(b) TDS 2012B - 16:50:27 13/06/2012

Figura 3.28. Gráfica de respuesta en frecuencia del Filtro en Cascada  $H_1(z)H_2(z)$

### **3.16 Rectificación de señal sEMG filtrada.**

Para un enfoque en función al tiempo, es útil resolver la relación entre esfuerzo y amplitud de la envolvente de la señal sEMG [23]. Para la rectificación se implementa con sentencias condicionales en el código de programa del DSP, las cuales descarta los valores negativos cambiándolos a 0 y los positivos son puestos en los registros. Siguiendo la siguiente ecuación se puede observar el algoritmo a ser implementado.

$$Rec(n) \begin{cases} \text{if } x(n) > 0 \rightarrow Rec(n) = x(n) \\ \text{else } x(n) < 0 \rightarrow Rec(n) = 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

### **3.17 Detección de envolvente digital**

Una vez obtenida la señal con las componentes positivas, se aplica un filtro pasa bajo para obtener la componente de baja frecuencia la cual es característico de la envolvente.

Se implementa un filtro pasa bajo de frecuencia de corte de 2 Hz, la cual puede variar según como se desee. Para los detectores con frecuencia de corte menor a 1Hz, se obtiene flancos suavizados y se evita flancos rápidos [26]. Para frecuencias de corte entre 1 a 4Hz se obtiene una señal más próxima a la envolvente, sin embargo puede contener componentes altas y ser confundidos como flancos falsos.

# Capítulo IV Implementación y resultados

## 4.1 Implementación del sistema

Para la implementación del proyecto se muestra en la figura 4.1 el diagrama de bloques de todas las etapas, las cuales se divide en 3 bloques principales.

Tarjeta de acondicionamiento sEMG de 2 canales

TMS320C6713 DSK

Entorno gráfico MATLAB

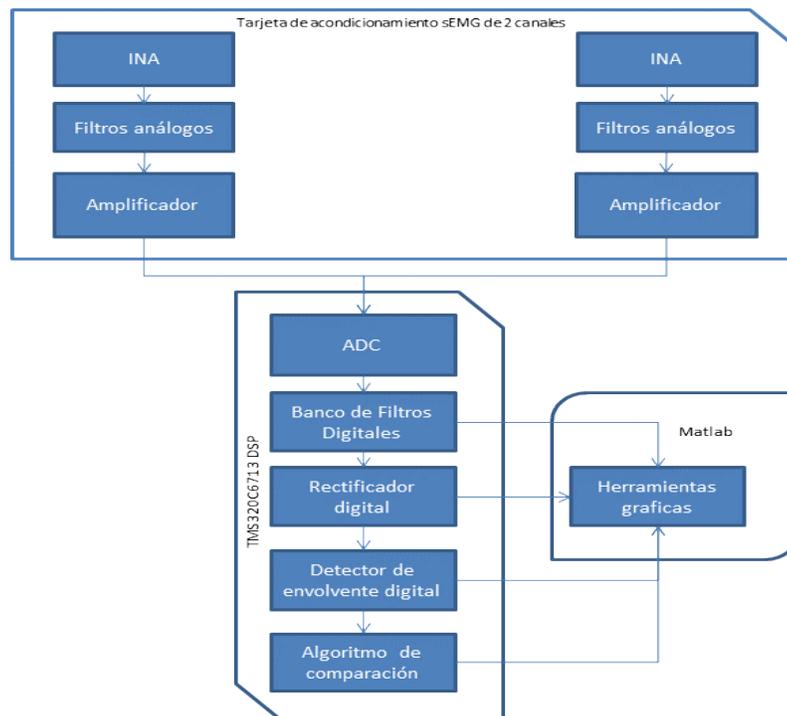


Figura 4.1. Diagrama de bloques de la implementación.

### **4.1.1 Tarjeta de acondicionamiento sEMG de dos canales**

El primer bloque consiste en la tarjeta de acondicionamiento la cual cuenta con dos canales de entrada, una etapa de filtrado para atenuar el ruido y limitar la banda de trabajo, esto gracias al uso del amplificador instrumental y los filtros de primer orden. Por último estos son amplificados evitando que contenga una componente de 0Hz en la salida de la tarjeta dado que cuenta con un filtro pasa alto con una frecuencia de corte de 20Hz al final del circuito y se tiene una señal sin offset, como referencia se basó en el diagrama de bloques de la figura 3.6, teniendo en cuenta el uso de amplificadores operacionales para cada filtro de primer orden y Notch utilizando el integrado OPA4131, la cual tiene bajo offset en sus salidas [17]. La implementación de un solo canal se observa figura 4.3.

La ganancia total por canal es de 1350 V/V. La alimentación es mediante el uso de baterías de  $\pm 12\text{V}$  y tierra contando con un aislamiento eléctrico detallado en la sección 3.7. En consecuencia, se garantiza la integridad del paciente ante el riesgo eléctrico. Para la calibración del filtro Notch gyrator, se tiene dos potenciómetros de precisión para ajustar la atenuación y centrar el filtro a 60Hz. Para toda entrada o salida de la tarjeta de acondicionamiento se utiliza conectores estéreo de 3.5mm. Según la figura 4.2 se observa el circuito implementado. El circuito completo se puede ver en el apéndice 1.

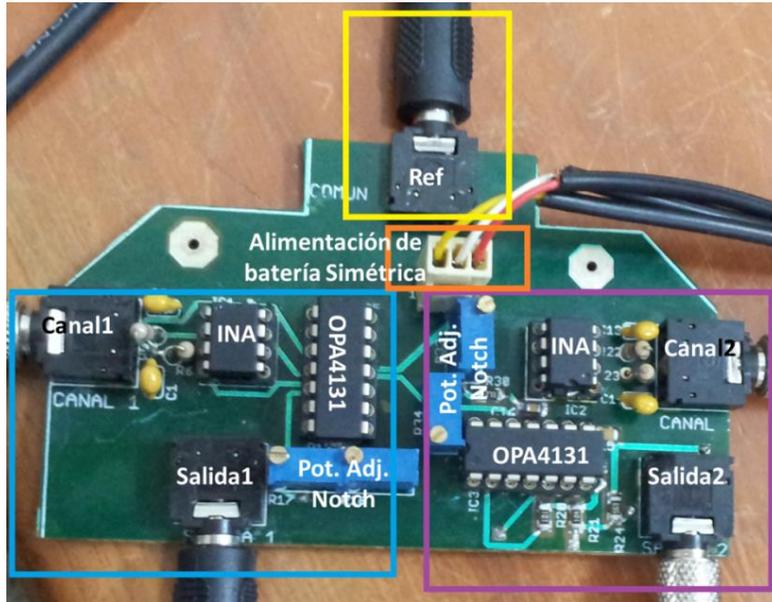


Figura 4.2. Tarjeta de acondicionamiento sEMG de 2 canales. Se detalla los integrados y entradas-salidas del circuito.

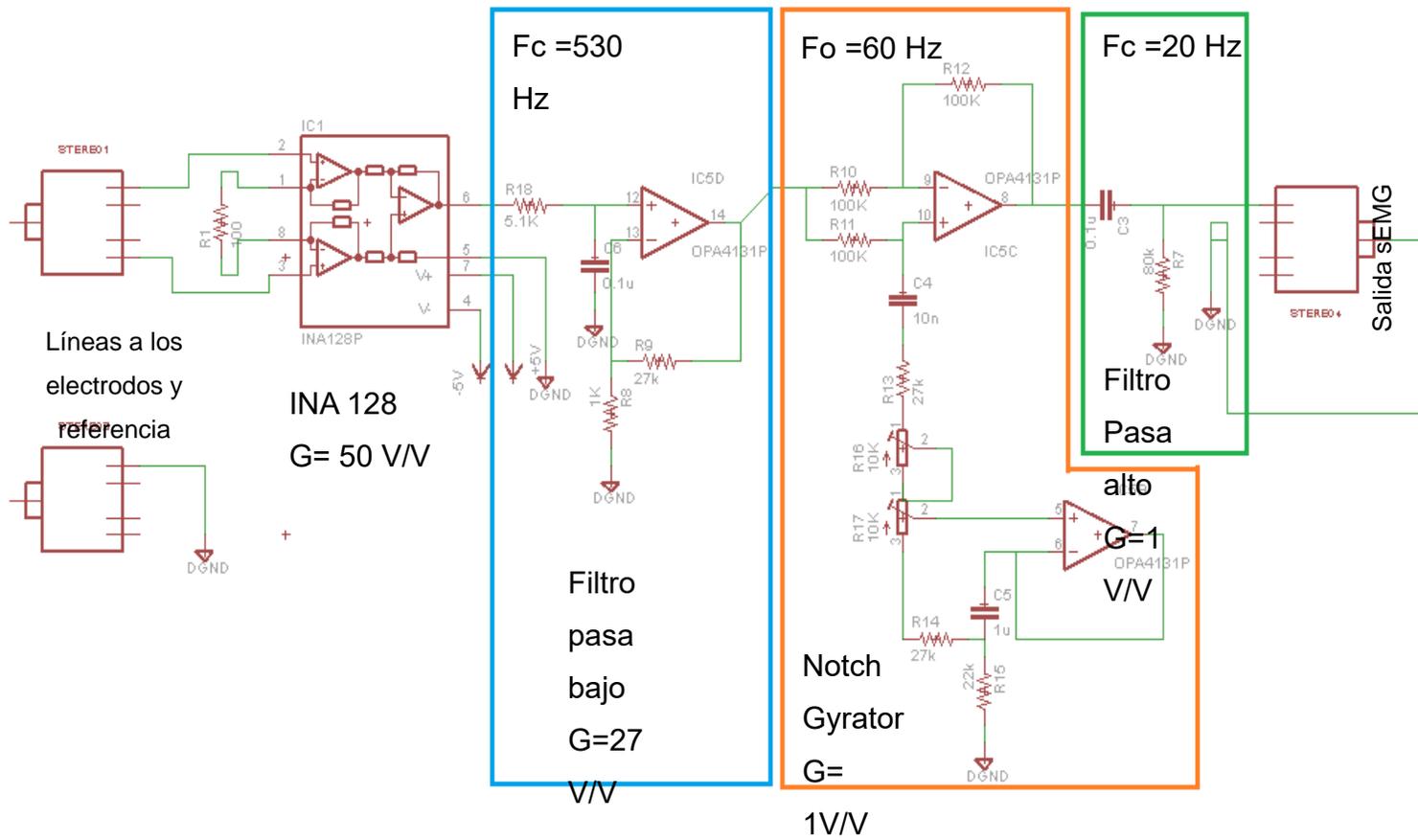


Figura 4.3. Circuito de acondicionamiento sEMG de un solo canal diferencial. La ganancia total es de 1350 V/V

### 4.1.2 Tarjeta de desarrollo DSP TMS320C6713

Contiene 2 canales analógicos, los cuales se utilizan para la digitalización de la señal SEMG acondicionada utilizando sus módulos ADC con una frecuencia de muestreo de 8KHz según lo explicado en la sección 3.12.1. Luego, contiene programado un banco de filtros recursivos los cuales son apilados en cascada. Después de esto se deriva a un rectificador digital a fin de discriminar los componentes negativos de la señal resultante del filtrado. Además se implementa el detector de envolvente utilizando un filtro pasa bajo digital con una frecuencia de corte de 2Hz. Por último, se programa un algoritmo de comparación de umbrales de las envolventes en referencia de [26]. Consultar al apéndice 2 para la programación en lenguaje C. Teniendo en cuenta que cada etapa puede ser registrado y almacenado en un archivo de extensión .DAT para luego ser visualizado a través de MATLAB. La tarjeta requiere una alimentación de 5V y tiene una interface USB para la depuración y trasmisión de datos de su memoria interna. La tarjeta DSK tiene 4 LEDs los cuales son utilizados para visualizar las respuestas en tiempo real indicando que dedo(s) se llegó a flexionar. Además, posteriormente se gráfica en MATLAB. Ver figura 4.4.

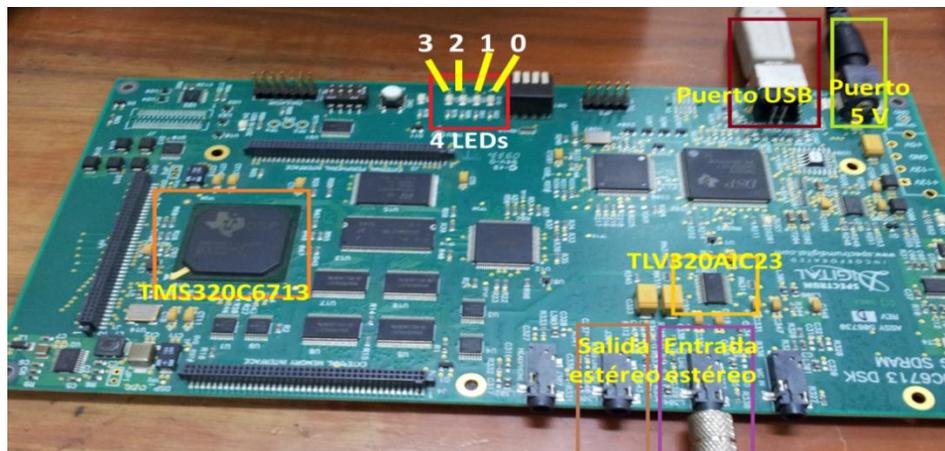


Figura 4.4. TMS320C6713 DSK, con secciones detalladas en los recuadros.

#### 4.1.2.1 Algoritmo del código de programa

Para el desarrollo del código de programa, es básico inicializar los periféricos, para este caso son: Convertidor análogo-digital, registro que involucra la actividad de Leds y los temporizadores para las interrupciones, a fin de definir el periodo de muestreo. El criterio de la aplicación de cada filtro de baso a los análisis de tiempo y frecuencia, definiendo las condiciones de trabajo en la sección 3.2.

Previamente se tiene una matriz que contiene todos los pesos obtenidos en el diseño del filtro Notch, pasa banda y pasa bajo, siendo de cuarto orden los dos primeros y el último de 2do orden. Se basó en filtros tipo Butterworth.

La rectificación es implementada por un condicional y el detector de envolvente que consiste en un filtro IIR pasa bajo, el cual es parte de los 3 filtros descritos líneas arriba.

Para los registros de cada etapa se cuenta con variables declaradas la cual realizan una grabación de la salida de una sub-etapa, en este caso, la señal digitalizada o muestreada, la señal ya filtrada y la señal de la envolvente de la rectificación. Estos pueden ser exportados en formato .DAT para su visualización a través de software. El diagrama de bloques del algoritmo se muestra en la figura 4.5.

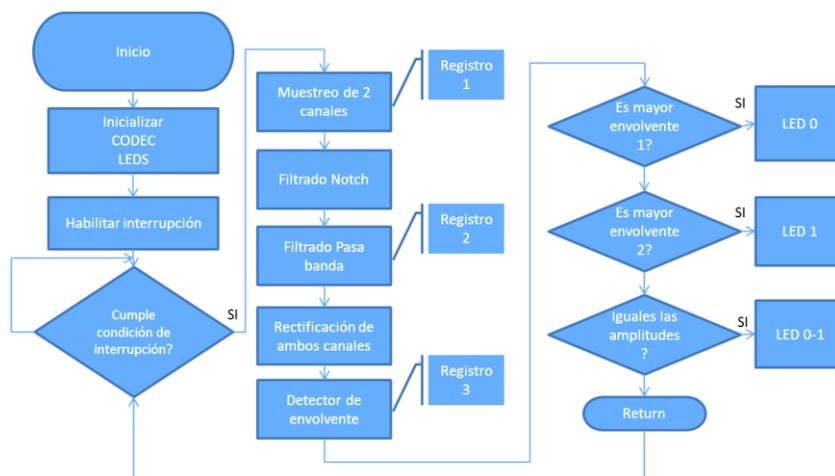


Figura 4.5. Algoritmo de código de programa TMS320C6713.

#### **4.1.2.2 Gráficas de los registros en Matlab**

Para la observación de los datos se utiliza el MATLAB como entorno gráfico, a fin de corroborar los resultados de cada etapa, para esto los registros puestos en el código de programa son guardados en formato .DAT. Dado que el mismo software contiene herramientas de gráficas tanto en función del tiempo como la frecuencia, es posible tener un mayor detalle del estudio.

### **4.2 Resultados para la secuencia 1**

Para la figura 4.6 se tiene una secuencia de flexión de los dedos, los cuales se obtiene dos registros de dos canales sEMG para los dedos pulgar y meñique en el cual consiste en la siguiente secuencia de flexión:

Flexión del dedo meñique y pulgar

Extensión del dedo meñique y pulgar

Flexión del dedo meñique y pulgar

Extensión del dedo meñique y pulgar.

Flexión del dedo meñique

Extensión del dedo meñique

Flexión del dedo pulgar

Extensión del dedo pulgar



Figura 4.6. Secuencia 1 de flexión de los dedos pulgar y meñique.

#### **4.2.1 Resultados de la tarjeta de acondicionamiento**

Los resultados de la salida a la tarjeta de acondicionamiento se observa para las figura 4.7 a y c, donde las señales sEMG son de los dedos meñique y pulgar respectivamente, los cuales son registrados en paralelo, con una frecuencia de muestreo de 8kHz y el tamaño del vector registro es de 22000 muestras por cada canal, es decir contiene 2.75 s de grabación. Se observa que no contiene componente DC y con el ruido de inducción eléctrica atenuada.

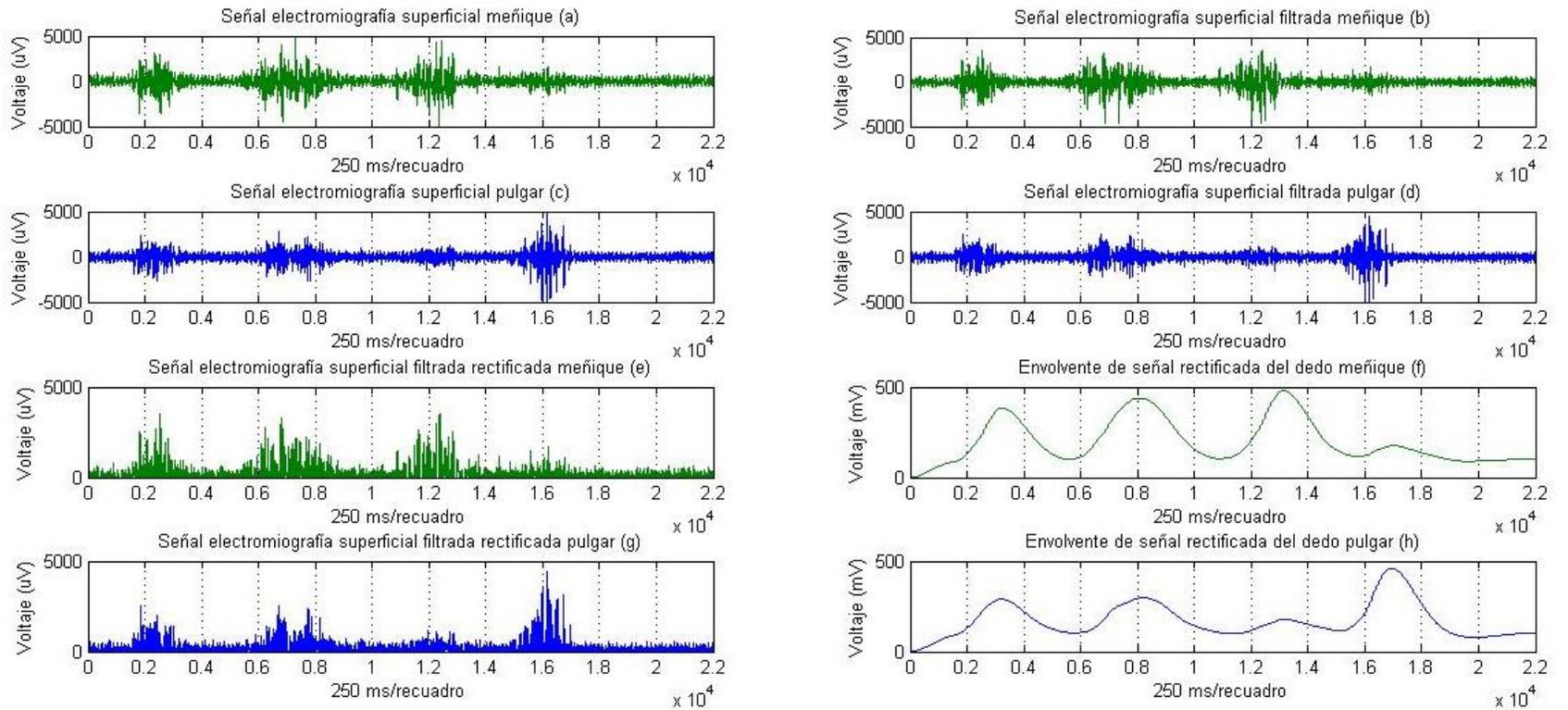


Figura 4.7. Resultados de la secuencia 1 (a) Señal sEMG del dedo meñique. (b) Señal filtrada del dedo meñique. (c) Señal sEMG del dedo pulgar. (d) Señal filtrada del dedo pulgar. (e) Señal rectificadora de dedo meñique. (f) Envoltorio de señal rectificadora del meñique. (g) Señal rectificadora de dedo pulgar. (h) Envoltorio de señal rectificadora del pulgar

## **4.2.2 Resultados del Filtrado digital implementado en el DSP**

La implementación de los filtros digitales recursivos en cascada, siendo la primera etapa o sección un filtro Notch de 4to orden. Luego, se aplica un filtro pasa banda con una frecuencia de corte  $f_{c1}=20\text{Hz}$  y  $f_{c2}= 500\text{Hz}$  de 4to orden, lo cual permite un mejor filtrado dado que en la etapa de acondicionamiento, los filtros análogos aplicados son de primer orden y tienen una amplia banda de transición.

Los resultados del filtrado de la señal sEMG se observa en las figuras 4.7 b y d siendo del dedo meñique y pulgar respectivamente. A este punto se adiciona un registro para la muestra del resultado del filtraje.

## **4.2.3 Rectificador digital implementado en DSP**

La rectificación de la señal sEMG se implementa por una condicional en el código de programa, la cual resulta de una sentencia que compara si para un determinado tiempo la muestra es negativa, de serlo así es puesto a 0 caso contrario se mantiene su valor.

Los resultados son vistos en las figuras 4.7 e y g, el cual muestra la señal rectificadas del sEMG de los dedos meñique y pulgar respectivamente.

## **4.2.4 Resultados del detector de envolvente en el DSP**

Para la detección de envolvente de la señal ya rectificadas, se implementó un filtro pasa bajo con una frecuencia de corte de  $2\text{Hz}$  el cual solo dejara como resultado las componentes más bajas de la señal rectificadas, es decir, la envolvente.

Los resultados se observan en las figuras 4.7 f y h que son las envolventes de las señales rectificadas del dedo meñique y pulgar respectivamente. Como se diferencia, los picos de la señal siguen la secuencia de flexión de los dedos las cuales están acorde a la secuencia de la figura 4.6.

#### 4.2.5 Algoritmos y resultados en la detección

El enfoque de comparación de umbrales se utiliza como referencia los picos más altos de 500mV, esto es el valor máximo de la envolvente ante una flexión máxima, por lo que es considerada como umbral del dedo pulgar y meñique, como ejemplo, se tiene una máxima amplitud ante una flexión voluntaria ante un ejercicio definido. Se tiene una secuencia de flexiones definidas y las diferentes amplitudes que se adquieren la corroboran, para este caso, la flexión de ambos dedos y la flexión para cada uno individualmente. Para esto se tiene 3 condicionales. Denominamos  $Men(n)$  la función de la señal de envolvente del dedo meñique el cual contiene los valores de la amplitud en el tiempo discreto.  $Pulg(n)$  es la función de la envolvente del dedo pulgar la cual contiene los valores de amplitud en tiempo discreto el cual se encuentra sincronizado con  $Men(n)$  sin ningún desfase entre ambas. Ahora, el primer condicional determina si estos están diferenciados en un valor mayor a 250mV, que es la diferencia entre  $Men(n)$  y  $Pulg(n)$ . En caso que cumpla la condicional, se activa un flag interno para mostrar el resultado

La segunda condicional es similar a la primera a diferencia que la resta ocurre de  $Pulg(n)$  y  $Men(n)$  y debe superar a los 250mV. Caso que cumpla activa un segundo flag interno.

Por último, la tercera condicional es cuando ambas señales superan los 250mV, es índice de actividad de ambos falanges, dado que estos deben superar el 50% de 500mV de referencia, si se cumple esta condicional se activa un flag interno para resultados.

Los resultados se observa en las figuras 4.6 b, d y e que muestra los flag o disparos ante las flexión de los dedos, lo cual para este caso cumple la secuencia de movimientos de los dedos. Tener en cuenta que dichos flags es un vector de un solo bit o dos niveles lógicos.

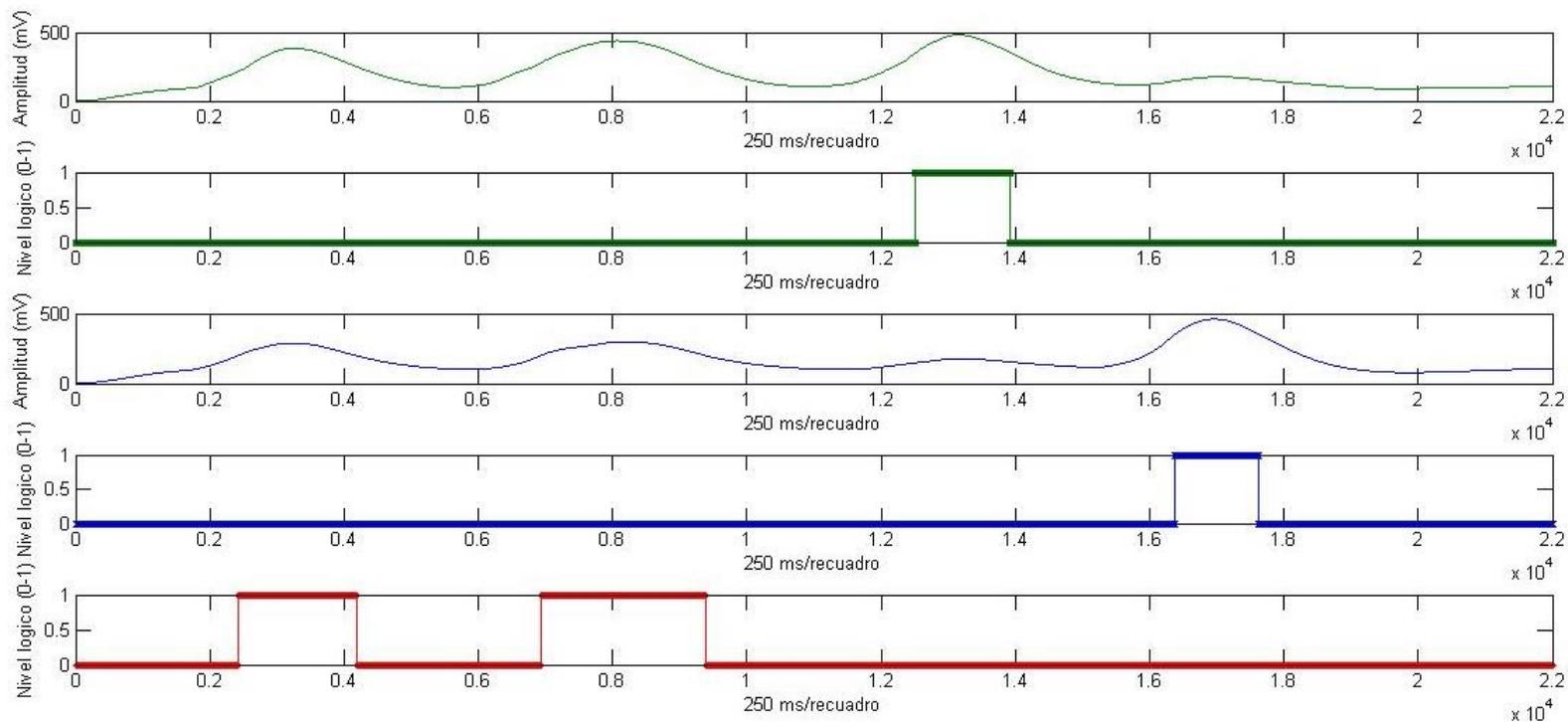


Figura 4.8. Flancos producidos por flexión de los dedos meñique y pulgar. (a) Envoltente de sEMG del meñique. (b) Disparo indicador de flexión del dedo meñique. (c) Envoltente de sEMG del dedo pulgar. (d) Disparo indicador de flexión del dedo pulgar. (e) Disparo de la flexión de ambos dedos.

## 4.3 Resultados para secuencia 2

La secuencia 2 se detalla en la figura 4.9: Flexión del pulgar, extensión del dedo pulgar, flexión del meñique, extensión del meñique, flexión de ambos dedos, extensión de ambos dedos, flexión de ambos dedos, extensión de ambos dedos.



Figura 4.9. Secuencia 2 de flexiones de los dedos pulgar y meñique.

### 4.3.1 Resultados de las etapas del sistema

Para las figuras 4.10 a y c se obtiene la señal acondicionada por la tarjeta, la cual contiene etapas de filtrado y amplificación. Luego se llega a filtrar el ruido y se detalla los resultados en las figuras 4.10 b y d. La siguiente etapa de rectificación de las señales se muestran en las figuras 4.10 e y g. Por último, se detalla las envolventes obtenidas por el filtro pasa bajo que conforma el detector de envolventes que se observan en las figuras 4.10 f y h.

La comparación de los umbrales de las envolventes son observados los en resultados de la figura 4.11, la cual si se superponen se observa los flancos comunes y variaciones en uno, solo en caso que exista una flexión en una sola falange.

Se observa que el algoritmo de comparación, utilizado para la detección de los flancos es correcta, estos se observa también en tiempo real en los LED de la tarjeta TMS320C6713.

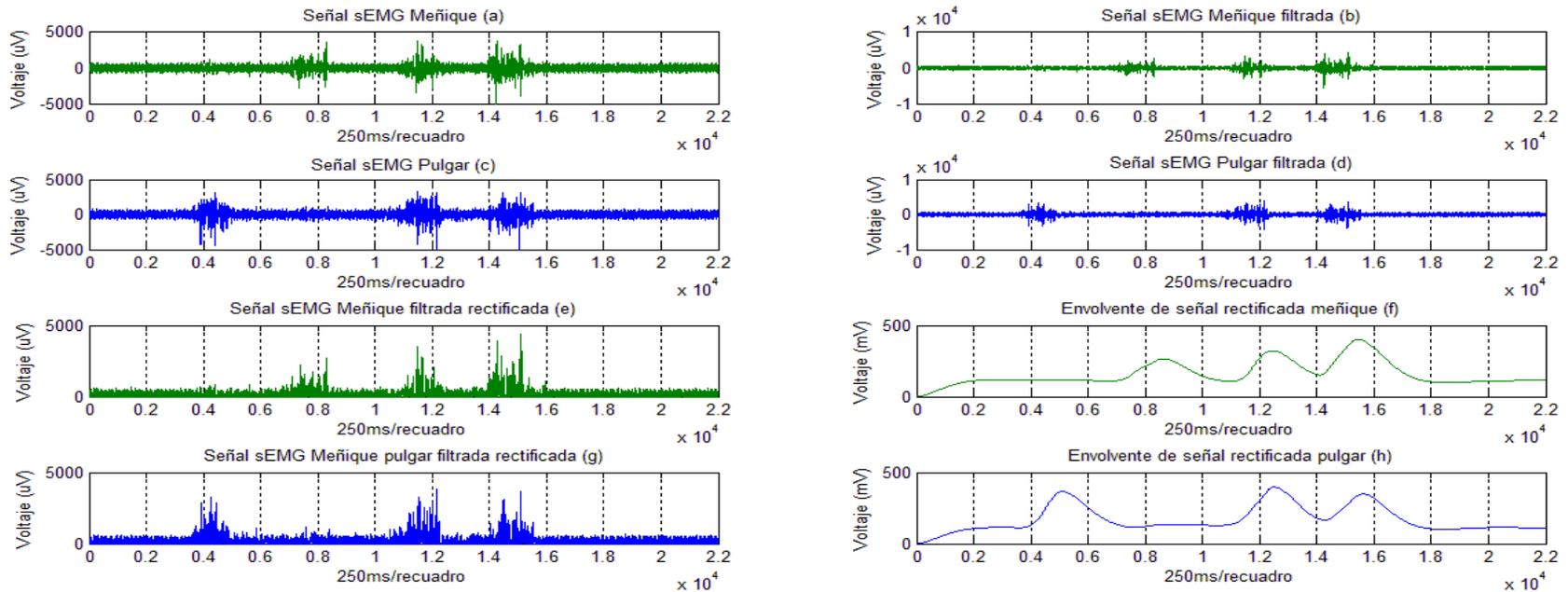


Figura 4.10. Resultados de la secuencia 2. (a) Señal sEMG del meñique. (b) Señal sEMG del meñique filtrada. (c) Señal sEMG del pulgar. (d). Señal sEMG del pulgar filtrado. (e) Señal sEMG rectificada del dedo meñique. (f) Envoltente de la señal rectificada del meñique. (g) Señal rectificada del pulgar. (h) Envoltente de la señal rectificada del pulgar.

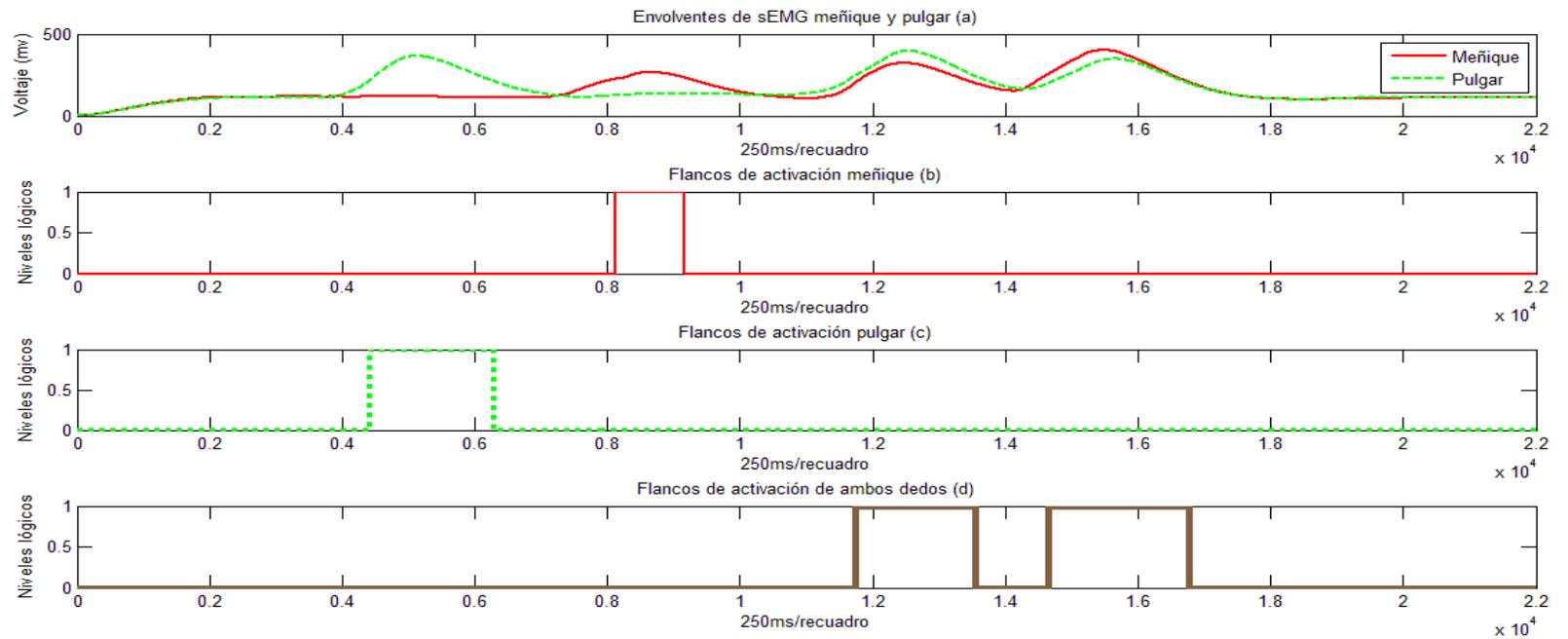


Figura 4.11 Flancos producidos por la flexión de los dedos meñique y pulgar 2. (a) Envolventes superpuestas meñique y pulgar. (b) Flancos de activación del meñique. (c) Flancos de activación Pulgar. (d) Flancos de activación de flexión de ambos dedos

### **4.3.2 Pruebas y entrenamiento.**

Para las pruebas realizadas anteriormente, se busca la confiabilidad del proyecto, para esto se toma 5 pacientes, los cuales se ubican electrodos en los puntos 1 y 5 tocados en la sección 3.1.

La curvatura del pulgar y meñique es con referencia al Paso 3 o Step 3 en referencia a [21], la cual consiste en una flexión máxima para ambas falanges en estas pruebas. El motivo que se considera este grado de flexión es a consecuencia de estudios anteriores donde la señal sEMG tiene la diafonía muy distante en las pruebas realizadas en [21].

Tomando una muestra de 100 secuencias, se observa en la tabla 4.1 donde se detalla los resultados inspeccionados ocularmente en concordancia a la respuesta en tiempo real de la tarjeta DSP.

Número de Pruebas/ Secuencias	Secuencia Meñique- Pulgar-ambos dedos	Secuencia Pulgar, meñique, doble flexion de ambos dedos	Doble flexion de ambos dedos, meñique y pulgar	Pulgar, Pulgar, meñique, meñique	Pulgar, meñique, pulgar, meñique.
1	OK	OK	OK	OK	OK
2	OK	OK	OK	OK	OK
3	OK	OK	OK	OK	OK
4	NO	OK	OK	OK	OK
5	OK	OK	OK	OK	OK
6	OK	OK	OK	OK	OK
7	OK	OK	OK	OK	OK
8	OK	OK	OK	OK	OK
9	OK	OK	OK	OK	OK
10	OK	OK	OK	OK	OK
11	OK	OK	OK	OK	OK
12	OK	OK	OK	OK	OK
13	OK	OK	OK	OK	OK
14	OK	OK	OK	OK	OK
15	NO	OK	OK	OK	OK
16	OK	OK	OK	OK	OK
17	OK	OK	OK	OK	OK
18	OK	OK	OK	OK	OK
19	OK	OK	OK	OK	OK
20	OK	OK	OK	OK	OK

Tabla 4.1. Muestras paciente 1.

Como se observa en la tabla 4.1, las respuestas fallidas se encuentran al comienzo de la prueba dado que es necesario un auto entrenamiento en la manera que se debe flexionar los dedos. Para las respuestas finales son todas correctas obteniéndose un error de 2%. Estas están de color rojo con la palabra “no”.

En la tabla 4.2 se muestra las pruebas realizadas en el paciente 2 las cuales detalla los resultados de las secuencias en 100 muestras. El resultado se obtiene con un error del 4%.

Número de Pruebas/ Secuencias	Secuencia Meñique-Pulgar-ambos dedos	Secuencia Pulgar, meñique, doble flexion de ambos dedos	Doble flexion de ambos dedos, meñique y pulgar	Pulgar, Pulgar, meñique, meñique	Pulgar, meñique, pulgar, meñique.
1	NO	OK	OK	OK	OK
2	NO	OK	OK	OK	OK
3	OK	OK	OK	OK	OK
4	NO	OK	OK	OK	OK
5	OK	OK	OK	OK	OK
6	OK	OK	OK	OK	OK
7	NO	OK	OK	OK	OK
8	OK	OK	OK	OK	OK
9	OK	OK	OK	OK	OK
10	OK	OK	OK	OK	OK
11	OK	OK	OK	OK	OK
12	OK	OK	OK	OK	OK
13	OK	OK	OK	OK	OK
14	OK	OK	OK	OK	OK
15	OK	OK	OK	OK	OK
16	OK	OK	OK	OK	OK
17	OK	OK	OK	OK	OK
18	OK	OK	OK	OK	OK
19	OK	OK	OK	OK	OK
20	OK	OK	OK	OK	OK

Tabla 4.2 Muestras del paciente 2

## **Observaciones**

La diafonía existe en la registro completo, es clave la ubicación de los electrodos en el antebrazo basando en estudios anteriores. Caso contrario, no hubiese sido posible dar una discriminación a través de comparación de umbrales.

Los registros realizados en ambos canales fueron en paralelo, la comprobación de la respuesta correcta fue ante una inspección ocular de la tarjeta TMS, siendo los resultados adecuados. Los datos recolectados son corroborados ante la actividad muscular del paciente y se realiza la interpretación de los resultados, verificando la veracidad y confiabilidad del sistema. Se concluye que ante estos métodos de verificación, la comparación de umbrales es muy práctica y útil según los resultados obtenidos.

Los estudios están expuesto en todo momento del ruido intrínseco como extrínseco, la etapa de acondicionamiento garantiza la señal amplificada y atenuada de todo ruido, sin embargo, no es factible aumentar el orden de los filtros o incrementar las etapas analógicas, dado esto implicaría incrementar los componentes y área de implementación física, lo cual perjudicaría dado que cada componente tiene como característica su ruido térmico y si el área aumenta este estaría más propenso al ruido. Por esta razón, la amplificación y filtro anti-aliasing es principalmente la etapa de acondicionamiento, luego es transferido al DSP a través del ADC para su filtrado digital de alto orden para así obtener un registro libre de ruido.

El ruido artefacto producido por el movimiento ante el registro, contiene componentes de baja frecuencia pero de alta amplitud, pueden ser confundido por flancos de actividad dado que se encuentra en el rango de frecuencias permitidas en el filtro pasa

banda y no es conveniente crear un filtro rechaza banda dado que se estaría perdiendo parte de la información. Lo que se concluye que se debe realizar el registro en ambos canales con el paciente en reposo para evitar los puntos señalados.

La tarjeta de acondicionamiento se adecua para mantener ambos canales iguales en ganancia y pueden ser aplicados en el antebrazo para analizar la flexión del pulgar o de igual manera con otros dedos de la mano dado que mantienen las mismas características siempre y cuando se tenga en consideración los puntos correctos a ubicar los electrodos.

Las muestras obtenidas de los pacientes son variados en la amplitud dado que cada persona recluta más unidades motoras que otras, el motivo es por la actividad muscular o masa muscular que es distinta y es posible que exista un entrenamiento previo por experiencias repetitivas, es decir los ejercicios enfocados a un músculo incrementa el volumen del mismo por ende existe más amplitud de la señal mioeléctrica producto de una mayor reclutamiento de UM. A pesar de estos cambios, la anatomía no varía y la ubicación de los sensores es prácticamente igual y puede ser replicada para cada individuo a ser analizado. Se concluye que siempre debe existir una etapa de auto-entrenamiento dado que en las pruebas son las primeras secuencias erradas, luego de ahí, el error prácticamente es nulo.

## Capítulo V - Conclusiones y recomendaciones

### Conclusiones

Se diseñó un sistema electrónico el cual es capaz de discriminar entre la flexión del dedo meñique y pulgar de la mano. El error obtenido se encuentra al inicio de las muestras dado que es necesario contar con un entrenamiento previo. Se concluye que debido a la simplicidad de la comparación de umbrales de las envolventes de los dos canales sEMG, es posible determinar que dedo(s) se llegó a flexionar según los resultados de las figuras 4.6 y 4.9.

Se realizó en primera instancia un filtraje analógico que limite la banda de trabajo y reducir la componente de 60Hz para ambos canales. Además se usó filtros de primer orden a fin de contar con pocos componentes pasivos. Para todo el diseño análogo se separó las etapas usando amplificadores operacionales. En resultado, se obtuvo la señal sEMG limitada en banda de frecuencias y atenuada en el ruido de inducción eléctrica tal como se muestra en la figura 4.7.

Debido al uso de filtros de bajo orden en la etapa analógica, se implementó filtros digitales a fin de contar con una selectividad mejor en los filtros. Se concluye que utilizando la topología de filtros IIR forma directa II y ubicándolos en cascada, simplifica considerablemente el algoritmo de programación permitiendo el uso de múltiples etapas tal como se detalla en el diagrama de bloques figura 4.5.

La discriminación de movimiento de los dedos meñique y pulgar de la mano fue posible al usar de un algoritmo de comparación de umbrales, siendo el error obtenido no mayor a 5% para un total de 100 muestras. Los movimientos de los dedos son corroborados por la gráfica de las señales rectificadas en uso de los registros de la respuesta de cada canal tal como se detalla en las tablas 4.1 y 4.2.

Utilizando los LED de la tarjeta TMS320C6713, fue posible contar con la respuesta en tiempo real, el cual indica que dedo se llegó a flexionar. Se concluye que es factible aplicarlo a un robot para la manipulación de actuadores con el fin de contar con una herramienta que excite en función a la actividad muscular, para el caso, de los músculos involucrados en la flexión de los dedos de la mano.

## **Recomendaciones y trabajo futuro**

El procesamiento en cascada permitió la adición de etapas de filtrados e inclusive para etapas intermedias, tal como se desarrolló, la implementación de un filtro en cascada puede partirse en etapas para ser utilizado para un propósito y luego continuar con la aplicación de otro filtro. Para esto es necesario contener toda una matriz de los pesos obtenidos en el diseño de cada filtro, además, permite adicionar filtros de diferente orden. Se recomienda el uso de los filtros en cascada, dado que no implican tener que utilizar todas sus secciones en una sola iteración, sino, dependiendo de la aplicación el usuario escoge a su conveniencia su secuencia.

La conexión USB permite la transferencia para su análisis con software, lo cual lo convierte en una herramienta flexible. A pesar de ser una tarjeta de desarrollo, el proveedor brinda la documentación necesario para su implementación real ante un prototipo. El almacenamiento en tiempo real a la memoria flash o externo no sería tan

factible dado que tomaría más tiempo en su registro o procesador dedicado. Por lo que se recomienda el registro en la memoria RAM y luego ser transferido a una memoria de menor jerarquía en la arquitectura del procesador. Tener en cuenta utilizar comunicación USB, contar un aislador al circuito acondicionamiento a fin de no contar con un riesgo eléctrico al paciente.

Existe microcontroladores que incluyen un motor DSP en su arquitectura, es compuertas digitales que puedan desempeñar operaciones características de un DSP, que pueden desempeñar la misma función que realiza la TMS320C6713 DSK para este proyecto, sin embargo, se debe considerar los siguientes puntos:

Acondicionamiento de los módulos ADC,

Memoria interna y externa.

Velocidad de procesamiento.

Módulos a periféricos de salida integrados.

Otros.

Sobre el acondicionamiento de los módulos ADC de un microcontrolador, se hace referencia al límite de entrada analógica, es decir, cuál sería el rango de voltaje permitido. Es característico permitir valores positivos. Para eso se recomienda modificar la señal sEMG adicionándola un offset a fin cumplir dicho requisito del ADC.

La memoria interna y externa del microcontrolador es un parámetro que debe estar acorde al volumen de información a tratar como por ejemplo guardar información para un registro de los resultados tal como se realiza este proyecto. Se recomienda que el microcontrolador cuente con una memoria interna amplia para el registro de los

resultados en tiempo real. Además de un periférico interno que pueda gestionar la transferencia a una memoria externa como un EEPROM para un registro no volátil.

Con referencia a la velocidad de procesamiento, un microcontrolador de gama alta como los PIC24FJ128GBx en la marca MICROCHIP o la familia de microcontroladores de gama alta como TMS320F283x de Texas Instruments, cada uno con una operación de 16MIPS a 32MHz o con una operación de 600MFLOPS a 300MHz respectivamente, son ejemplos de procesadores de alto rendimiento y bajo coste que pueden ser utilizados con el mismo propósito desarrollado en este proyecto a mas.

Se recomienda si se va a ser uso de un microcontrolador, este cuente con un modulo de comunicación a periféricos de salida con interfaces como por ejemplo para realizar una conexión USB.

La familia TMS320 contiene una serie de gama la cual indica al usuario el procesador que se ajusta al requerimiento del proyecto. Los recursos y optimización de consumo de energía es ahora una prioridad considerada también importante ante el desarrollo de equipos. Existen diversas marcas que proveen las mismas características del procesador usado a un menor precio y/o con mayor rendimiento, mencionado esto, se recomienda hacer un enfoque a los periféricos que este brinda y que este garantice un desempeño robusto a fin de cumplir con los requisitos de la aplicación con un menor consumo de energía (ejemplo: procesadores de punto fijo).

Otros tipos de procesamiento es el filtraje adaptivo en el cual se recomienda para una interferencia dentro de la banda de trabajo, a diferencia de los filtros tradicionales tipo recursivo, los pesos son fijos y tiene una respuesta infinita al impulso es muy difícil y no práctico el cambio a pesos dinámicos. Para este tema se ajusta el algoritmo de LMS

el cual parte de una base teórica y ya contiene muchos trabajos de referencia para una orientación a este tipo de procesamiento digital.

Para un desarrollo futuro, se tiene muchas herramientas tecnológicas para continuar con este tema y culminar con la discriminación de todos los dedos de una mano para su aplicación a un actuador como un mecanismo servomotor o robot. Si bien se enfocó para la flexión de los dedos, la extensión es realizada por el músculo extensor común el cual también se recomendaría un análisis para la detección de todo el movimiento de un dedo, en conjunto o todos los dedos. Si bien para el análisis de los músculos implica contar proporcionalmente con más canales de ingreso al sistema, existen sensores patentados dedicados para un análisis de una extremidad. Se recomienda el uso de sensores EMG con modificaciones en adaptarse a una extremidad específica como el antebrazo.

Se recomienda utilizar sensores que permitan diferenciar el movimiento y así corroborar la bioalimentación producto de la sEMG; sería una herramienta valiosa para dar más grado de fiabilidad en los resultados. Entre los que destacan, son los potenciómetros lineales (cambia su resistividad ante el giro de la perilla) para realizar un mecanismo que se adapte a los dedos, flexo-resistencias que pueden ser adheridos al dedo y realizar una relación resistividad-flexión del dedo, la realimentación por imágenes (procesamiento de imágenes), pantallas táctiles, etc.

# BIBLIOGRAFIA

## Libros

- [1] E. Criswell. "Electrode Placements". Introduction to Surface Electromyographic. 2da Ed. Massachussetts. 2011. Cap. 17. Pp 311-337.
- [2] J. Bronzino. "Principles of Electromyography". The Biomedical Engineering Handbook. 3ra Ed. Connecticut. 2006. Cap. 25. Pp. 2-9
- [3] D. Prutchi y M. Norris. "Bandpass selection for Biopotential Amplifiers". Design and Development of medical Electronic Instrumentation. Ed. Wiley-Interscience. 2005. Cap 2, pp 42, 65-71.
- [4] L. Weiss, J. Silver y J. Weiss. "Why do Electrodiagnostic Studies?". Easy EMG. 1ra Ed. 2004. Cap 2, pp 5-8.
- [5] R. Northrop. "Measurement of Electrical Potentials and Magnetic Fields from the Body Surface". Noninvasive Instrumentation and Measurement in Medical diagnosis. Florida. 2002. Cap. 4. Pp 58-62, 107-114.
- [6] S. A. Tretter. "Overview of the Hardware and Software Tools" en Communication System Design Using DSP Algorithms with Laboratory Experiments for the TMS320C6713 DSK. New York. 2008. Cap 1, pp. 6-21.
- [7] R. Chassaing y D. Reay. "Infinite Impulse Response Filters" en Digital Signal Processing and Applications with the TMS320C6713 and TMS320C6416 DSK. 2do Ed. New Jersey. 2008. Cap. 5, pp. 210-244.
- [8] N. Kehtarnavaz. "Digital Filtering" en Digital Signal Processing System Design: LabView-Based Hybrid Programming. 2da Ed. California. 2008. Cap. 4, pp 93-97.
- [9] C. Ishii. "Recognition of Finger Motions for Myoelectric Prosthetic Hand via Surface EMG" en Advances in Mechatronics. Ed. Intech. 2011, pp 179-189.

Conferencias:

[10] D. R. Brown III. “Digital Signal Processing and applications with the TMS320C6713 DSK”, presentado en Octubre del 2007 en DSP Workshop de Texas Instruments.

Memorias:

[11] C. J. De Luca. The use of Surface Electromyography in Biomechanics en The International Society for Biomechanics. Wartenweiler Memorial lecture. 1993. Pp 11-24

Manuales:

[12] S. J. Orfanidis. “IIR Filterin Experiments” en 332:348 – Digital Signal Processing Laboratory. Rutgers University. New Jersey. 2012.

[13] “Basics of Surface Electromyography applied to psychophysiology”. Thought Technology Ltd. Montreal, Canada. 2008

[14] C. J. De Luca. “A practicum on the Use of sEMG Signals in Movement Sciences”. Delsys Inc. 2008.

[15] “TMS320C6713 DSK Technical Reference”. Spectrum Digital INC. 506735-0001 Rev. B. Nov-2003, pp. 1-2.

[16] “Precision, Low Power INSTRUMENTATION AMPLIFIERS”. Burr-Brown Products from Texas Instruments. INA128 Datasheet. SBOS051B. 1995. Rev. 2005.

[17] “General-Purpose FET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS”. Burr-Brown Products from Texas Instruments. OPA4131 Datasheet. SBOS040A. 1994. Rev. 2002.

[18] “TLV320AIC23 Stereo Audio CODEC, 8- to 96-kHZ, with integrated Headphone Amplifier”. Texas Instruments Data manual. SLWS106D. Rev. 2002.

[19] “TMS320C6713 FLOATING-POINT DIGITAL SIGNAL PROCESSOR”. Texas Instruments. TMS320C6713 datasheet. Houston. SPRS186L. Rev. 2005.

[20] “Technical Note 103: EMG Signal Analysis”. Delsys Inc. Boston.

Papers:

- [21] Y. Itoh, H. Uematsu y otros. "Finger curvature movement recognition interface technique using sEMG signals" in Journal of Achievements in Materials and Manufacturing Engineering. Vol 23. 2007.
- [22] A. H. Al-Timemy, G. Bugmann y N. Outram. "A Study of the effect of Force Control on the Performance of a Myoelectric Finger Flexion Recognition Algorithm" en ICABB. Venice, Italia. 2010.
- [23] C. J. De Luca. "Electromyographic. Encyclopedia of Medical Devices and Instrumentation". Ed. John G. Webster. 2006. Massachusetts. Ed. John Wiley Publisher, pp 98-106.
- [24] S. Kumar, A. Chatterjee y A. Kumar. "Design of a below myoelectric arm with proportional grip force". Journal of Scientific & industrial research. Vol. 71. Abril 2012, pp 262-265.
- [25] C. J. De Luca. "Imaging the Behavior of Motor Units by Decomposition of the EMG signal". Delsys Inc. Boston. 2008.
- [26] A. Merlo y I. Campanini. "Technical Aspect of Surface Electromyography for Clinicians" publicado por The Open Rehabilitation Journal. Vol. 3 2010, pp 100-106.
- [27] J. Roca Jr, J. M. Jimenez, J. A. Villarejo y J. Roca. "Reconocimiento de patrones de actividad en EMG superficial, de uso en ayudas tecnológicas y biofeedback" memoria del Congreso Latinoamericano de Ingeniería Biomédica, La habana – Cuba. 2001.
- [28] M. B. I. Reaz, M. S. Hussain y F. Mohd-Yasin. "Techniques of EMG signal analysis: detection, procession, classification and applications". Biological Procedures Online, disponible en: [www.biologicalprocedures.com](http://www.biologicalprocedures.com). (Jun- 2012)
- [29] P. R. Stefani, L. Carro y P. Nohama. "Analog reconfigurable technologies for EMG signal processing". Revista Brasileira de Engenharia Biomedica. 2007. Vol. 23, n. 2, pp 153-157.

[30] F. D. Farfan, J. C. Politti, C. J. Felice. “Evaluation of EMG processing techniques using Information Theory”. Biomedical Engineering Online. Disponible en: <http://www.biomedical-engineering-online.com/content/9/1/72>. (Jun-2012).

[31] G. De Luca. “Fundamental Concepts in EMG Signal Acquisition”. Delsys Inc. 2003. Rev. 2.1, pp 8-10, 14, 21-23.

[32] R. Mancini, “Op Amps For Everyone”. Design Reference. Texas Instruments. Advanced Analog Products. SLOD006B. 2002.

[33] J. Moscol. “Mostración Anatómica de la mano”. Departamento Académico de Ciencias Morfológicas. Facultad de Medicina Hipólito Unanue. Universidad Federico Villareal. Disponible en: [http://www.youtube.com/watch?v=H42pn-rMXw&feature=youtu\\_gdata\\_player](http://www.youtube.com/watch?v=H42pn-rMXw&feature=youtu_gdata_player). (Junio-2012)

Tesis:

[34] L. J. Muñoz. “Análisis de componentes Principales e Independientes aplicadas a Reducción de ruido en señales Electrocardiográficas”. Tesis pregrado. Fac. Ingeniería Eléctrica, Electrónica, Física y Ciencias de la computación. Univ. Tecnológica de Pereira. Colombia. 2008. pp. 18-34

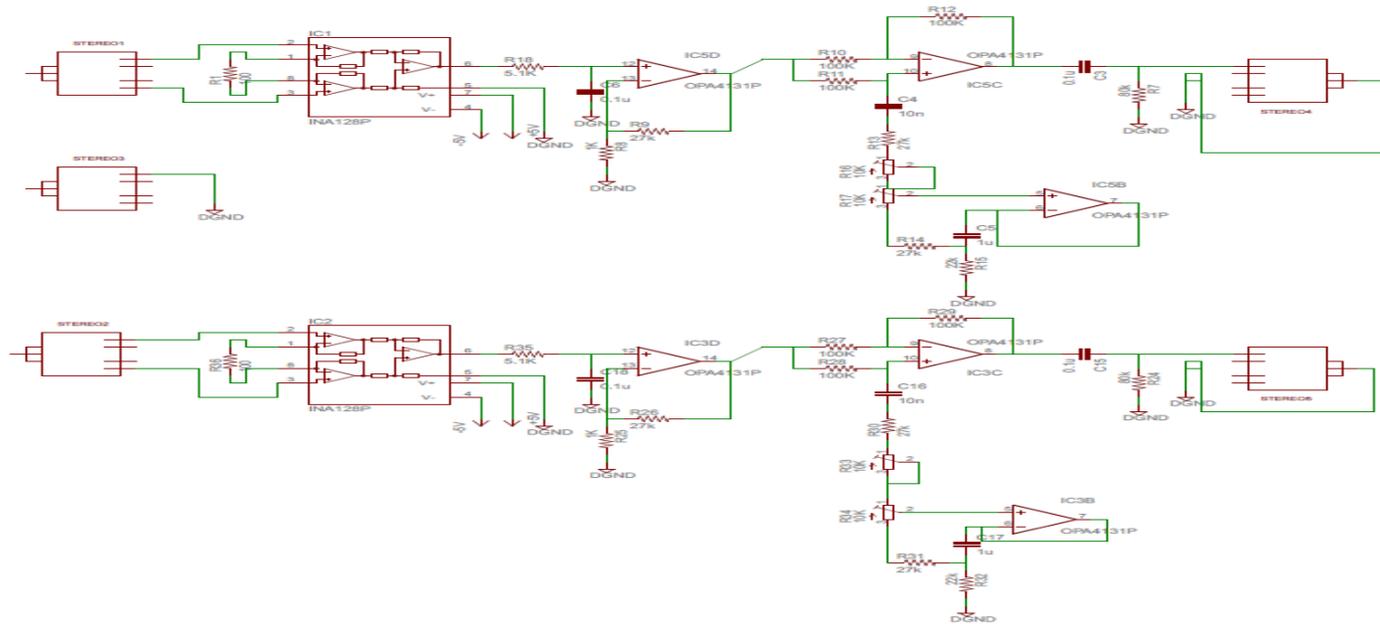
Datasheet:

[35] USB Isolator 1kV. Wiesemann & Theis GmbH. Disponible: <http://www.wut.de/e-33001-ww-daus-000.php>. (Octube-2012)

# APÉNDICES

## Apéndice A

Circuito completo del acondicionamiento sEMG de 2 canales



## Apéndice B

*Código de programa DSP*

```
// TESIS CARLOS ALVA. PROCESAMIENTO MIOELECTRICO

#include "DSK6713_AIC23.h" //soporte del codec AIC23

Uint32 fs=DSK6713_AIC23_FREQ_8KHZ;      //Seteo de la fs

#define DSK6713_AIC23_INPUT_MIC 0x0015

#define DSK6713_AIC23_INPUT_LINE 0x0011

Uint16 inputsource=DSK6713_AIC23_INPUT_LINE;

#include "filtrofinaltesis.cof"

#include "bajo1.cof"

#define BUFFSIZE 22000 // definiendo el tamaño de la muestra

float w[NUM_SECTIONS][2] = {0};

float w2[NUM_SECTIONS][2] = {0}; // adicional

int buffer1[BUFFSIZE]; // Definiendo el vector de muestras

int buffer2[BUFFSIZE];

int buf_ptr1=0; // indice del buffer de muestras

int buf_ptr2=0;
```

```

interrupt void c_int11()    //rutina de interrupcion
{
    int section;    // seccion

    float input1, input2;    // entradas

    float wn,yn;    // valores de salida intermedia

    int sample_data2, sample_data1, sample_right1;

    int salida_pulg, salida_meniq;

    input1 = ((float)input_left_sample());

    input2=((float)input_right_sample());

    sample_data1=(int)input1;

    //PROCESAMIENTO LADO IZQUIERDO//

    DSK6713_LED_off(0);

    DSK6713_LED_off(1);

    for (section=0 ; section< 4 ; section++)

    {

        wn = input1 - a[section][0]*w[section][0] - a[section][1]*w[section][1];

        yn      =      b[section][0]*wn      +      b[section][1]*w[section][0]      +
        b[section][2]*w[section][1];
    }
}

```

```

w[section][1] = w[section][0];

w[section][0] = wn;

input1 = yn;           // salida de la primera iteracion
}

if(yn<0.0) // condicional para evitar negativos

yn=0.0;

input1=yn*2.0;

for (section=4 ; section< 5 ; section++)

{

    wn = input1 - a[section][0]*w[section][0] - a[section][1]*w[section][1];

    yn    =    b[section][0]*wn    +    b[section][1]*w[section][0]    +
b[section][2]*w[section][1];

    w[section][1] = w[section][0];

    w[section][0] = wn;

    input1 = yn;           // salida de la primera iteracion
}

    salida_pulg=(int)yn;

buffer1[buf_ptr1]=(salida_pulg);

if(++buf_ptr1>=BUFSIZE) buf_ptr1=0;

/*

```

```

        output_left_sample(((short)(yn))*2);

//PROCESAMIENTO 2do DEDO

sample_right1=(int)input2;

for (section=0 ; section< 4 ; section++)
{
    wn = input2 - a[section][0]*w2[section][0] - a[section][1]*w2[section][1];

    yn    =    b[section][0]*wn    +    b[section][1]*w2[section][0]    +
b[section][2]*w2[section][1];

    w2[section][1] = w2[section][0];

    w2[section][0] = wn;

    input2 = yn;           // salida de la primera iteracion
}

if(yn<0.0) // condicional para evitar negativos

yn=0.0;

input2=yn*2.0;

for (section=4 ; section< 5 ; section++)
{
    wn = input2 - a[section][0]*w2[section][0] - a[section][1]*w2[section][1];

    yn    =    b[section][0]*wn    +    b[section][1]*w2[section][0]    +
b[section][2]*w2[section][1];

```

```

w2[section][1] = w2[section][0];

w2[section][0] = wn;

input2 = yn;           // salida de la primera iteracion
}

salida_meniq=(int)yn;

buffer2[buf_ptr2]=(salida_meniq);

if(++buf_ptr2>=BUFFSIZE) buf_ptr2=0;

if(salida_pulg>300)

DSK6713_LED_on(0);

if(salida_meniq>300)

DSK6713_LED_on(1);

// before writing to codec

output_right_sample(((short)(yn))*2);

return;               //return from ISR
}

void main()

```

```

{

    DSK6713_LED_init();

    comm_intr();                //init DSK, codec, McBSP

    while(1);                   //infinite loop

}

// "filtrofinaltesis.cof"

#define NUM_SECTIONS 5

float b[NUM_SECTIONS][3] = {

    {9.98889896E-001, -1.99556447E+000, 9.98889896E-001},

    {9.98889896E-001, -1.99556447E+000, 9.98889896E-001}, //filtro notch 4to orden

    {1.66912450E-001, 0.00000000E+000, -1.66912450E-001}, //pasa banda

    {1.66912450E-001, 0.00000000E+000, -1.66912450E-001},

    {6.16479572E-007, 1.23295914E-006, 6.16479572E-007} }; //pasabajo

float a[NUM_SECTIONS][2] = {

    {-1.99540654E+000, 9.97728791E-001},

    {-1.99571994E+000, 9.97833260E-001}, //filtro notch 4to orden

    {-1.97791558E+000, 9.78178665E-001},

    {-1.48672241E+000, 6.00012584E-001},

```

```
{-1.99879602E+000, 9.98798487E-001} };//pasabajo

// bajo1.cof

#define NUM_SECTIONS1 2

float b1[NUM_SECTIONS1][3] = {

{3.31984354E-002, 6.63968709E-002, 3.31984354E-002},

{2.81187532E-002, 5.62375064E-002, 2.81187532E-002} };

float a1[NUM_SECTIONS1][2] = {

{-1.61172710E+000, 7.44520838E-001},

{-1.36511724E+000, 4.77592250E-001} };
```

# ANEXOS



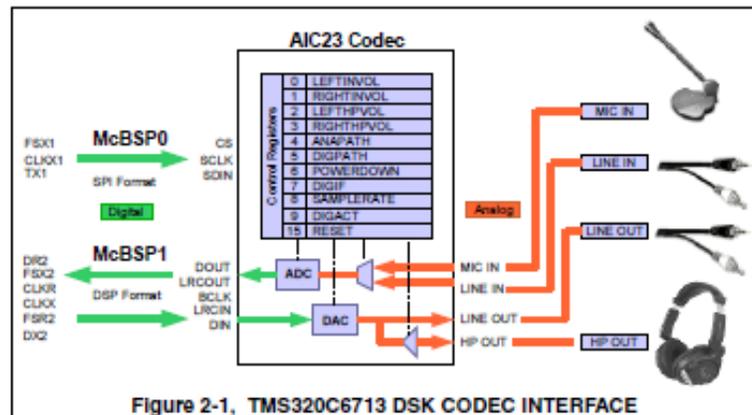
## 2.2 AIC23 Codec

The DSK uses a Texas Instruments AIC23 (part #TLV320AIC23) stereo codec for input and output of audio signals. The codec samples analog signals on the microphone or line inputs and converts them into digital data so it can be processed by the DSP. When the DSP is finished with the data it uses the codec to convert the samples back into analog signals on the line and headphone outputs so the user can hear the output.

The codec communicates using two serial channels, one to control the codec's internal configuration registers and one to send and receive digital audio samples. McBSP0 is used as the unidirectional control channel. It should be programmed to send a 16-bit control word to the AIC23 in SPI format. The top 7 bits of the control word should specify the register to be modified and the lower 9 should contain the register value. The control channel is only used when configuring the codec, it is generally idle when audio data is being transmitted,

McBSP1 is used as the bi-directional data channel. All audio data flows through the data channel. Many data formats are supported based on the three variables of sample width, clock signal source and serial data format. The DSK examples generally use a 16-bit sample width with the codec in master mode so it generates the frame sync and bit clocks at the correct sample rate without effort on the DSP side. The preferred serial format is DSP mode which is designed specifically to operate with the McBSP ports on TI DSPs.

The codec has a 12MHz system clock. The 12MHz system clock corresponds to USB sample rate mode, named because many USB systems use a 12MHz clock and can use the same clock for both the codec and USB controller. The internal sample rate generator subdivides the 12MHz clock to generate common frequencies such as 48KHz, 44.1KHz and 8KHz. The sample rate is set by the codec's SAMPLERATE register. The figure below shows the codec interface on the C6713 DSK.



## ANEXO 2

### AISLADOR USB 1KV

W&T

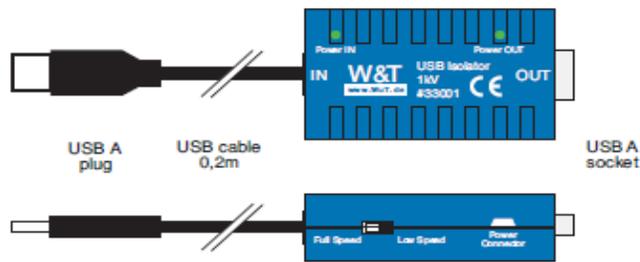
USB Isolators

#### Display elements

The Isolator includes two green LEDs for indicating the correct supply voltage for the Isolator. The *Power IN* LED indicates correct power for the upstream side of the Isolator from the USB host or hub, whereas the *Power Out* LED indicates the voltage of the downstream side.

#### Speed switching

The USB-Isolator #33001 supports USB devices operating in full-speed mode at 12 MBit/s or low-speed mode at 1,5 MBit/s. Two small switches on the side of the Isolator labeled „Low Speed“ and „Full Speed“ are used to switch between the two speeds.



Each switch configures the upstream and downstream side of the Isolator.

A speed conversion is not possible with the Isolator, so that both switches must always be in the same position. A different setting for both ports will prevent data transmission.



The factory default setting for the Isolator is Full Speed mode.

**W&T**

## USB Isolators

**Technical data**

Isolation voltage:	min. 1kV DC
USB speed:	Full Speed (12MBit/s), Low Speed (1.5 MBit/s)
Power supply:	
Upstream-Port:	USB-supplied
Downstream-Port:	5V DC using included power supply
Current draw:	
Upstream-Port:	max. 8 mA
Downstream-Port:	max. 8 mA plus current draw of the USB slave
USB connections:	
Upstream-Port:	USB A plug with 20 cm cable
Downstream-Port:	USB A socket integrated in housing
Ambient temperature:	
Isolator:	Storage: -40..+70°C, Operating: 0..+70°C
Power supply:	Storage: -40..+70°C, Operating: 0..+40°C
Permissible rel. humidity:	0..90% relative humidity (non-condensing)
Housing:	Plastic compact housing, 55 x 30 x 16 mm
Weight:	approx. 35 g
Scope of delivery:	USB Isolator USB power supply 5V / 0.7A power cable, Mini-USB, 5-pin